



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
*Hamburg University of Applied Sciences*

# Bachelorthesis

Carsten Brahm

Hard- und Software eines  
mikrocontrollergesteuerten Reglers zur  
Schnellladung von Lithium-Ionen-Akkus

Carsten Brahm  
Hard- und Software eines  
mikrocontrollergesteuerten Reglers zur  
Schnellladung von Lithium-Ionen-Akkus

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung  
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr. -Ing. Karl-Ragmar Riemschneider  
Zweitgutachter : Prof. Dr. -Ing. Holger Kapels

Abgegeben am 11. März 2013

**Carsten Brahm**

**Thema der Bachelorthesis**

Hard- und Software eines mikrocontrollergesteuerten Reglers zur Schnellladung von Lithium-Ionen-Akkus

**Stichworte**

Lithium-Ionen-Akkus, Laderegler, Temperaturregelung, Innenwiderstand, modulierter Ladestrom

**Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit umfasst die Analyse, Entwicklung und Umsetzung eines Schnellladeverfahrens in Soft- und Hardware. Dazu wird ein Konzept entworfen und dargestellt. Es erfolgen die Auswahl geeigneter Verfahren und Bauteile und der Entwurf von Schaltplänen und Mikrocontrollersoftware. Nach dem Aufbau der Hardware folgen, nach gegebenenfalls notwendigen Korrekturen, Ladeversuche und das Aufzeichnen und Auswerten von Messreihen als Funktionsnachweis. Es soll gezeigt werden, dass mit dem umgesetzten Verfahren ein schnelleres Laden möglich ist, als mit konventionellen Methoden.

**Carsten Brahm**

**Title of the paper**

Hard- and software of a microprocessor controlled charge regulator for fast charging of lithium ion batteries

**Keywords**

Lithium ion battery, charge regulator, temperature control, internal resistance, modulated charging current

**Abstract**

This thesis includes the analysis, development and realisation of a method for fast charging of batteries in hard- and software. A concept will be created and documented. The selection of applicable methods and components will be another part. Further the circuit layouts and microcontroller software will be projected. After realisation and if necessary improvement of the hardware, some charge tests will be executed to prove the performance of the charger. An aim is to demonstrate that it is possible to charge a battery faster with the implemented method than with a conventional one.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>6</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>8</b>
1.1 Einführung und Zielsetzung	8
1.1.1 Motivation	8
1.1.2 Firmenprofil	9
1.1.3 Aufgabenstellung	9
1.2 Lithium-Ionen-Zellen	11
1.2.1 Aufbau	11
1.2.2 Zellchemie	12
1.2.3 Thermische Effekte	13
1.2.4 Sicherheit und Gefahren	14
1.2.5 Ladeverfahren	16
1.2.6 Innenwiderstand	18
<b>2 Analyse und Konzeptentwurf</b>	<b>20</b>
2.1 Konzept für ein Schnellladeverfahren	20
2.2 Spezifikation und Funktionsumfang	22
2.3 Vorbetrachtung zur Temperaturregelung	24
2.3.1 Thermische Gesetzmäßigkeiten	24
2.3.2 Betrachtung des ungünstigsten Falls	26
2.3.3 Zu erwartende maximale Zelltemperatur	27
2.3.4 Charakterisierung der Regelstrecke	29
2.3.5 Bedeutung der Regelung	31
2.4 Weitere Berechnungen	31
2.5 Testkonzept zur Überprüfung der Ergebnisse	33
2.6 Vorauswahl der Bauteile	34
<b>3 Entwicklung und Umsetzung</b>	<b>38</b>
3.1 Hardware	38
3.1.1 Oszillator	39
3.1.2 Controllerplatine	42
3.1.3 Modulator	44

---

3.1.4	Stromquelle . . . . .	46
3.1.5	Messwerterfassung . . . . .	50
3.2	Software . . . . .	54
3.2.1	Timing . . . . .	54
3.2.2	Analog Digital Umsetzer . . . . .	56
3.2.3	Regelalgorithmus . . . . .	59
3.2.4	Temperaturerfassung . . . . .	60
3.2.5	Pulsweitenmodulation . . . . .	60
3.2.6	Kommunikation . . . . .	61
3.2.7	Tasterabfrage . . . . .	64
<b>4</b>	<b>Erprobung und Auswertung</b>	<b>65</b>
4.1	Inbetriebnahme und Einstellung . . . . .	65
4.1.1	Justierung des Oszillatormoduls . . . . .	65
4.1.2	Funktionstest der Controllerplatine . . . . .	66
4.1.3	Prüfung des Modulatormoduls . . . . .	70
4.1.4	Testen der Stromquelle . . . . .	70
4.1.5	Funktionskontrolle der Messwerterfassung . . . . .	71
4.1.6	Reglereinstellung . . . . .	73
4.2	Messreihen . . . . .	77
4.3	Auswertung der Messergebnisse . . . . .	84
4.4	Qualitative Betrachtung . . . . .	85
4.5	Mögliche Verbesserungen . . . . .	88
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>90</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>91</b>
	<b>Anhang</b>	<b>95</b>
A	verwendete Abkürzungen . . . . .	95
B	Quellcodes . . . . .	96
B.1	C-Codes für den Laderegler . . . . .	97
B.2	MATLAB Codes . . . . .	118
C	Schaltpläne . . . . .	121
D	Datenblätter, Dokumente und Kennlinien . . . . .	127

# Abbildungsverzeichnis

1.1	zylindrische Zellen von Panasonic [24]	8
1.2	Prinzipdarstellung einer elektrochemischen Zelle [32]	11
1.3	Aufbau einer NCR-18650E-Zelle [24]	12
1.4	Schematische Darstellung einer Li-Ionen-Zelle [17]	13
1.5	Klassifizierung der Gefährdung durch Li-Ionen-Zellen nach EUCAR [34]	14
1.6	Beispiele für Li-Ionen-Brände [19] [38] [37]	15
1.7	Kennlinien bei CC-CV Ladung [10]	16
1.8	Innenwiderstand einer Batterie nach Randles	18
2.1	Darstellung des Verfahrens [39]	21
2.2	Allgemeiner Regelkreis mit Rückführung über ein Messglied	25
2.3	Simulation - Zelltemperatur in Abhängigkeit von der wirksamen Oberfläche	28
2.4	Simulation - Zelltemperatur in Abhängigkeit vom Ladestrom	28
2.5	Sprungantwort einer $PT_1$ - $T_1$ -Strecke [31]	30
2.6	Einstellregeln für diskrete Regler nach Takahashi [31]	30
2.7	ATMEGA88A Mikrocontroller [23]	35
2.8	Funktionsdiagramm des Modulatorbausteins AD633 [3]	36
3.1	Blockschaltbild des Ladereglers	39
3.2	Simulation - Spannungsverlauf am Oszillatorausgang	40
3.3	Modulatorschaltung	45
3.4	Schaltplan für die Stromquelle	47
3.5	Simulation - Eingangsspannung und Ausgangsstrom der Stromquelle	49
3.6	Instrumentenverstärker	50
3.7	Synchrondemodulator	51
3.8	Zeitliche Spannungsverläufe am Synchrondemodulator	51
3.9	Skizze zur Berechnung der Gleichrichter-Ausgangsspannung	52
3.10	Zeitliche Abläufe der Softwarekomponenten	57
3.11	Blockschaltbild eines digitalen Regelkreises	59
3.12	UART Standardframe [4]	62
4.1	Testaufbau für erste Versuche	66
4.2	Testplan zur Inbetriebnahme	67

---

4.3	Spannungsverlauf am realen Oszillator . . . . .	68
4.4	Prüfung des zeitlichen Ablaufs . . . . .	69
4.5	Screenshot des Terminalprogramms . . . . .	69
4.6	Eingangsspannung und Ausgangsstrom der realen Stromquelle . . . . .	71
4.7	Messung der Spannungen am Demodulator . . . . .	72
4.8	Sprungantwort nach Sprung des Ladestroms von 0 A auf 4,2 A . . . . .	73
4.9	Ladeversuch mit wind-up des I-Anteils . . . . .	74
4.10	Ladeversuch mit wind-up-Korrektur . . . . .	75
4.11	Kommerziell gefertigte Leiterplatte nach dem Bestücken . . . . .	76
4.12	Ladevorgang mit IU-Kennlinie zur Referenzwertermittlung . . . . .	78
4.13	Ladevorgang mit einem Strom von 4,2 A (2C) . . . . .	79
4.14	Ladevorgang mit einem Strom von 8,4 A (4C) . . . . .	80
4.15	Verhalten des Regelkreises nach einem Führungsgrößensprung . . . . .	81
4.16	Kennlinien des Ladereglers bei Störgrößensprüngen . . . . .	82
4.17	Test der Sicherheitsabschaltung mit thermisch isolierter Zelle . . . . .	83
4.18	Maximaler Temperaturanstieg pro Zeit . . . . .	85
4.19	Aufschalten eines Stromsprungs zum Ermitteln des Innenwiderstands . . . . .	86
4.20	Führungsgrößensprung . . . . .	88
4.21	Störgrößensprung . . . . .	88

# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Einführung und Zielsetzung

#### 1.1.1 Motivation

In technischen Geräten aktueller Serien werden für die netzunabhängige Energieversorgung vorrangig Akkumulatoren mit Lithium-Ionen-Chemie eingesetzt. Diese sind wiederaufladbare, sogenannte sekundäre Batterien, welche mit geeigneten Ladegeräten aufgeladen werden können. Während der Zeit des Aufladens kann das Gerät in den meisten Fällen nicht verwendet werden, darum ist man bestrebt, diese Phasen möglichst kurz zu halten. Weiterhin soll in der Zelle möglichst viel elektrische Energie gespeichert werden, ohne dabei die für Lithium-Akkus geltenden Sicherheitsaspekte zu verletzen. Eine Herausforderung ist dabei, den Ladevorgang zum optimalen Zeitpunkt zu beenden.



Abbildung 1.1: zylindrische Zellen von Panasonic [24]



Bei der Firma Panasonic Industrial Devices Europe GmbH in Lüneburg wird ein Ladegerät entwickelt, das die oben genannten Anforderungen erfüllt. Über ein spezielles Ladeverfahren, bei dem ein modulierter Ladestrom verwendet wird, wird die Spannung des chemischen Systems ermittelt und als Abschaltkriterium herangezogen. Als Vorteil erweist sich hierbei, dass der Ladevorgang nicht zum Messen unterbrochen werden muss. Der Messwert wird ferner nicht durch den Spannungsabfall am Innenwiderstand verfälscht. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Testaufbau zur Erprobung des Ladeverfahrens entwickelt und das Verfahren in der Praxis geprüft.

### 1.1.2 Firmenprofil

Die Panasonic Industrial Devices Europe GmbH ist ein Produzent von elektronischen Komponenten und Baugruppen. Sie wurde am 04. Juli 1984 gegründet und hat ihren Sitz in Lüneburg. Neben Leistungselektroniken für verschiedenste Geräte werden Steuerelektroniken und Bedienelemente bis zur Serienreife entwickelt und in der eigenen Produktion in der Slowakei gefertigt. Die Abteilung „Power Supplies & Engineering“ befasst sich mit der Entwicklung von Schaltnetzteilen und Akku-Ladesystemen.

### 1.1.3 Aufgabenstellung

Die Bachelorarbeit umfasst die Entwicklung, den Aufbau und die Inbetriebnahme eines Ladegerätes zum schnellen Aufladen eines Lithium-Ionen-Akkus. Ausgehend von einem Konzept, dass in einer Patentanmeldung der Firma Panasonic dargestellt ist, soll eine Realisierung in Hardware und Mikrocontroller-Software erfolgen. Als Hardwaremodule sind eine gesteuerte Stromquelle, ein Modul zur Messwerterfassung und -aufbereitung, sowie eine Mikrocontrollerplatine zu entwickeln. Ebenso sollen ein Modulator-Modul und ein Signalgenerator (VCO) entstehen. Der Laderegler wird als Software auf dem Mikrocontroller implementiert. Die Kommunikation zum PC erfolgt mit einer RS232-Schnittstelle. Dabei umfasst die Aufgabe der Bachelorarbeit:

#### Einarbeitung

- Einarbeitung in die Thematik und Herausarbeiten der Zielstellung
- Recherche zu den Grundlagen und Modellen der galvanischen Zelle und Ladeverfahren
- Darstellung des modulierten Ladeverfahrens

### **Praktische Voruntersuchung und Erarbeitung von Lösungskonzepten**

- Bauelemente-Studien, Laboraufbau von Teilschaltungen zur Funktionsanalyse
- Versuche oder Vergleichsmessungen mit Musterschaltungen und integrierten Schaltungen, z. B. für den Signalgenerator, die Stromquelle und die Modulareinheit
- Definition von Anforderungen an die Hardware, Festlegen von Rahmenbedingungen
- Auswertung der Vorversuche und Auswahl von Systemkomponenten

### **Systemkonzeption eines Testsystems**

- Auswahl der Hardwarekomponenten und Bauelemente, Recherche von Detaileigenschaften der Hardwarekomponenten und ICs
- Bewertung und Entwicklungsentscheidung des Reglerkonzeptes
- Erstellen eines Erprobungskonzeptes, Festlegung von System- und Versuchsparametern

### **Entwicklung einer Schaltung und Aufbau der Testhardware**

- Schaltungs- und Platinenentwicklung
- Erstellen eines Schaltplanes in EAGLE
- Erstellen eines Leiterplattenlayouts
- Bestücken der Platine

### **Entwurf und Implementierung der Software für den mikrocontrollerbasierten Regler**

- Dimensionierung der Parameter des Reglers
- Programmwurf und Implementierung in C (AVR GCC)
- Programmierung und Inbetriebnahme der Controller
- Funktionstest und Fehlerbeseitigung

## Funktionserprobung und Bewertung des Testsystems

- Funktionsnachweis durch Erfassung und Auswertung von Messreihen
- Vergleich der erreichten mit den erwarteten Eigenschaften
- Einordnung der Ergebnisse, Diskussion von Perspektiven

## 1.2 Lithium-Ionen-Zellen

### 1.2.1 Aufbau

Bei Lithium-Ionen-Zellen (nachfolgend Li-Ionen-Zellen) handelt es sich um sekundäre elektrochemische Zellen [15, S. 5]. Eine elektrochemische Zelle (auch galvanische Zelle) besteht im Wesentlichen aus zwei Elektroden mit Anschlusskontakten, einem Elektrolyten, dem Separator und einem umgebenden Gehäuse.

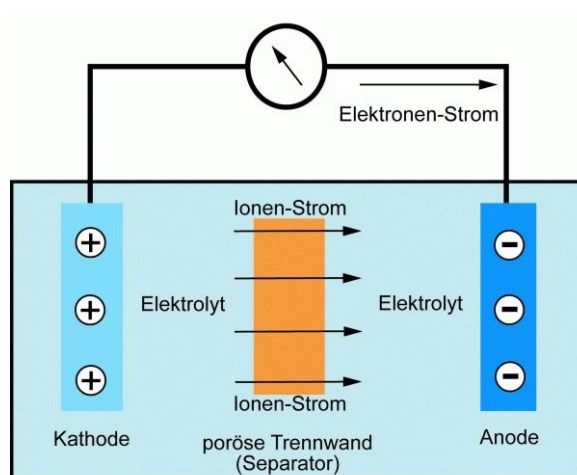


Abbildung 1.2: Prinzipdarstellung einer elektrochemischen Zelle [32]

Die Abbildung 1.2 zeigt den prinzipiellen Aufbau. Eine galvanische Zelle dient der Speicherung von elektrischer Energie, wobei die Energie in einem chemischen System gespeichert wird. Durch den Separator getrennt, läuft in der einen Hälfte eine Reduktionsreaktion, in der anderen gleichzeitig eine Oxidation ab (Redoxreaktion). Wird der zur Umladung der Ionen benötigte Strom (Elektronenstrom) über einen äußeren Kreis geleitet, so kann die elektrische Bindungsenergie direkt in elektrische Energie gewandelt und genutzt werden. Im Inneren findet zum Ausgleich ein Ionenstrom durch den Separator statt [16, S. 2].

In dieser Betrachtung werden zylindrische Lithium-Zellen vom Typ NCR-18650E des Herstellers Panasonic verwendet [24] (Datenblatt auch im Anhang). Diese Zellen basieren auf einer Lithium-Manganoxid-Chemie. Abbildung 1.3 zeigt den allgemeinen Aufbau einer gewickelten zylindrischen Zelle. Als weitere Bauform gibt es prismatische Zellen, welche durch ihre flachere Bauform als Stromversorgung für beispielsweise Mobiltelefone verwendet werden.



Abbildung 1.3: Aufbau einer NCR-18650E-Zelle [24]

## 1.2.2 Zellchemie

Das Elektrodenmaterial besteht einerseits aus Kohlenstoff oder Lithiumlegierungen (negative Elektrode), andererseits aus Metalloxiden wie Lithiumcobaltdioxid, Lithiumnickeloxid oder Manganoxid [15, S. 108f] (positive Elektrode). Das sich bei der Kombination verschiedener Elektrodenmaterialien einstellende elektrische Potential leitet sich aus der elektrochemischen Spannungsreihe ab. Weiterhin werden durch die Wahl des Elektrodenmaterials Eigenschaften wie die Kapazität und die Strombelastbarkeit beeinflusst. In Abschnitt 1.2.4 sind damit zusammenhängende Sicherheitsaspekte erläutert.

Bei Lade- oder Entladevorgängen werden Lithium-Ionen reversibel in Wirtsgitter ein- oder ausgelagert [14, S. 509]. Als bewegliche Ladungsträger entstehen bei der Redoxreaktion freie Elektronen ( $e^-$ ) und Lithiumionen ( $Li^+$ ). Abb. 1.4 stellt die Reaktionsvorgänge schematisch dar.

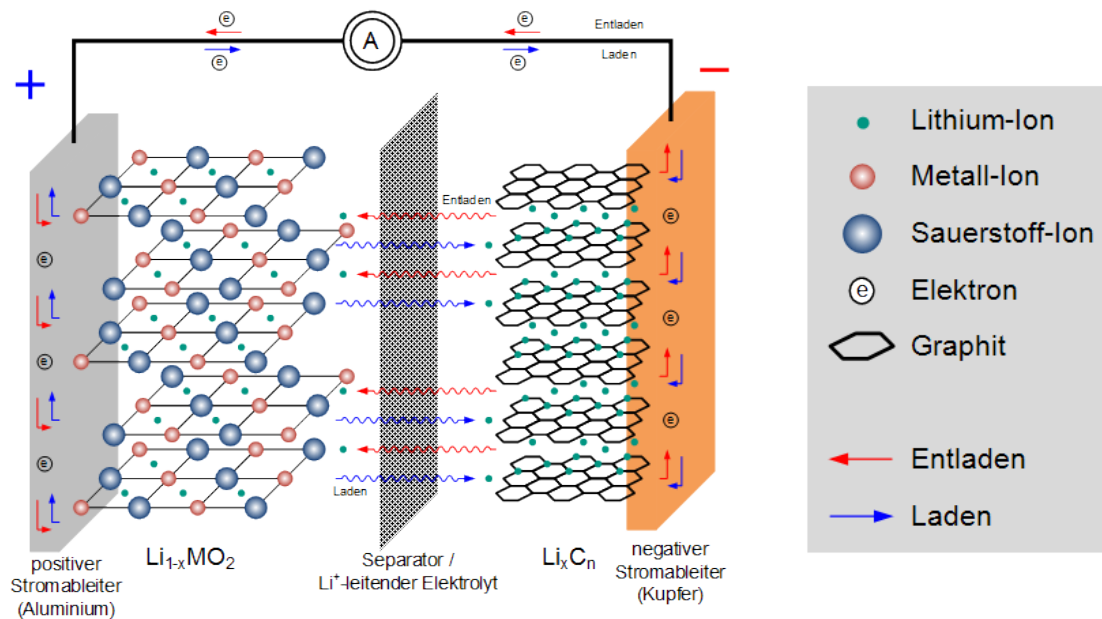


Abbildung 1.4: Schematische Darstellung einer Li-Ionen-Zelle [17]


### 1.2.3 Thermische Effekte

Verschiedene Prozesse haben Einfluss auf die Temperatur der Zelle. Der Temperaturzustand der Zelle wird im Wesentlichen durch folgende Gegebenheiten beeinflusst [15]:

- Joulesche Wärme am Innenwiderstand
- Joulesche Wärme durch Polarisationsüberspannung
- Wärmeabgabe durch Strahlung
- Wärmeabgabe durch Konvektion

Während die beiden Erstgenannten zur Erwärmung der Zelle führen, wirken die Wärmestrahlung und Konvektion dieser entgegen.

Die Wärmeproduktion verläuft im Wesentlichen quadratisch zum Ladestrom [15]. Da auch die Wärmeabgabe an die Umwelt mit steigender Temperaturdifferenz der Zelloberfläche zur Umluft steigt, erwärmt sich die Zelle nur bis zu dem Punkt, an dem die Wärmeabstrahlung gleich der Wärmeproduktion ist.

<b>Externe Einflüsse,</b> <b>z.B.</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Externe Erwärmung</li> <li>• Überladen</li> <li>• Tiefentladen</li> <li>• Zu hoher Ladestrom</li> <li>• Externer Kurzschluss</li> </ul>		<b>Hazard Level</b>	<b>Beschreibung</b>	<b>Klassifizierung und Auswirkung</b>
		<b>Interne Ereignisse,</b> <b>z.B.</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Elektroden-Elektrolyt Reaktion</li> <li>• Elektrochemische Reaktion</li> </ul>	0	Keine Auswirkung
	1	Passives Schutzsystem spricht an	Keine Beschädigung, keine Leckage, kein Gasaustritt, kein Feuer, kein Bruch, keine Explosion, keine exotherme Reaktion, kein Thermal Runaway. Zelle reversibel beschädigt. Reparatur des Schutzsystems notwendig.	
	2	Beschädigung	Keine Leckage, kein Gasaustritt, kein Feuer, kein Bruch, keine Explosion, keine exotherme Reaktion, kein Thermal Runaway. Zelle irreversibel beschädigt. Reparatur notwendig.	
	3	Leckage (Masseverlust < 50%)	Kein Gasaustritt, kein Feuer, kein Bruch, keine Explosion. Austritt des Elektrolyten < 50%.*	
	4	Gasaustritt (Masseverlust ≥ 50%)	Kein Feuer, kein Bruch, keine Explosion. Austritt des Elektrolyten ≥ 50%.*	
	5	Feuer	Kein Bruch, keine Explosion, keine herumfliegenden Teile.	
	6	Bruch	Keine Explosion, aber herumfliegende Teile der aktiven Masse.	
	7	Explosion	Explosionsartige Zersetzung der Zelle	

\* Das Auftreten einer Flamme oder von Feuer bedingt das Vorhandensein einer Zündquelle, eines brennbaren Stoffes und Sauerstoff in einer brenn-/zündfähigen Mischung. Sobald eine Zündquelle vorhanden ist und die austretende Flüssigkeit (Elektrolyt) oder Gase brennbar sind, wird aus Hazard Level 3 oder 4 zwangsläufig Hazard Level 5.

Abbildung 1.5: Klassifizierung der Gefährdung durch Li-Ionen-Zellen nach EUCAR [34]

### 1.2.4 Sicherheit und Gefahren

Die Energiedichte von Li-Ionen-Zellen nimmt mit voranschreitender Entwicklung immer weiter zu. Für den Umgang mit modernen Zellen ist eine gute Fachkenntnis unabdingbar. Die im Fehlerfall freiwerdende thermische Energie ist etwa sechsmal so groß, wie die elektrisch nutzbare Energie der Zelle [15, S. 133]. Auch benachbart gelagerte Zellen (z.B. in Akkupacks) können hierdurch beschädigt werden, was eine lawinenartige Freisetzung der Energie bedeutet.

Bedingt durch die Elektrodenzusammensetzung ergeben sich zulässige Spannungsgrenzen, innerhalb derer die Zelle betrieben werden darf. Der untere Grenzwert ist die sogenannte Entladeschlussspannung, der obere Grenzwert wird als Ladeschlussspannung bezeichnet. Typische Spannungsgrenzen werden mit 2,5 V bis 4,2 V angegeben [18, S 35.2]. Die Elektronik eines Ladegerätes muss die Spannungsgrenzen überwachen und bei Erreichen eines unzulässigen Betriebszustandes den Ladestrom abschalten.

Ein weiteres Kriterium ist der zulässige Strom. In den Datenblättern der jeweiligen Zellen wird der maximale Lade- und Entladestrom angegeben. Oftmals ist dann kein direkter Stromwert in der Einheit Ampere gegeben, sondern eine Angabe im Verhältnis zur Nennkapazität der



Abbildung 1.6: Beispiele für Li-Ionen-Brände [19] [38] [37]

Zelle (z. B. 0,7 C; 2 C; 4 C). Für eine Zelle mit einer Kapazität von 2000 mAh bedeutet eine 1C-Rate einen Strom von  $2000 \text{ mA} = 2 \text{ A}$ .

Bei nicht ausreichender Wärmeabfuhr oder fehlender Strombegrenzung ist es möglich, dass sich die Zelle unzulässig erwärmt. Thermische Prozesse in der Zelle beim Umladen (siehe Abschnitt 1.2.3) führen zu einer Erwärmung, infolge derer der Elektrolytwiderstand sinkt. Dieses ermöglicht einen noch höheren Stromfluss, der thermische Prozess wird noch weiter beschleunigt. Es kommt zu einer sich selbst verstärkenden Wärmeproduktion in der Zelle. Die Wärmeentwicklung in der Zelle steigt schneller, als die Wärmeabgabe an die Umwelt, dieser Prozess wird „thermal runaway“ (zu deutsch: thermisches Durchgehen) genannt [16, S. 62]. Die chemisch hochreaktiven Bestandteile von Li-Ionen-Zellen können bei Temperaturen über  $120^\circ\text{C}$  miteinander reagieren [30]. Ein möglicher Druckanstieg in der Zelle äußert sich durch Aufblähen des Gehäuses, bei neueren Zellen sind Überdruckventile zum kontrollierten Druckausgleich vorgesehen. Durch Schmelzen des Separators infolge der Wärmeentwicklung kommt es zu Kurzschlüssen [28]. Auch ein Abklemmen der Außenbeschaltung kann diesen Vorgang, der zur Zerstörung der Zelle führt und unter Umständen mit Flammenentwicklung einhergeht [15, S. 133] nicht mehr aufhalten.

Bei Auftreten von Fehlern kann von einer Li-Ionen-Zelle eine oder mehrere der folgenden Gefahren ausgehen [8]:

- Gefahr durch elektrische Spannung
- Gefahr durch elektrischen Strom
- Gefahr durch austretende Inhaltsstoffe
- Gefahr durch Feuer und/oder Explosion

Eine Klassifizierung des Gefahrenpotentials in 7 Hazard Level wurde durch EUCAR definiert (siehe Abb. 1.5).

In „Moderne Akkumulatoren richtig einsetzen“ [15] werden Sicherheitsvorkehrungen und Maßnahmen seitens der Zellhersteller und Geräteentwickler beschrieben, welche oben genannte Defekte verhindern sollen.

### 1.2.5 Ladeverfahren

Neben den Sicherheitsaspekten sind auch Effekte zu berücksichtigen, die die Lebensdauer der Zelle verringern. Wird die Ladeschlussspannung dauerhaft überschritten, so wird die Chemie der Zelle irreversibel geschädigt und die verfügbare Kapazität sinkt infolgedessen [15, S. 146]. Es wird eine Spannungsregelung mit einer Genauigkeit von mindestens 1 % empfohlen. Bei 4,2 V bedeutet das eine Toleranz von  $\pm 42$  mV. Bei ungenauen Laderegeln wird in der Praxis eine etwas geringere Abschaltspannung gewählt, um den Akku nicht zu schädigen. Dieses führt dazu, dass sich die Ladezeit verlängert und ggf. nicht die volle Kapazität ausgenutzt wird.

Die im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Bedingungen müssen durch die Anwendung eines entsprechenden Ladeverfahrens unbedingt eingehalten werden. Zur Anwendung in Ladegeräten kommen grundsätzlich zwei Prinzipien: zum einen die Konstantstromladung, zum anderen die Konstantspannungsladung.

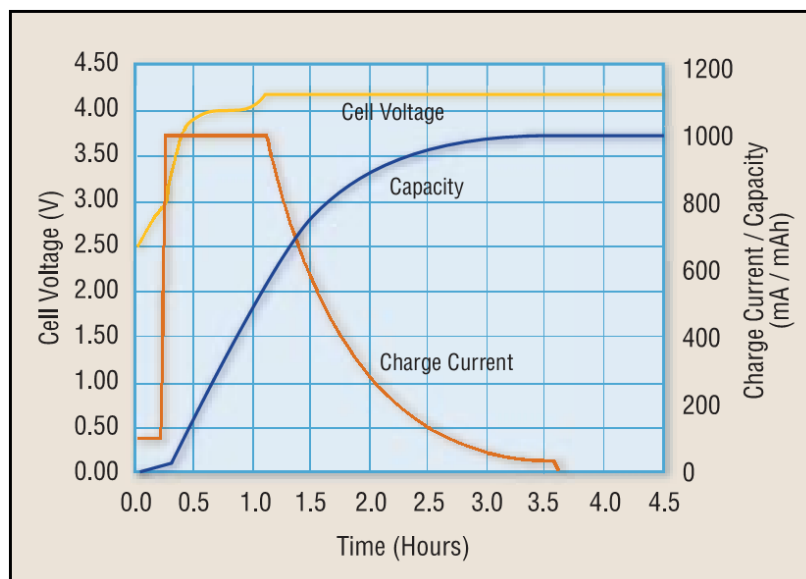


Abbildung 1.7: Kennlinien bei CC-CV Ladung [10]

Bei der Konstantstromladung wird die Zelle oder Batterie mit konstantem Strom geladen, eine Spannungsbegrenzung gibt es dabei nicht. Der maximale Strom wird durch einen Be-



grenzer limitiert. In der Literatur und in Datenblättern wird der Begriff „constant current“ (oder CC) angewendet, im deutschen Sprachraum spricht man von einer I-Kennlinie.

Bei der Konstantspannungsladung hingegen wird die maximale Spannung begrenzt, der Strom wird nicht limitiert. Man spricht von „constant voltage“ (CV) oder einer U-Kennlinie.

In der Praxis werden mehrere Kennlinien beim Laden kombiniert. So wird zuerst mit Konstantstrom geladen, bei Erreichen der Ladeschlussspannung wird auf Konstantspannungsladen umgestellt (CC-CV oder IU) [35]. Abbildung 1.7 verdeutlicht das Verfahren.

Die übliche Ladung eines Li-Ionen-Akkus wird in der Literatur wie folgt beschrieben [15, S. 148]. Zuerst wird geprüft, ob die Zellspannung unter einer kritischen Grenze von 3 V liegt, dann wird gegebenenfalls mit kleinem Strom vorgeladen, bis diese Spannungsschwelle überschritten ist. Im Anschluss erfolgt die Hauptladung mit konstantem Strom. Bei Erreichen der Ladeschlussspannung von 4,2 V schaltet das Ladegerät auf Konstantspannungsladung mit 4,2 V um. Der Ladestrom sinkt nun mit fortschreitender Ladung, weil das chemische System irgendwann gesättigt ist und keine weitere Energie chemisch binden kann. Fällt der Strom auf 0,05 C ab, kann die Zelle als vollständig geladen betrachtet und die Ladung beendet werden.

Nach Beenden des Ladevorgangs ist eine Ladung  $Q$  in die Zelle eingeladen worden, die bei intakten Zellen in der Nähe der Nennkapazität liegt (je nach Zustand der Zelle und der Eignung des Ladeverfahrens). Die Zeit, die seit dem Beginn der Ladung vergangen ist, nennt man die Ladezeit.

Die Ladezeit ist abhängig von der C-Rate (Höhe des Ladestroms im Verhältnis zur Kapazität) und dem angewendeten Ladeverfahren. Oft wird bei Schnellladeverfahren ein Verkürzen der Ladezeit durch Abkürzen der U-Phase erreicht, die volle Kapazität der Zelle wird dabei jedoch nicht ausgenutzt.

Standardladeverfahren laden Zellen mit einer 0,7 C Rate. Dieser Wert galt für Zellen früherer Generationen als Standardladerate, deshalb sind viele Ladegeräte danach ausgelegt. Vernachlässigt man die Umschaltung auf einen kleineren Ladestrom nach Erreichen der Ladeschlussspannung, erhält man als Ladezeit überschlagsmäßig

$$t_{Lade} = \frac{C}{I_{Lade}} = \frac{C}{0,7 \frac{C}{1h}} = \frac{1}{0,7h} = 1,43h \quad (1.1)$$

Als Schnellladung wird ein Aufladen der Zelle in wesentlich kürzerer Zeit bezeichnet. Dabei muss prinzipbedingt mit einem höheren Ladestrom gearbeitet werden, was zwangsläufig auf Kosten der Langlebigkeit der Zelle geht. Es gibt keine allgemeingültige Definition, ab wann eine Schnellladung vorliegt. Hier wird die Festlegung getroffen, dass das Laden der Zelle nicht länger als 30 Minuten dauern soll.

### 1.2.6 Innenwiderstand

Der Innenwiderstand beschreibt den elektrischen inneren Widerstand einer Batterie und die davon anhängige Fähigkeit, einen Strom abzugeben. Für die Darstellung des Innenwiderstandes gibt es verschiedene Modelle. Ein sehr einfaches und häufig angewendetes Modell ist das nach Randles (Abb. 1.8). Es beschreibt den Innenwiderstand als zusammengesetzte Größe aus mehreren Komponenten. Immer vorhanden, auch in einfacheren Modellen, ist der Widerstand  $R_{\Omega}$ , der durch die ohmschen Widerstände der Elektroden und des Elektrolyten hervorgerufen wird. Dazu in Serie befindet sich eine Kapazität parallel zu einem weiteren Widerstand. Diese stellen Effekte an der sogenannten Doppelschicht dar. Die im Abschnitt 1.2.2 beschriebenen Reaktionen laufen immer an der Phasengrenze zwischen den Elektroden und der Elektrolytlösung ab, es bildet sich an jeder Elektrode eine elektrolytische Doppelschicht [14]. An jeder Doppelschicht prägt sich eine Doppelschichtkapazität  $C_{DS}$  aus. Weiterhin steht der Widerstand  $R_{DS}$  für die Behinderung des Stromflusses durch Ladungstransfer.

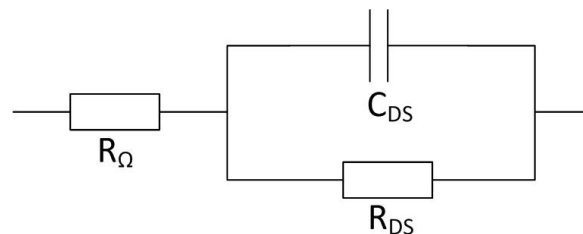


Abbildung 1.8: Innenwiderstand einer Batterie nach Randles

Genauer betrachtet ist bei jedem in der Realität vorhandenen Bauteil zusätzlich eine Induktivität vorhanden. Durch den mechanischen Aufbau ist es kaum zu vermeiden, dass eine Leiterschleife mit induktivem Verhalten entsteht.

Der induktive und der kapazitive Anteil des Innenwiderstandes bewirken, dass dieser nicht rein reell ist. Es ist ein komplexer Anteil vorhanden, weshalb auch von der Impedanz (Wechselstromwiderstand) gesprochen wird. Die Impedanz eines komplexen Systems ist bei einer bestimmten Frequenz minimal, da sich die komplexen Anteile der induktiven und kapazitiven Komponenten in diesem Punkt gegeneinander aufheben.

Beim Betrieb der Zelle spielt der Innenwiderstand eine große Rolle. Nach dem ohmschen Gesetz  $R=U/I$  fällt am Innenwiderstand bei Stromfluss eine dem Strom proportionale Spannung ab. Die an den Klemmen messbare Spannung  $U_{KI}$  setzt sich aus der Spannung des elektrochemischen Systems  $U_{chem}$  und der Spannung über dem Innenwiderstand  $U_{Ri}$  zusammen und ist damit abhängig vom fließenden Strom.

Die im Innenwiderstand umgesetzte Leistung wird komplett in Wärme umgesetzt und führt dadurch zu einer Erwärmung der Zelle bei Stromfluss.

Der Innenwiderstand variiert je nach Zustand der Batterie. Den größten Einfluss hat bei Li-Ionen-Zellen die Temperatur. Bei Kälte verlangsamen sich die chemischen Prozesse, wodurch der elektrische Widerstand des Elektrolyts steigt [11].

Auch Alterungseffekte beeinflussen den Innenwiderstand, allerdings ist während eines Ladezyklus nicht mit einer messbaren Änderung zu rechnen. Durch die Ausbildung von Reaktionsüberspannungen bei Stromfluss erhält der Innenwiderstand zudem eine nichtlineare Komponente und wird in gewissem Maße vom fließenden Strom abhängig [13].

# Kapitel 2

## Analyse und Konzeptentwurf

In diesem Kapitel werden zunächst die Aufgaben des Versuchsaufbaus analysiert und dazugehörige Anforderungen festgelegt und beschrieben. Diese dienen später als Grundlage für die Entwicklung der Hard- bzw. Software und sollen sicherstellen, dass alle Vorgaben eingehalten werden. Weiterhin wird die zu erwartende Regelstrecke charakterisiert um eine Grundlage für die Auswahl des Reglerkonzeptes zu haben.

### 2.1 Konzept für ein Schnellladeverfahren

Aus der Offenlegung zur Patentanmeldung [39] wird das grundsätzliche Funktionsprinzip für das zu entwerfende Schnellladegerät abgeleitet. Dabei handelt es sich um ein Gerät, das eine Li-Ionen-Zelle mit einem schwingungsbehafteten Strom, bestehend aus einem Wechsel- und einem Gleichanteil, in relativ kurzer Zeit nahezu vollständig lädt. Durch Demodulation und geschickte Filterung ist es möglich, die Spannung des chemischen Systems der Zelle ohne den Einfluss des Innenwiderstandes zu ermitteln. Diese Spannung wird als Abschaltkriterium für den Ladevorgang herangezogen. Bis zu diesem Punkt kann gemäß der Theorie der Erfindung mit maximalem Strom weitergeladen werden.

Zusätzlich wird eine Temperaturregelung integriert, die den Ladestrom verringert, wenn sich die Zelle erwärmt. Die Zelltemperatur wird dann durch Regelung des Ladestroms auf einem eingestellten Niveau gehalten. Auf diese Weise wird mit dem maximal möglichen Strom geladen und gleichzeitig eine Schädigung oder Zerstörung der Zelle durch Überhitzung sicher vermieden.

In einem weiteren Ausbauschnitt kann die Frequenz des modulierten Ladestromes so verändert werden, dass der komplexe Anteil des Innenwiderstands minimiert wird (siehe Abschnitt 1.2.6). Die Effektivität des Ladeverfahrens wird dadurch weiter gesteigert. Diese Betrachtung ist jedoch nicht Teil dieser Arbeit.

Laut Angaben des Erfinders soll der Ladestrom folgende Eigenschaften aufweisen:

- Multiplikation (Modulation) einer sinusförmigen offsetbehafteten Schwingung mit einer einstellbaren Größe
- keine negativen Anteile oder Nulldurchgänge
- Amplitude des Wechselanteils im Verhältnis zum Offset (positiver Gleichanteil) so, dass der daraus resultierende Spannungsfall am Innenwiderstand der Zelle sicher gemessen werden kann.

Abb. 2.1 zeigt ein Blockschaltbild zur Verdeutlichung des Prinzips.

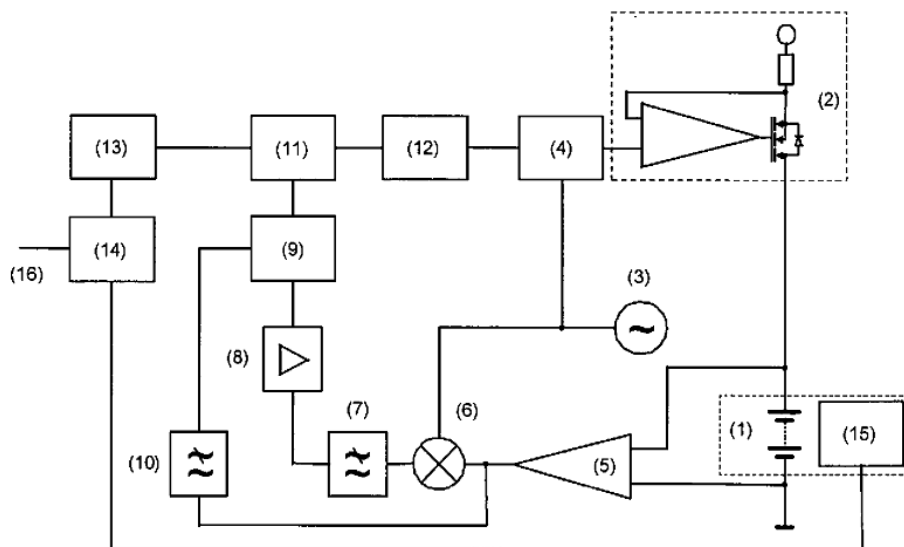


Abbildung 2.1: Darstellung des Verfahrens [39]

Der Ladestrom am Ausgang der Quelle (2) in Abb. 2.1 setzt sich zusammen aus dem Gleichstrom  $I_0$  und dem Wechselstrom  $I_1 \sin(\omega t)$  zu

$$i_L(t) = I_0 + I_1 \cdot \sin(\omega t) \quad . \quad (2.1)$$

An der Zelle gemessen (5) wird die Klemmenspannung  $U_C$ , welche sich zusammensetzt aus den nicht direkt messbaren Größen

$$U_C = U_{chem} + R_i \cdot (I_0 + I_1 \cdot \sin(\omega t)) \quad (2.2)$$

mit  $U_{chem}$ : Spannung des galvanischen Systems.

Durch Demodulieren (6) und anschließendes Tiefpassfiltern (7) lässt sich der Anteil

$$R_i \cdot I_1$$

separieren. Gesucht ist der Gleichspannungsanteil über dem Innenwiderstand, deshalb wird  $R_i \cdot I_1$  mit einem Faktor

$$\alpha = \frac{I_0}{I_1} \quad (2.3)$$

multipliziert (8). Der so erhaltene Wert ist gleich der über dem Innenwiderstand abfallenden Gleichspannung.

$$U_{R_i} = R_i \cdot I_1 \cdot \frac{I_0}{I_1} = R_i \cdot I_0 \quad (2.4)$$

Die gemessene Klemmenspannung wird tiefpassgefiltert. Bei dieser Mittelwertbildung werden alle Wechselanteile zu Null. Übrig bleiben die Gleichanteile:

$$U_{C,TP} = U_{chem} + R_i \cdot I_0 \quad (2.5)$$

In einem nachgeschalteten Subtrahierer (9) wird die Spannung über dem Innenwiderstand von der geglätteten Klemmenspannung subtrahiert. Als Ergebnis liegt die Spannung des chemischen Systems vor:

$$U_{C,TP} - U_{R_i} = U_{chem} + R_i \cdot I_0 - R_i \cdot I_0 = U_{chem} \quad (2.6)$$

Mit diesem Verfahren ist zu jedem Zeitpunkt die Spannung des chemischen Systems bekannt. Ein Vorteil liegt darin, dass der Ladevorgang nicht zum Messen unterbrochen werden muss, damit der Einfluss des ladestrombedingten Spannungsabfalls am Innenwiderstand minimiert wird.

## 2.2 Spezifikation und Funktionsumfang

Die folgenden Vorgaben und Rahmenbedingungen wurden mit der Firma Panasonic als Auftraggeber vereinbart und sind zu erfüllen: Das gesamte System soll als Testaufbau im Labor erfolgen. Die Stromversorgung erfolgt durch Kleinspannung über Labornetzgeräte.

Beim Betrieb nichtlinearer Verbraucher, zum Beispiel geschalteter Thyristoren in der Leistungselektronik können Netzrückwirkungen auftreten, die negative Effekte auf im gleichen Versorgungsnetz angeschlossene Verbraucher haben können. Bei der Entwicklung eines

kommerziellen Gerätes sind bestimmte Grenzen für ins Stromnetz oder durch die Luft abgestrahlte Störungen einzuhalten. Da es sich um einen Versuchsaufbau handelt, wird diesem Thema im Rahmen dieser Arbeit keine Beachtung geschenkt.

Der Ladevorgang soll nach Bereitstellen der Versorgungsspannung durch Druck auf einen Taster starten. Ebenso soll ein weiterer Taster zum Beenden bzw. Abbrechen der Ladung vorhanden sein.

Über eine geeignete Schnittstelle sollen aktuelle Systemparameter, wie zum Beispiel die momentane Spannung der Zelle ausgegeben werden.

Die Schwingung wird in einem Oszillator erzeugt. Die Oszillatorfrequenz kann zwischen 100 Hz ... 10 kHz variiert werden. Um keine störenden Oberschwingungen zu erzeugen, wird die Sinusform gewählt. Im Rahmen dieser Arbeit ist das Verändern der Frequenz nicht notwendig und es wird eine feste Frequenz von 1 kHz verwendet.

Um eine eindeutige Beurteilung ohne Einflüsse durch produktionsbedingte Parameterstreuungen vornehmen zu können, soll nur eine einzelne Zelle geladen werden.

Der Modulationsgrad  $m$ , also das Verhältnis vom Wechsel- zum Gleichstromanteil muss so groß sein, dass die Spannungsänderung in der Klemmenspannung sicher gemessen werden kann. Vorerst erfolgt eine Abschätzung für  $m$ . Der Innenwiderstand liegt bei intakten Lithium-Ionen-Zellen je nach Lade-, Temperatur- und Alterungszustand etwa im Bereich weniger  $m\Omega$  bis einiger hundert  $\Omega$ . Ein kleiner Innenwiderstand bedeutet zwar positive Einflüsse auf das gewünschte Verhalten der Zelle, im Gegenzug ist die darüber messbare Spannung jedoch kleiner. Ein Wert von  $10m\Omega$  wird als ungünstigster Fall angenommen.

Bei einem geringen Ladestrom ist der Spannungsfall am Innenwiderstand kleiner, als bei großen Strömen. Für die Umsetzung eines Schnellladeverfahrens sollte der Strom im Bereich von 1 bis 4 C liegen. Im Falle einer Erwärmung der Zelle erfolgt jedoch eine Begrenzung des Stromes, sodass als ungünstige Bedingung ein Strom von 1 A (entspr. 0,5 C bei der untersuchten Zelle) angenommen wird.

Eine weitere Annahme betrifft die sicher messbare Spannung. Mit 10 Bit ADCs gängiger Mikrocontroller lassen sich Spannungen im Bereich von ca. 5 mV auflösen, mit geeigneten Verfahren lassen sich Auflösungen von 1 mV realisieren. Die am Innenwiderstand abfallende Wechselfspannung soll als Spitzenwert mindestens 5 mV erreichen.

$$R_{i,min} \stackrel{!}{=} 10m\Omega \quad I_{0,min} \stackrel{!}{=} 1A \quad U_{1,min} \stackrel{!}{=} 5mV$$

$$I_{1,min} = \frac{U_1}{R_i} = \frac{5mV}{10m\Omega} = 0,5A \quad (2.7)$$

$$m = \frac{I_{1,min}}{I_{0,min}} = \frac{0,5A}{1A} = 0,5 \quad (2.8)$$

Für die Versuche wird der Modulationsgrad sicherheitshalber etwas höher, auf den Wert 0,7 angesetzt.

Bei deutlich kleineren Strömen als 1A ist eine sichere Messung des Innenwiderstandes nach der oben genannten Methode nicht gewährleistet. Dies ist jedoch nicht problematisch, da der Spannungsfall am Innenwiderstand im Umkehrschluss auch kleiner ist und somit nicht mehr so viel Einfluss hat.

Aus der Systembeschreibung und dem Datenblatt der Zelle werden folgende Spezifikationen für den Testaufbau abgeleitet:

Laden einer Li-Ionen-Zelle Typ Panasonic NCR-18650E

Kapazität:	typisch 2,25Ah; minimal 2,1Ah
Ladestrom:	Sinus + Offset
Modulationsgrad:	m=0,7
Versorgung:	12 VDC / 10 A
Ladestrom:	4200 mA empfohlen (laut Datenblatt)
Ladeschlussspannung:	4,2 V
Modulationsfrequenz:	100 Hz. . . 10 kHz, fest eingestellt: 1 kHz
Zelltemperatur	max. +60 °C
Regelung auf	+55 °C

## 2.3 Vorbetrachtung zur Temperaturregelung

Da die Li-Ionen-Zellen eine Temperatur von 60°C nicht überschreiten sollen, wird eine Temperaturregelung eingesetzt. Die Regelung der Zelltemperatur erfolgt über den Ladestrom, da dieser für die Erzeugung von Wärme in der Zelle verantwortlich ist. Nachfolgend werden einige Vorbetrachtungen zur Regelung der Zelltemperatur getroffen.

### 2.3.1 Thermische Gesetzmäßigkeiten

Ein Stromfluss in die Zelle führt zu einer Überhöhung der Zelltemperatur gegenüber der Umwelt. Die Wärmekapazität der Zelle hat einen Einfluss auf die Geschwindigkeit des Temperaturanstiegs. Mit steigender Zelltemperatur steigt auch die Wärmeabgabe an die kältere



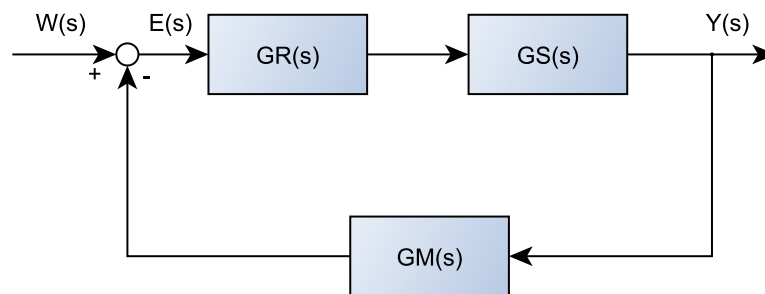


Abbildung 2.2: Allgemeiner Regelkreis mit Rückführung über ein Messglied

Umgebung durch Strahlung und Konvektion. Ab einer gewissen Zelltemperatur halten sich Wärmeerzeugung und -abgabe die Waage und die Zelle erwärmt sich nicht weiter [15, S. 22].

Die Zelltemperatur folgt folgender Gesetzmäßigkeit:

$$T_{Bat} = T_{Bat,0} + \frac{1}{C_{Bat} \cdot m_{Bat}} \cdot \int_0^t P_W \cdot d\tau \quad [15] \quad (2.9)$$

mit

$C_{Bat}$ : Wärmekapazität der Batterie, ca. 0,7 Wh/Kkg

$m_{Bat}$ : Masse der Batterie, hier 0,045 kg

$P_W$ : Wärmeleistung (Summe aller Quellen abzgl. Summe aller Senken).

Folgende Wärmequellen sind in Li-Ionen-Zellen relevant:

Joulesche Wärme am ohmschen Innenwiderstand

$$P = R_{\Omega} \cdot I_{HR}^2 \quad [15] \quad (2.10)$$

Joulesche Wärme durch Polarisationsüberspannungen

$$P = U_P \cdot I_{HR} \quad [15] \quad (2.11)$$

mit

$I_{HR}$ : Hauptreaktionsstrom.

Zur Abschätzung der Wärmeabgabe werden für Li-Ionen-Zellen folgende Gleichungen angegeben [15]:

Wärmeabgabe durch Strahlung:

$$P = A \cdot c_s \cdot (T_{Bat} - T_U) \quad (2.12)$$

mit

A: Oberfläche der Batterie  
 $T_U$ : Umgebungstemperatur  
 $c_s$ : Konstante (ca. 4,5 W/(m<sup>2</sup>K))

Wärmeabgabe durch Konvektion:

$$P = A \cdot c_k \cdot (T_{Bat} - T_U) \quad (2.13)$$

mit

$c_k$ : Konstante (ca. 3 W/(m<sup>2</sup>K))

### 2.3.2 Betrachtung des ungünstigsten Falls

Der Temperaturanstieg ergibt sich durch Ableiten von Gleichung (2.9) nach der Zeit zu:

$$\frac{dT_{Bat}}{dt} = \frac{1}{C_{Bat} \cdot m_{Bat}} \cdot P_W \quad (2.14)$$

Als ungünstigster Fall wird angenommen, dass die Wärmeabgabe null beträgt.

$$P_W = (R_\Omega \cdot I_{HR}^2 + U_P \cdot I_{HR}) \quad (2.15)$$

Bei dieser Bedingung heizt sich die Zelle immer weiter auf. Weiterhin wird angenommen, dass der Innenwiderstand der Zelle sehr hoch ist und 0,5 Ω beträgt. Für die Polarisationsüberspannung ist in der Literatur schwer ein konkreter Wert zu finden. Dieser hängt vom chemischen System, dem Strom und der Temperatur ab. Für diese Betrachtung wird vereinfachend ein Wert von 0,1 V angenommen. Der Ladestrom wird auf den doppelten Wert (8,4 A) der Datenblattangabe gesetzt. Als Masse der Zelle wird der Wert aus dem Datenblatt der NCR-18650E-Zelle übernommen, 45 g. Die Wärmekapazität einer 18650-Zelle beträgt etwa 0,7 Wh/Kkg [15]. Durch Einsetzen dieser Werte in Gleichung (2.14) ergibt sich der maximale Temperaturanstieg:

$$\begin{aligned}
\frac{dT_{Bat}}{dt} &= \frac{1}{C_{Bat} \cdot m_{Bat}} \cdot (R_{\Omega} \cdot I_{HR}^2 + U_P \cdot I_{HR}) \\
&= \frac{1}{0,7 \text{Wh/Kkg} \cdot 0,045 \text{kg}} \cdot (0,5 \Omega \cdot 8,4^2 \text{A}^2 + 0,1 \text{V} \cdot 8,4 \text{A}) \\
&= 1146,66 \text{K h}^{-1} \\
&= 0,3185 \text{K s}^{-1} \quad .
\end{aligned} \tag{2.16}$$

Im ungünstigsten Fall, bei hohem Ladestrom ohne Wärmeabfuhr, ist also mit einem Temperaturanstieg von rund 0,32°C pro Sekunde zu rechnen.

### 2.3.3 Zu erwartende maximale Zelltemperatur

Das Gleichgewicht von Wärmeproduktion zu Wärmeabgabe stellt sich ein, wenn folgende Zelltemperatur erreicht ist:

$$\begin{aligned}
P_{w,zu} &= P_{W,ab} \\
R_{\Omega} \cdot I_{HR}^2 + U_P \cdot I_{HR} &= A \cdot c_s \cdot (T_{Bat} - T_U) + A \cdot c_k \cdot (T_{Bat} - T_U) \\
R_{\Omega} \cdot I_{HR}^2 + U_P \cdot I_{HR} &= A \cdot (T_{Bat} - T_U) \cdot (c_s + c_k) \\
T_{Bat} - T_U &= \frac{R_{\Omega} \cdot I_{HR}^2 + U_P \cdot I_{HR}}{A \cdot (c_s + c_k)} \\
T_{Bat} &= T_U + \frac{R_{\Omega} \cdot I_{HR}^2 + U_P \cdot I_{HR}}{A \cdot (c_s + c_k)} \quad .
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Die Zelloberfläche einer 18650-Zelle beträgt bei 18 mm Durchmesser und 650 mm Länge

$$A = \pi d h + 2\pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 = 4,185 \cdot 10^{-3} \text{m}^2 \quad .$$

Bei einem Ladestrom von 4,2 A, einem Innenwiderstand von 10 mΩ und einer angenommenen Polarisationsüberspannung von 50 mV stellt sich eine Zelltemperatur von

$$\begin{aligned}
T_{Bat} &= T_U + \frac{10 \text{m}\Omega \cdot 4,2^2 \text{A}^2 + 0,05 \text{V} \cdot 4,2 \text{A}}{4,185 \cdot 10^{-3} \text{m}^2 \cdot (4,5 \text{W}/(\text{m}^2 \text{K}) + 3 \text{W}/(\text{m}^2 \text{K}))} \\
&= T_U + 12,31^{\circ} \text{C}
\end{aligned} \tag{2.18}$$

ein.

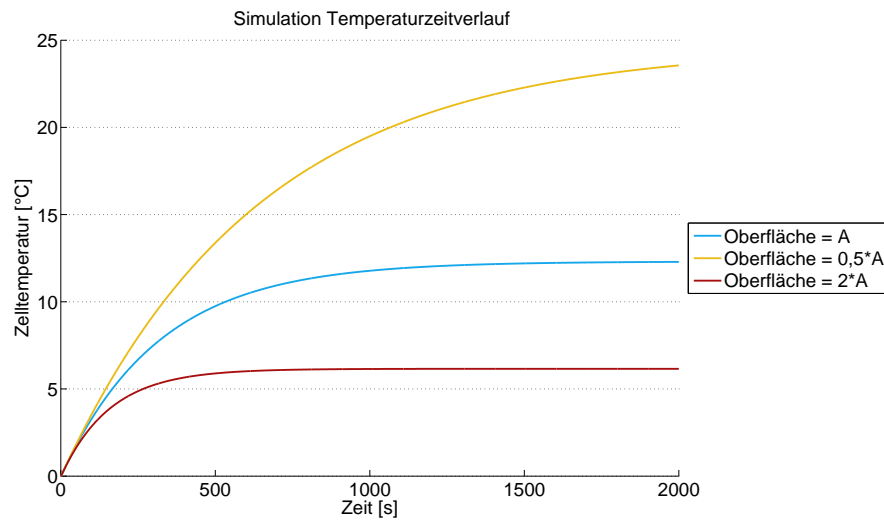


Abbildung 2.3: Simulation - Zelltemperatur in Abhängigkeit von der wirksamen Oberfläche

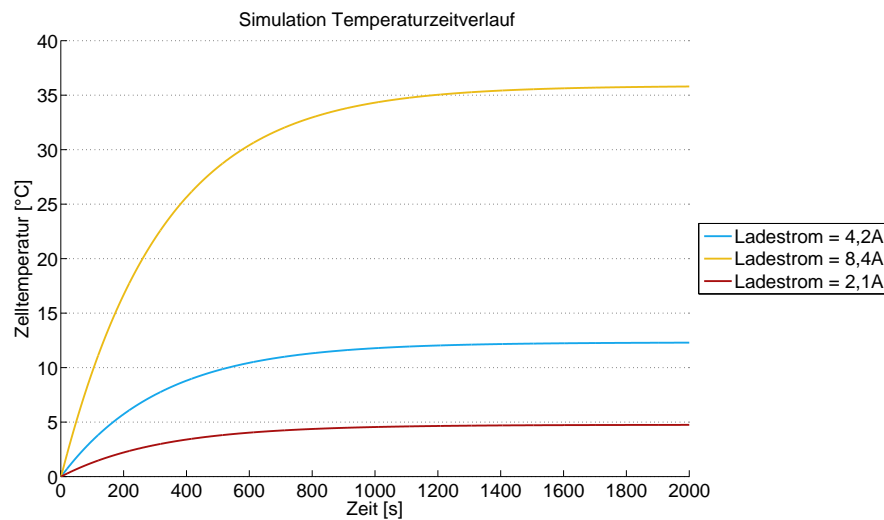


Abbildung 2.4: Simulation - Zelltemperatur in Abhängigkeit vom Ladestrom

Abb. 2.3 zeigt eine MATLAB-Simulation der Zelltemperatur auf Grundlage der vorangegangenen Berechnung. Es sind Graphen für drei verschieden große wirksame Oberflächen zur Wärmeabstrahlung dargestellt. Dabei wird der Einfluss der Umgebungsbedingungen der Zelle deutlich. Halbiert sich die Fläche, die zur Wärmeabgabe an die Umwelt zur Verfügung steht, so verdoppelt sich die Zelltemperatur. In Abb. 2.4 ist die Zelltemperatur bei verschiedenen Ladeströmen dargestellt. Durch den quadratischen Anteil des Ladestroms steigt die Temperatur für größere Ströme stark an, während es bei kleinen Ladeströmen kaum zu einer

Erwärmung kommt. Die dargestellten Simulationen beruhen auf näherungsweise gültigen Formeln und berücksichtigen nicht die kompletten physikalischen und chemischen Einflüsse beim Laden einer Zelle.

### 2.3.4 Charakterisierung der Regelstrecke

Da sich nach Gleichung (2.17) abhängig vom Ladestrom nach ausreichender Zeit eine gleichbleibende Temperatur einstellt, spricht man von einem System mit Ausgleich [20]. Es tritt ein eingeschwungener Zustand ein. Des Weiteren ist zu erwarten, dass eine Variation des Ladestromes nicht sofort zur Änderung der messbaren Zelltemperatur führen wird, da die Zelle, wie in Abschnitt 2.3.2 beschrieben, eine gewisse Wärmekapazität besitzt. In „Einführung in die Regelungstechnik“ wird dieses Verhalten als Totzeit definiert:

„Beim Stellverhalten einer Regelstrecke bezeichnet eine Totzeit  $T_t$  die Zeitspanne zwischen einer Stellgrößenänderung und dem Beginn einer Auswirkung dieser Stellgrößenänderung auf die Regelgröße.“ [20, S. 134]

Dabei ist als Stellgröße der Ladestrom und als Regelgröße die Zelltemperatur zu betrachten. Aufgrund des internen Aufbaus der Zelle (viele Lagen elektrolytgetränkter Aktivmaterialien, umgeben von einem Kunststoffgehäuse) wird damit gerechnet, dass die Regelstrecke ein  $PT_1$ -Verhalten mit Totzeit aufweist. Nach einem Sprung der Führungsgröße, gleicht sich der Wert der Stellgröße erst mit einer Verzögerung an. Durch das Aufnehmen der Sprungantwort und das Anwenden von Auslegungsregeln, können die Parameter zur Einstellung des Reglers bestimmt werden. Für eine Regelstrecke mit  $PT$ -Verhalten, wird häufig das Wendetangentenverfahren [20, S. 126] angewendet, um die Streckenparameter zu ermitteln. Diese sind:

$K_s$ : Streckenverstärkung  
 $T_u$ : Verzugszeit  
 $T_g$ : Ausgleichszeit.

Dabei gilt:

$$K_s = \frac{\Delta \text{Regelgröße}}{\Delta \text{Stellgröße}} \quad (2.19)$$

Durch Einstellregeln lassen sich die Reglerparameter festlegen. Diese Regeln beruhen auf Erfahrungswerten und sind nicht in vollem Umfang allgemeingültig. Die Einstellregeln nach Takahashi sind für digitale Regler erprobt. In Abb. 2.6 sind die Formeln zum Berechnen der Reglerparameter für verschiedene Reglertypen dargestellt.

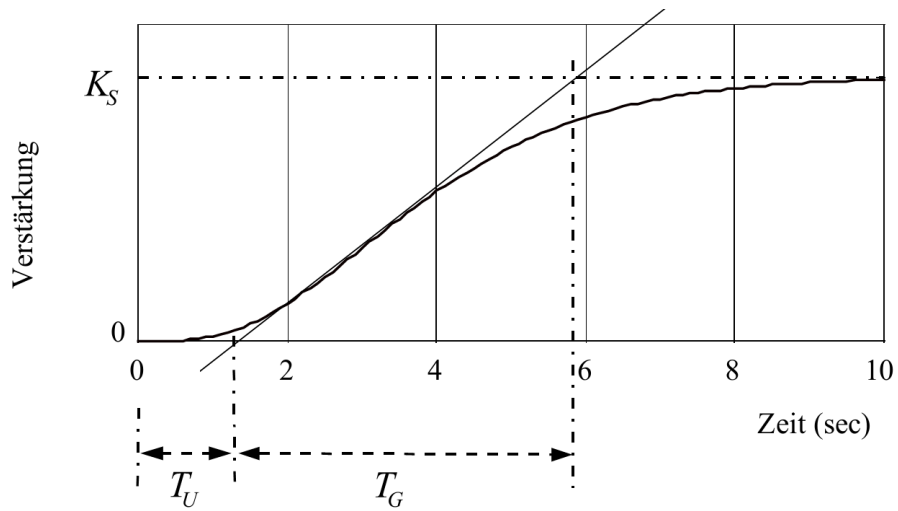


Abbildung 2.5: Sprungantwort einer  $PT_1$ - $T_1$ -Strecke [31]

Reglertypen	Methode II Reglereinstellwerte		
	$K_R$	$T_N$	$T_V$
$P$	$\frac{T_g}{K_S \cdot (T_u + T)}$		
$PI$	$\frac{0.9 \cdot T_g}{K_S \cdot (T_u + 0.5 \cdot T)}$	$3.33 \cdot (T_u + 0.5 \cdot T)$	
$PID$	$\frac{1.2 \cdot T_g}{K_S \cdot (T_u + T)}$	$\frac{2 \cdot (T_u + 0.5 \cdot T)^2}{T_u + T}$	$0.5 \cdot (T_u + T)$

Abbildung 2.6: Einstellregeln für diskrete Regler nach Takahashi [31]

Als Reglertyp wird ein PI-Regler ausgewählt. Dieser ist zum Regeln von Strecken erster Ordnung mit geringer Totzeit gut geeignet [26]. Zum einen sorgt der P-Anteil für eine schnelle Ausregelung bei Führungsgrößenänderungen, allerdings wird keine stationäre Genauigkeit erreicht. Es bleibt eine Regeldifferenz bestehen. Durch Hinzufügen eines I-Anteils wird diese eliminiert, jedoch wird der stationäre Endwert später erreicht. Für die vorliegende Temperaturregelung spielt das jedoch keine Rolle.

Die zu bestimmenden Reglerparameter sind laut Abb. 2.6 die Reglerverstärkung  $K_R$  und die Nachstellzeit  $T_N$ . Weiterhin gilt für den Regelalgorithmus eines PI-Reglers:

$$u_k = u_{k-1} + (K_P + K_I T) \cdot e_k - K_P \cdot e_{k-1} \quad [31] \quad (2.20)$$

mit

$$K_P = K_R$$

$$K_I = \frac{K_P}{T_N}$$

$$T = \text{Abtastzeit} \quad .$$

### 2.3.5 Bedeutung der Regelung

Nach den in Abschnitt 2.3.4 durchgeführten Berechnungen ist beim Laden einer Zelle bei Zimmertemperatur und unbehinderter Wärmeabgabe mit keiner kritischen Temperaturerhöhung zu rechnen. Die Temperaturregelung auf 55°C greift somit nur bei deutlich kritischeren Bedingungen, zum Beispiel bei sehr hohen Ladeströmen und stark eingeschränkter Wärmeabgabe. Aus diesem Grund erfüllt der Regler im Wesentlichen eine Sicherheitsfunktion und ermöglicht gleichzeitig das Weiterladen. Durch den Regler wird vermieden, dass langfristig die Wärmeproduktion in der Zelle größer ist, als die Wärmeabgabe. Der Ladestrom wird so angepasst, dass sich ein Gleichgewicht bei 55°C einstellt. In den meisten Fällen wird diese Temperatur jedoch nicht erreicht werden. Bei geringem Ladestrom reicht der in Gleichung (2.17) berechnete Temperaturhub nicht aus. Bei hohen Strömen verkürzt sich der Ladevorgang und wird mit hoher Wahrscheinlichkeit beendet sein, bevor sich das Gleichgewicht einstellt.

## 2.4 Weitere Berechnungen

In der Elektrotechnik wird die Überlagerung zweier Signale als Modulation bezeichnet. Der Modulationsgrad  $m$  ist ein Maß für die Intensität der Modulation und wird meist als Prozent-

wert angegeben. Er bezeichnet das Verhältnis der Amplitudenänderung des Trägers durch die Modulation zur ursprünglichen Trägeramplitude [29, S. 38].

$$m = \frac{\Delta u_T}{u_T} \quad (2.21)$$

An dieser Stelle erfolgt eine Abgrenzung von der Begriffsauffassung im nachrichtentechnischen Bezug. Im vorliegenden Fall kann ein Gleichstrom  $I_0$  als Träger mit der Frequenz 0Hz angesehen werden. Das Hinzufügen der Sinusschwingung  $I_1$  ändert die Amplitude, sodass gilt:

$$m = \frac{I_1}{I_0} \quad \rightarrow \quad I_1 = m \cdot I_0 \quad . \quad (2.22)$$

Als physikalisch wirksame Größe wird bei Wechselströmen und Spannungen jeweils der Effektivwert betrachtet. Um für einen vorgegebenen Effektivwert die Amplituden der Wechselgrößen und den jeweiligen Offset korrekt einstellen zu können, werden die einzelnen Anteile berechnet. Der Effektivwert eines sich mit der Zeit verändernden Stroms (abgeleitet aus „Halbleiter-Schaltungstechnik“ [33, S.1085]) wird berechnet durch

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_L^2(t) \cdot dt} \quad . \quad (2.23)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (2.1) und Umformen (Herleitung siehe Anhang, Seite 141) erhält man weiterhin:

$$I_{eff} = \sqrt{I_0^2 + \frac{I_1^2}{2}} \quad . \quad (2.24)$$

Die einzelnen Anteile für einen gewünschten Effektivstrom lassen sich bei gegebenem Modulationsgrad  $m$  ausrechnen:



$$\begin{aligned} \sqrt{I_0^2 + \frac{I_1^2}{2}} &= I_{eff} \\ m^{-2} \cdot I_1^2 + \frac{I_1^2}{2} &= I_{eff}^2 \\ 2m^{-2} \cdot I_1^2 + I_1^2 &= 2 \cdot I_{eff}^2 \\ I_1^2 &= \frac{2 \cdot I_{eff}^2}{2m^{-2} + 1} \\ I_1 &= \sqrt{\frac{2 \cdot I_{eff}^2}{2(m^{-1})^2 + 1}} & (2.25) \\ I_0 &= m^{-1} \cdot I_1 & (2.26) \end{aligned}$$

## 2.5 Testkonzept zur Überprüfung der Ergebnisse

Um den Erfolg der Umsetzung kontrollieren zu können, werden mehrere Ladevorgänge bei verschiedenen Ladeströmen durchgeführt. Als Referenz wird eine Zelle mit einem Standard-Verfahren (IU-Kennlinie) geladen. Da jede Zelle einen Lade- und Entladewirkungsgrad besitzt, der unter anderem von den Lade- bzw. Entladeparametern abhängt, werden definierte Entladeströme festgelegt. Die der Zelle entnommene Kapazität ist somit nur von der Ladung abhängig.

Das Entladen der Zelle wird jeweils unter gleichen Bedingungen durchgeführt und protokolliert. Aus den so gewonnenen Daten wird die durch den Ladevorgang eingeladene Kapazität ermittelt (abzüglich der in Wärme umgesetzten Verluste). Das Entladen erfolgt mit einer programmierbaren elektronischen Last. Der maximale Strom wird auf einen festen Wert begrenzt, ebenso wird eine untere Spannungsgrenze gesetzt. Zu Beginn wird mit dem maximalen Strom entladen, nach einer Weile wird die Zellspannung sinken und der entnehmbare Strom unter die eingestellte Schwelle absacken. Nahe der unteren Spannungsgrenze wird der Strom automatisch soweit verringert, dass die festgelegte Entladeschlussspannung nicht unterschritten wird. Für das Entladen werden folgende Bedingungen festgelegt:

maximaler Entladestrom:	$I_{Entl,max}$	4,5 A
Entladeschlussspannung:	$U_{Entl,min}$	2,6 V
Entladeende:	$I_{Entl}$	$0,01 \cdot I_{Entl,max}$
Temperatur:	Zell- und Umgebungstemperatur ca. 25 °C	

## 2.6 Vorauswahl der Bauteile

Aus der Spezifikation ergeben sich die Anforderungen an das System. Für das Erfüllen der unterschiedlichen Aufgaben werden verschiedene Funktionseinheiten betrachtet:

- Schwingungserzeugung
- Regelung
- Modulation
- Stromquelle
- Messwerterfassung

Für die Realisierung dieser Einheiten kommen wiederum jeweils mehrere Bauteile oder Funktionsprinzipien in Betracht. Im Folgenden wird eine Auswahl getroffen und die jeweilige Entscheidung kurz begründet.

### Schwingungserzeugung

Es gibt unzählige Varianten, eine Sinusschwingung zu erzeugen. Mit einem  $\mu\text{C}$  kann beispielsweise eine in weitem Frequenzbereich genau abstimmbare Schwingung generiert werden, die auf direkter digitaler Synthese (DDS) beruht. Auf der Homepage von National Instruments [22] ist das Verfahren beschrieben. Der Aufwand erscheint für die geringe geforderte Genauigkeit allerdings sehr hoch.

In der Elektrotechnik gibt es einige Bauteile, die aufgrund ihrer Energiespeicherung und zeitverzögerter -abgabe in der Lage sind, eine Schwingung hervorzurufen. So hat ein Kondensator eine Spannungskennlinie, die eine Zeitverzögerung aufweist. Damit lassen sich astabile Kippstufen aufbauen. Auf diesem Prinzip setzt der Hardwarebaustein XR-2206 der Firma EXAR auf. Mit der Standard-Applikationsschaltung aus dem Datenblatt ist es möglich, Sinus- oder Dreieckschwingungen mit einstellbarer Amplitude und veränderbarer Frequenz zu generieren. Die Frequenz lässt sich über eine Spannung an einem Eingangspin steuern. Gleichzeitig wird an einem Ausgangspin ein Rechtecksignal derselben Frequenz ausgegeben. Dieses wird bei der Messwertumwandlung zur Demodulation benötigt.

Aufgrund der variierbaren Frequenz bei einfacher Außenbeschaltung und des gleichzeitig erzeugten Rechtecksignals wird der XR-2206 ausgewählt.

## Regelung

Für das Erledigen von Regelungsaufgaben gibt es mehrere Hardwarelösungen. Zum einen kann eine analoge Operationsverstärkerschaltung zum Einsatz kommen. Des Weiteren gibt es fertige Reglermodule, welche jedoch relativ teuer sind.

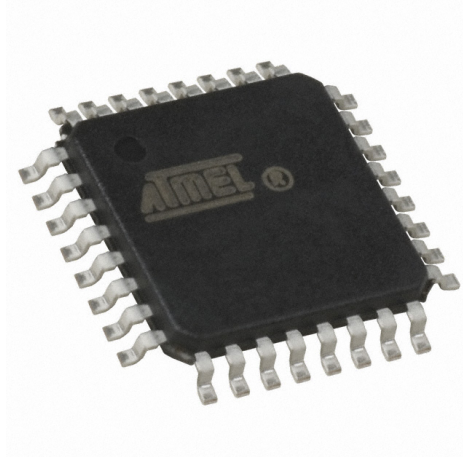


Abbildung 2.7: ATMEGA88A Mikrocontroller [23]

Durch geeignete Softwarealgorithmen können Regler auch digital ausgelegt und mit einem Mikrocontroller (nachfolgend  $\mu\text{C}$ ) realisiert werden. Dieses hat den Vorteil, dass spätere Anpassungen jederzeit leicht durch ein Softwareupdate möglich sind. Weiterhin kann der  $\mu\text{C}$  andere Aufgaben bearbeiten, wie zum Beispiel die geforderte Benutzersteuerung des Ladevorgangs durch Tastendrücke und die Ausgabe der Ladeparameter zur Überwachung auf eine RS232 Schnittstelle. Als Controller wird der ATmega88A von ATMEL ausgewählt. Dieser  $\mu\text{C}$  ist für die Aufgabe des digitalen Ladereglers gut geeignet, weil er mit einem schnellen Hardwaremultiplizierer ausgestattet ist. Weiterhin hat er für diese Aufgabenstellung genügend IO-Ports und eine eingebaute UART-Schnittstelle, mit der sich leicht eine RS232-Kommunikation herstellen lässt. Der Baustein ist seit Jahren auf dem Markt, kostengünstig und leicht zu beschaffen. Für eine eventuelle Serienproduktion sind das wichtige Voraussetzungen.

## Modulation

Die Sinusschwingung aus dem Oszillator soll mit der Stellgröße aus dem Regler multipliziert werden. Dazu wurden mehrere Prinzipien untersucht. Mit dem IC LM13700 von National Semiconductor lässt sich ein einfacher Amplitudenmodulator aufbauen. Bei genauerer Betrachtung stellte sich jedoch heraus, dass die Eingangsspannung nicht auf 0 V, sondern auf

die negative Betriebsspannung  $-U_B$  bezogen angelegt werden muss. Zum anderen entsteht im Baustein eine für das Funktionieren des Ladeprinzips nachteilige Phasendrehung.

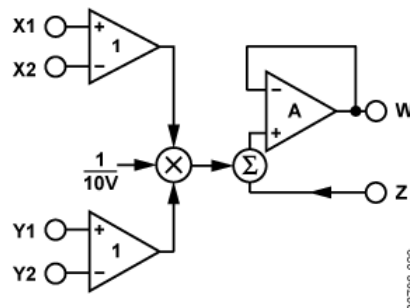


Abbildung 2.8: Funktionsdiagramm des Modulatorbausteins AD633 [3]

Der etwas teurere Modulatorbaustein AD633 von Analog Devices kommt ohne weitere Außenbeschaltung zurecht und eignet sich ohne Einschränkung für die Multiplikation der Signale. Für den Versuchsaufbau wird deshalb dieser Baustein ausgewählt.

### Stromquelle

Der Ladestrom muss durch eine steuerbare Stromquelle bereitgestellt werden. Zwei Prinzipien stehen hierfür zur Auswahl. Zum einen kann der Strom linear geregelt werden. Dabei kommen z. B. Transistoren zum Einsatz. Da der Transistor im linearen Betrieb meist nicht voll durchgesteuert ist, fällt immer eine Spannung über der Kollektor-Emitter-Strecke ab. Das bedeutet bei hohen Strömen eine relativ große Verlustleistung, welche in Wärme umgesetzt wird und abgeführt werden muss. Der elektrische Wirkungsgrad ist dadurch klein.

Eine Alternative ist der getaktete Betrieb in einem Schaltwandler. Verschiedene Topologien von Wandlern stehen zur Realisierung von Spannungswandlern zur Verfügung. Durch geeignete Maßnahmen ist auch die Realisierung einer Stromquelle möglich. Jedoch wird bei der Entwicklung die Bauteildimensionierung für einen bestimmten Strom und Betriebspunkt optimiert. Für den Betrieb bei hohen Strömen mit großen Wechselanteilen und relativ hohen Frequenzen bedeutet das einen sehr hohen Entwicklungsaufwand.

Aufgrund der einfachen Realisierbarkeit wird in diesem Fall der schlechte Wirkungsgrad in Kauf genommen und ein Linearregler aufgebaut. Aus einem Portfolio von zur Verfügung stehenden Transistoren wird ein n-Kanal FET ausgewählt. Die Dauerstrombelastbarkeit liegt bei dem Power MOSFET IPP080N03LG des Herstellers Infineon mit 50 A relativ hoch und ist um den Faktor fünf größer als gefordert. Deshalb erscheint dieser Typ geeignet und wird für die Realisierung gewählt.

**Messwerterfassung**

Für die Messung und Umwandlung der Batteriespannung und anderer analoger Größen kommen Operationsverstärker zum Einsatz. An die Operationsverstärker werden keine besonders hohen Anforderungen gestellt. Die Frequenzen sind nicht sehr hoch (max. 10 kHz), sodass hier nicht besonders auf eine Auswahl geachtet werden muss. Es ist lediglich darauf zu achten, dass die Offsetspannung möglichst klein ist, um Messwertabweichungen gering zu halten. Von Vorteil ist es weiterhin, Bauteile mit Standardbeschaltung zu verwenden. So kann im Bedarfsfall auch ein anderer Typ auf der Platine verwendet werden, ohne das Layout anpassen zu müssen.

# Kapitel 3

## Entwicklung und Umsetzung

Dieses Kapitel beschreibt die Entwicklung des Ladegerätes. Im ersten Teil wird die Entwicklung der Hardware erläutert, dabei auftretende Probleme aufgezeigt und die endgültige Realisierung dargestellt. Da es sich um einen Versuchsaufbau handelt, soll eine leichte Austausch- und Erweiterbarkeit gegeben sein. Aus diesem Grund wird die Hardware in mehrere Teilmodule auf jeweils einer eigenen Platine gegliedert. Die Module werden vorerst im Hause der Firma Panasonic hergestellt, nach der ersten Versuchsphase werden alle Module auf einer Platine zusammengefasst und professionell gefertigt.

Im Anschluss an die Hardwarebeschreibung wird die Software für den Mikrocontroller implementiert und dokumentiert.

### 3.1 Hardware

Das gesamte System besteht aus mehreren Teilsystemen. Abb. 3.1 zeigt ein Blockschaltbild des zu realisierenden Gerätes, das in Anlehnung an Abb. 2.1 entstanden ist. Die Sollwertvorgabe erfolgt als Softwareparameter im Regler, ebenso wird der Temperatursensor direkt an die Controllerplatine des Reglers angebunden. Messumformer, Demodulator und Filter/Verstärker dienen ausschließlich dem Zweck, die Spannung der Zelle zu erfassen und werden deshalb in einem Modul zusammengefasst. Somit ergeben sich folgende Module:

- Oszillator
- Controllerplatine
- Modulator
- Stromquelle
- Messwerterfassung

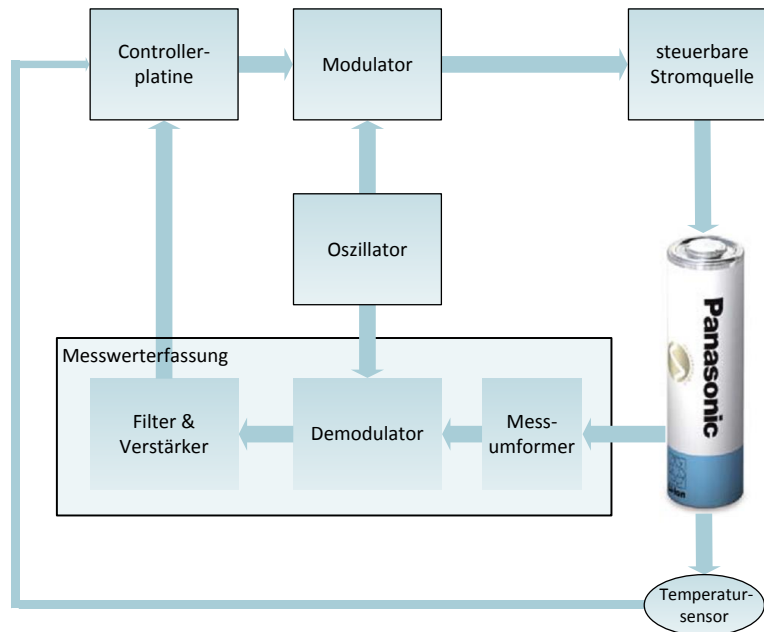


Abbildung 3.1: Blockschaltbild des Ladereglers

### 3.1.1 Oszillator

Der Oszillator muss die Sinusschwingung für die Modulation erzeugen. Wie bereits in Abschnitt 2.1 beschrieben, wird eine mit einem Gleichanteil überlagerte Sinusschwingung benötigt, die soweit in positive Richtung verschoben ist, dass keine negativen Spannungsteile vorhanden sind. Weil der Ladestrom der Signalform der Oszillatorspannung folgen soll, muss das Verhältnis von Gleich- zu Wechselanteil bereits hier berücksichtigt werden. In der Spezifikation ist ein Modulationsgrad von  $m = 0,7$  gefordert. Dieser Wert wurde abgeschätzt und ist nicht kritisch gegenüber leichten Variationen. Um in der Praxis die theoretisch vorgegebenen Spannungswerte besser prüfen zu können, wird ein Modulationsgrad in der Nähe von 0,7 gesucht, bei dem sich glatte Spannungswerte ergeben. Wird ein Wechselanteil  $U_1$  von 1 V angenommen, so ist gefordert, dass

$$U_0 = m^{-1} \cdot U_1 = 0,7^{-1} \cdot 1V = 1,4285V \quad . \quad (3.1)$$

Es wird  $m^{-1}$  auf 1,4 festgelegt. Damit ist

$$U_0 = 1,4V \quad . \quad (3.2)$$

Für den Betrieb steht ein Spannungsbereich bis 5 V zur Verfügung. Um diesen zugunsten besserer Messbarkeit der Spannungen möglichst gut auszunutzen, werden die soeben ermittelten Spannungswerte verdoppelt und folgende Festlegung getroffen:

$$U_0 = 2,8V$$

$$U_1 = 2,0V$$

$$m = 1,4^{-1} = 0.7143 \quad .$$

Abb. 3.2 zeigt eine Simulation des gewünschten Spannungsverlaufs.

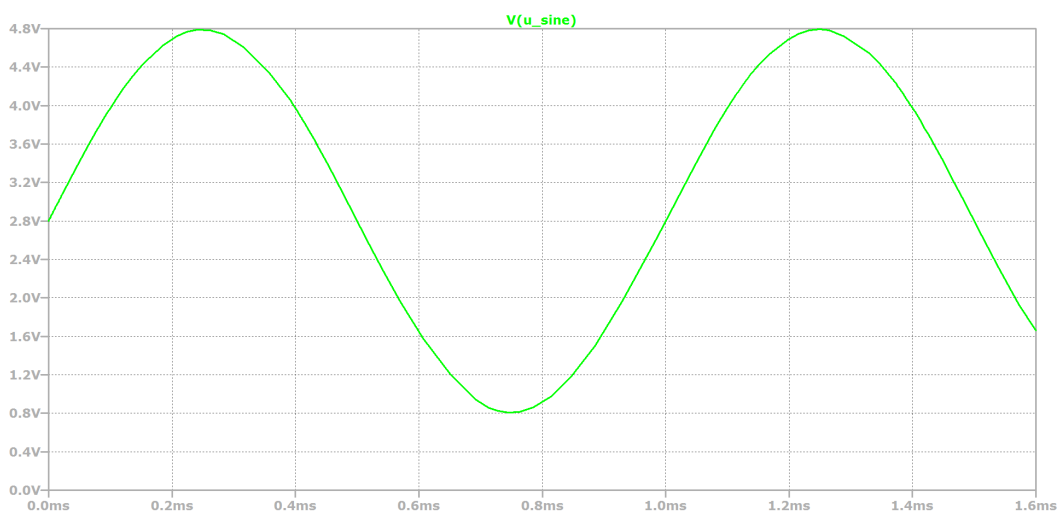


Abbildung 3.2: Simulation - Spannungsverlauf am Oszillatorausgang

Der verwendete Oszillatorbaustein XR-2206 wird gemäß Datenblatt mit einer Außenbeschaltung versehen. Mit Hilfe einer veränderbaren Eingangsspannung an einem Pin des IC kann die Frequenz während des Betriebs in festgelegten Grenzen verändert werden. Die dazu benötigte Steuerspannung kann von dem  $\mu C$  erzeugt werden. Für den Einsatzbereich werden die Frequenzgrenzen auf  $f_u = 100 \text{ Hz}$  und  $f_o = 10 \text{ kHz}$  festgelegt. Für die Anwendung innerhalb dieser Untersuchung wird die Frequenz über ein Widerstandspotentiometer fest auf 1 kHz eingestellt. Als Grundfrequenz am Ausgang gilt:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \quad . \quad (3.3)$$



Das Datenblatt des Bausteins gibt zur Dimensionierung der Hardware zur Spannungssteuerung der Frequenz folgende Formel an:

$$f = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \left( 1 + \frac{R}{R_C} \left( 1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \quad (3.4)$$

Weiterhin geht aus dem Datenblatt hervor, dass die Temperaturdrift der erzeugten Frequenz vom Widerstand an Pin 7 abhängt. Der Grafik auf Seite 8 folgend, wird dieser auf  $100 \text{ k}\Omega$  festgelegt. Damit wird eine sehr kleine Temperaturdrift (unter 0,5%), sowohl für sehr niedrige Temperaturen unter  $-25^\circ\text{C}$  als auch für sehr hohe Temperaturen über  $100^\circ\text{C}$  erreicht.

Wird Gleichung (3.3) in (3.4) eingesetzt und durch  $f_0$  gekürzt, so erhält man:

$$\frac{f}{f_0} = 1 + \frac{R}{R_C} \cdot \left( 1 - \frac{V_C}{3} \right) \quad (3.5)$$

mit den Extremwerten  $V_C = 0 \text{ V}$  und  $V_C = 3 \text{ V}$ . Die höchste Frequenz, nämlich  $f = 100 f_0$  soll sich bei einer Steuerspannung  $V_C = 0 \text{ V}$  einstellen.

$$\begin{aligned} \frac{f}{f_0} &= 1 + \frac{R}{R_C} \\ 100 &= 1 + \frac{R}{R_C} \\ R_C &= \frac{R}{100 - 1} = 1,01 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Gewählt wird ein Widerstand von  $1 \text{ k}\Omega$ , so reicht die Maximalfrequenz bis leicht über die zu erreichenden  $10 \text{ kHz}$  hinaus.

Für  $V_C = 3 \text{ V}$  ergibt sich

$$\frac{f}{f_0} = 1 \quad (3.6)$$

also die Grundfrequenz.

Die Amplitude kann über einen veränderbaren Widerstand eingestellt werden. Auf der Oszillatorplatine befindet sich weiterhin eine Einheit zum Einstellen einer positiven Offsetspannung. Es ist somit mit diesem Modul möglich, eine Schwingung mit überlagerter Gleichspannung in fest einstellbarem Verhältnis zu erzeugen. Dies ist für die weitere Verwendung und Auswertung unabdingbar. Die zu verwendende Signalamplitude wird im Labor entsprechend Abb. 3.2 eingestellt. Über zwei weitere Potentiometer können die Symmetrie und die Signalform abgeglichen werden.

Das für den Synchrondemodulator benötigte Rechtecksignal ist unkritisch, was Signalform und Amplitude angeht und kann nicht eingestellt werden.

### 3.1.2 Controllerplatine

Die Controllerplatine beinhaltet als Kernkomponente den Mikrocontroller ATmega88A.

Allgemein werden an dieses Modul folgende Anforderungen gestellt:

- Funktion als digitaler Regler mit fester Regelschleifendauer  $T_R$
- Spannungswerte messen
- NTC auswerten
- Ausgabe der Stellgröße als Gleichspannungswert
- Kommunikation mit PC per UART
- Abfragen der Taster

Hauptaufgabe des  $\mu C$  ist es, den aktuellen Ladestrom an die jeweilige Situation und den Zellzustand anzupassen. Grundsätzlich wird dazu die aktuelle Spannung der Li-Ionen-Zelle gemessen. Steigt diese während des Ladens über die Schwelle von 4,2 V, wird das Laden durch den Controller beendet, indem der Ladestrom abgeschaltet wird. Zusätzlich wird die Höhe des Ladestroms je nach Zelltemperatur geregelt. Der Ladestrom soll dazu maximal sein, wenn die Temperatur der Zelle deutlich unter der kritischen 60°C-Schwelle liegt. Mit zunehmender Zelltemperatur wird der Ladestrom verringert, dieses führt zu einer geringeren Wärmeentwicklung in der Zelle. Der Temperatur-Sollwert liegt im Speicher des Controllers vor, der aktuelle Istwert wird über einen Analog-Digital-Umsetzer (engl.: analog digital converter - ADC) eingelesen. Aus den genannten Größen wird per Software die Stellgröße berechnet (siehe Abschnitt 3.2.3). Der resultierende Spannungswert wird in Form einer Pulsweitenmodulation (siehe Abschnitt 3.2.5) ausgegeben und durch RC-Glieder geglättet, sodass eine Gleichspannung mit geringer Restwelligkeit entsteht. Es wird ein Impedanzwandler (Spannungsfolger mit Operationsverstärker) nachgeschaltet, damit nachfolgende Schaltungen die Filterschaltung nicht beeinflussen und somit das Signal verfälschen. Für spätere Anwendungen ist ein zweiter PWM-Ausgang vorbereitet. Dieser ist derzeit ohne Funktion.

Bei der Auslegung eines Filters zur Glättung eines Signals ist immer eine Abwägung zwischen der übrig bleibenden Restwelligkeit und der Einschwingzeit zu treffen. Ziel ist es, durch einen Tiefpass hohe Frequenzanteile herauszufiltern. Dabei muss man jedoch in Kauf nehmen, dass nach einer Signaländerung eine gewisse Zeit vergeht, bis diese am Filterausgang messbar ist. Die RC-Glieder werden wie folgt dimensioniert. Als erstes erfolgt

eine Festlegung der zulässigen Restwelligkeit der Spannung nach der Filterung. Sie wird auf 0,1 % im ungünstigsten Betriebsfall ausgelegt. Dieser tritt auf, wenn die Einschaltdauer der PWM gleich der Ausschaltdauer ist, also das Tastverhältnis 0,5 beträgt. Die PWM-Spannungsänderung beträgt 5 V, die zulässige Restwelligkeit sei 5 mV, das entspricht einer Dämpfung um den Faktor 1000 oder -60 dB. Ein einfaches RC-Glied hat eine Dämpfung von 20 dB pro Dekade. Bei einer PWM-Frequenz von 7,81 kHz könnte die Filterung mit einem einzigen RC-Glied so aussehen: Die Grenzfrequenz muss mindestens drei Dekaden unter der PWM-Frequenz liegen, das heißt unter 7,81 Hz, um die Forderung nach der angegebenen Restwelligkeit zu erfüllen. Bei einer so niedrigen Frequenz kann es vorkommen, dass das eigentliche Stellsignal durch das Filter verzerrt wird, weil sich die Frequenzbereiche des Signals mit dem des Filters überschneiden. Es ist also sinnvoll, die Grenzfrequenz des Filters höher anzusetzen. Werden mehrere RC-Glieder hintereinandergeschaltet, so addieren sich die Dämpfungsfaktoren. Mit drei RC-Tiefpässen in Reihe ergibt sich somit eine Dämpfung von 60 dB pro Dekade. Die Grenzfrequenz darf folglich viel höher liegen, nämlich bei einem Zehntel der PWM-Frequenz, um die Restwelligkeitsbedingung zu erfüllen. Diese Auslegung wird der vorher beschriebenen vorgezogen, da sich am Filterausgang schneller die Ausgangsspannung einstellt.

Für die konkrete Auslegung der Bauteile gilt beim RC-Tiefpass:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.7)$$

Die Auswahl des Kondensators fällt nach Abschätzung für die niedrige Frequenz auf einen hohen Wert von  $2,2 \mu\text{F}$ . Der minimale Widerstand ist:

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 781 \text{ Hz} \cdot 2,2 \mu\text{F}} = 92,63 \Omega \quad (3.8)$$

Da die Angabe der Restwelligkeit als Maximalwert anzusehen ist, wird der Widerstandswert etwas größer gewählt. Zum Einsatz kommt ein  $150 \Omega$  Widerstand.

Die Temperatur der Lithium-Ionen Zelle soll überwacht werden. Dazu wird auf deren Oberfläche ein stromdurchflossener Halbleiter angebracht. Die Stromleitfähigkeit des NTC (Negative temperature coefficient thermistor, Heißleiter) steigt mit der Temperatur. Der Grund dafür ist die starke Temperaturabhängigkeit der Ladungsträgerbeweglichkeit [12, S. 326]. In einem Spannungsteiler eingesetzt, kann die Spannung über dem NTC in Relation zu seiner Temperatur gestellt werden. Sie wird über einen zweiten ADC-Eingang gemessen. Da die Auswertung per Software erfolgt, ist die Wahl der Bauteile nicht kritisch. Es wird ein NTC mit folgenden Werten verwendet:

$R_{25}$	6,8 k $\Omega$
$B_{25/100}$	4200 K $\pm 3\%$ .

Der zweite Widerstand wird etwa halb so groß dimensioniert, um einen großen Wertebereich des ADC nutzen zu können. Er wird auf 2,7 k $\Omega$  festgelegt.

Über die sogenannte ISP-Schnittstelle (In System Programming) [6] lässt sich der Atmel-Controller mit der Software beschreiben. Dabei wird ein spezielles Programmiergerät angeschlossen und der  $\mu C$  muss nicht aus der Anwendungsschaltung entfernt werden. Im Labor wird das Entwicklungssystem STK500 von Atmel eingesetzt, ein universelles Starterkit mit Programmierschnittstelle für viele AVR-Controller [7].

Eine weitere Schnittstelle auf der Platine ist nach dem RS232 Standard vorgesehen. Sie dient der Kommunikation mit einem Terminalprogramm auf einem PC. Der  $\mu C$  unterstützt mit seiner UART-Schnittstelle (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) das RS232-Protokoll, allerdings muss ein Pegelwandler eingesetzt werden. Der PC arbeitet mit Spannungen von  $\pm 12$  V, am Mikrocontroller-Eingang sollten +5 V jedoch nicht überschritten und negative Spannungen in jedem Fall vermieden werden [21]. Der MAX232 ist ein universeller Pegelwandler für solche Anwendungen und wird in der im Datenblatt angegebenen Standardbeschaltung eingesetzt.

Zwei Taster auf der Platine dienen dem Bedienen des Gerätes. Ihr Zustand wird durch den  $\mu C$  überwacht, bei Druck eines Tasters wird eine in der Software festgelegte Aktion ausgeführt (z. B. Start/Stop Ladevorgang). Mechanisches Schwingen der Taster nach der Betätigung - sogenanntes Prellen - führt zu Fehlinterpretationen, sodass ein Tastendruck unter Umständen vielfach erkannt wird. Das Entprellen der Taster kann zwar durch geeignete Maßnahmen in Hardware realisiert werden, die Entprellung durch eine Softwareroutine wird jedoch vorgezogen.

### 3.1.3 Modulator

Der Modulator hat die Aufgabe, die niederfrequente Stellgröße aus dem Regler mit der Frequenz aus dem Oszillator zu multiplizieren. Das Ergebnis ist eine Wechselspannung mit Gleichspannungsanteil und ohne negative Anteile.

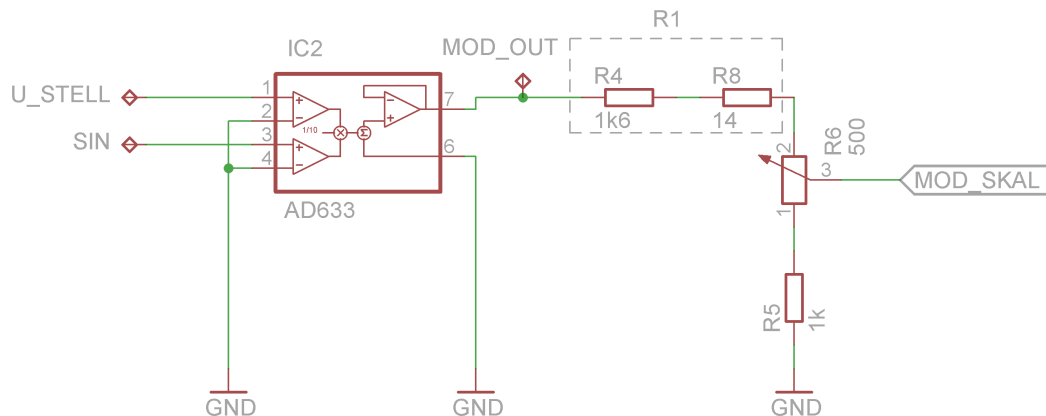


Abbildung 3.3: Modulatorschaltung

Laut Angabe des Herstellers im Datenblatt des Bauteils stellt sich die Ausgangsspannung des Multiplizierers nach folgender Gleichung ein:

$$u_{Mod}(t) = \frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10V} + z = \frac{u_{Stell}(t) \cdot u_{osz}(t)}{10V} \quad [3] \quad (3.9)$$

Die beiden Spannungen Stellgröße (vom  $\mu C$ ) und Sinus (vom Oszillator) werden direkt an  $X_1$  bzw.  $Y_1$  angeschlossen und die restlichen Eingangspins auf Masse gelegt. Der Z-Eingang bietet die Möglichkeit, einen dritten Spannungswert zu addieren, diese Funktion wird jedoch nicht benötigt und deshalb deaktiviert.

Bei maximaler Aussteuerung mit gleichzeitigem Spitzenwert des Oszillators ergibt sich somit folgende Ausgangsspannung:

$$u_{Mod,max} = \frac{u_{Stell,max} \cdot u_{osz,max}}{10V} = \frac{5V \cdot 4,8V}{10V} = 2,4V \quad , \quad (3.10)$$

und für den kleinsten Oszillatorwert

$$u_{Mod,min} = \frac{u_{Stell,max} \cdot u_{osz,min}}{10V} = \frac{5V \cdot 0,8V}{10V} = 0,4V \quad . \quad (3.11)$$

Um die nachfolgende Stromquelle in den korrekten Betriebsgrenzen anzusteuern, wird die Ausgangsspannung skaliert. Dazu wird ein veränderbarer Spannungsteiler mit einem Spindeltrimmer nachgeschaltet, der nach der Erprobungsphase durch Festwiderstände ersetzt werden kann. Die Berechnung der maximal zulässigen skalierten Ausgangsspannung ist in

Abschnitt 3.1.4 dargestellt. Daraus folgt die Berechnung des Spannungsteilers:

$$u_{mod,skal} = 918,11 \text{ mV}$$

$$\frac{R_1}{R_5} = \frac{u_{Mod,max} - u_{mod,skal}}{u_{mod,skal}}$$

$$R_1 = \frac{u_{Mod,max} - u_{mod,skal}}{u_{mod,skal}} \cdot R_5$$

$$= \frac{2,4\text{V} - 918,11\text{mV}}{918,11\text{mV}} \cdot R_5 = 1,614 \cdot R_5$$

Mit diesem Faktor lässt sich eine Auswahl der Widerstände treffen. Ausgehend von der Annahme, dass ein Strom in der Größenordnung von ca. 1 mA bei 2,4 V fließen soll, muss der gesamte Reihenwiderstand etwa 2,4 kΩ betragen. Am unteren Widerstand sollen nach der Berechnung im Abschnitt 3.1.4 Gleichung (3.17) 918,11 mV abfallen, es wird ein Widerstand von 1 kΩ gewählt. Für den oberen Widerstand wird der 1,614fache Wert gewählt. Es ergibt sich ein Wert von 1,614 kΩ. Dieser kann aus einem 1,6 kΩ und einem 14 Ω Widerstand in Reihe aufgebaut werden. Aus Gründen der Flexibilität wird zusätzlich ein Potentiometer eingesetzt. Damit ist es möglich, Abweichungen die sich am realen Aufbau gegenüber der Berechnung ergeben, auszugleichen. Diese können durch Bauteiltoleranzen, Offsetspannungen der Operationsverstärker oder Verstärkungsfehler im Multiplikatorbaustein auftreten.

### 3.1.4 Stromquelle

Als erstes stellt sich die Frage, auf welche Weise der benötigte Ladestrom bereitgestellt werden soll. Aus dem Blockschaltbild ergibt sich die Forderung nach einer Stromquelle, die linear zu einer Steuerspannung aus dem Modulator den Ladestrom steuert.

Die Entscheidung nach der Vorbetrachtung ist auf eine linear geregelte MOSFET-Schaltung gefallen. Dabei bewirkt der Stromfluss im Lastzweig einen Spannungsabfall über einen speziellen niederohmigen Messwiderstand (Shunt  $R_1$ ). Dieser Spannungswert wird auf den invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers gegeben (siehe Abb. 3.4). Am nichtinvertierenden Eingang liegt das skalierte Ausgangssignal des Modulators an. Durch die Funktionsweise des Operationsverstärkers wird dessen Ausgangsspannung so eingestellt, dass die Spannung über dem Shunt genau der Eingangsspannung folgt. Dadurch wird eine einfache Stromregelung realisiert.

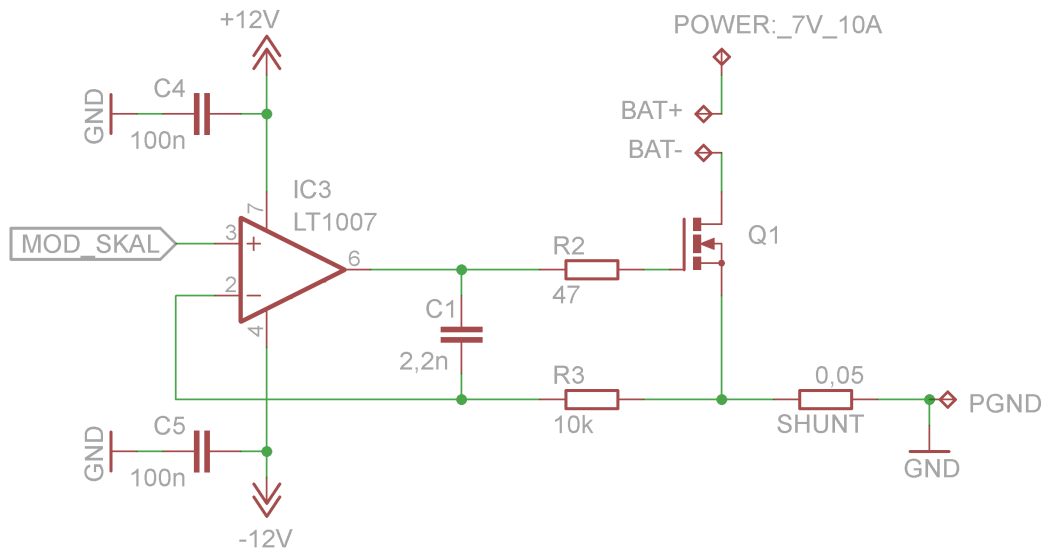


Abbildung 3.4: Schaltplan für die Stromquelle

Der Ladestrom folgt der Eingangsspannung nach der folgenden Regel:

$$i_L(t) = \frac{u_{Shunt}(t)}{R_{Shunt}} = \frac{u_{Mod}(t)}{R_{Shunt}} \quad (3.12)$$

Laut Datenblatt der Zelle soll der Ladestrom 4200 mA betragen, dieser Wert wird als Effektivwert verstanden. Im Folgenden wird die maximale Eingangsspannung für die Stromquellenschaltung berechnet. Mit diesem Wert wird der Spannungsteiler vor der Stromquelle eingestellt. Damit wird sichergestellt, dass bei maximaler Aussteuerung der maximale Effektivwert des Ladestroms erreicht wird. Der maximale Strom wird allerdings auf 12A ausgelegt und per Software begrenzt. So ist eine spätere Anpassung des Stroms nach oben, zum Beispiel für einen anderen Akku, leicht durch ein Softwareupdate möglich.

Es gilt:

$$U_{Mod,eff} = R_{Shunt} \cdot I_{L,eff} = 0,05\Omega \cdot 12A = 0,6V \quad (3.13)$$

Gesucht ist also die Amplitude am nichtinvertierenden OP-Eingang, bei der der effektive Ladestrom fließt. Aus den in Formel (3.10) und (3.11) berechneten Werten lässt sich folgendes ableiten:

$$\text{Gleichspannung: } U_0 = \frac{2,4V - 0,4V}{2} + 0,4V = 1,4V$$

überlagerte Schwingung:  $U_1 = 1V \cdot \sin(\omega t)$

$$\text{Verhältnis: } \frac{U_0}{U_1} = m^{-1} = 1,4 \quad .$$

Für den Effektivwert der Spannung gilt analog zu Formel (2.23):

$$U_{eff} = \sqrt{U_0^2 + \frac{U_1^2}{2}} \quad . \quad (3.14)$$

Dieser Wert soll gleich der am Shunt abfallenden Spannung  $U_{Mod,eff}$  sein. Analog zu Gleichungen (2.25) und (2.26) ergeben sich

$$U_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot U_{Mod,eff}^2}{2(m^{-1})^2 + 1}} \quad (3.15)$$

$$U_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,6V^2}{2 \cdot 1,4^2 + 1}} = 382,55mV$$

$$U_0 = m^{-1} \cdot U_1 \quad (3.16)$$

$$U_0 = 1,4^{-1} \cdot U_1 = 535,56mV$$

$$U_{mod,skal} = U_0 + U_1 = 918,11mV \quad . \quad (3.17)$$

Für den untersuchten Zelltyp ist zunächst ein effektiver Ladestrom von 4,2A angedacht. Damit der Ladestrom auf diesen Wert angepasst werden kann, wird eine Konstante ermittelt. Diese wird in der Software mit der berechneten Stellgröße multipliziert wird. Auf diese Weise findet per Softwareparameter eine Skalierung des Ladestromes statt.

$$K = \frac{4,2}{12} = 0,35 \quad (3.18)$$

Abb. 3.5 zeigt eine Simulation der Spannungs- und Stromzeitverläufe aus dem Softwareprogramm LTSPICE.



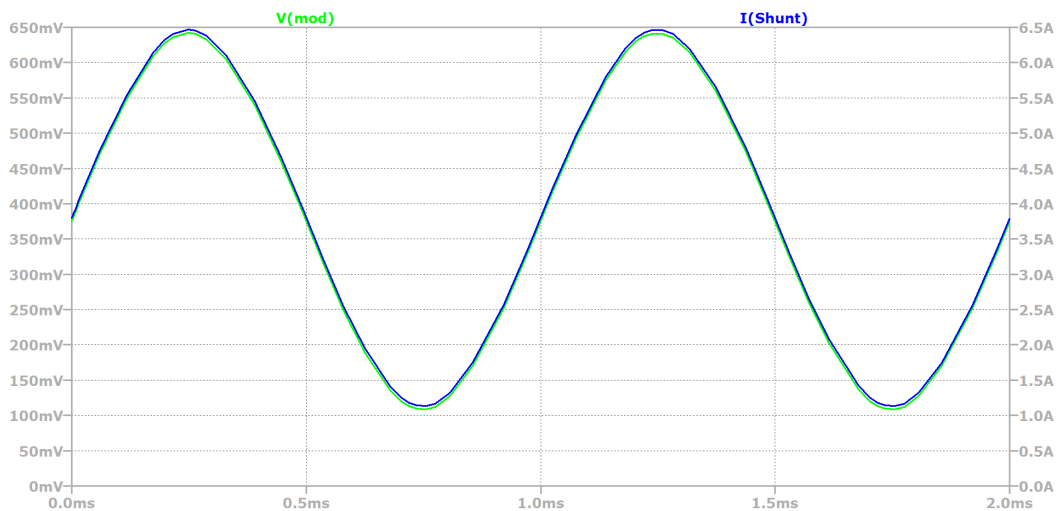


Abbildung 3.5: Simulation - Eingangsspannung und Ausgangsstrom der Stromquelle

Beim Betrieb der Schaltung wird eine hohe Verlustleistung im FET erwartet. Diese wird in Wärme umgesetzt und muss durch geeignete Maßnahmen abgeführt werden, anderenfalls wird der Transistor durch Überhitzung zerstört. Es folgt eine Abschätzung der maximalen Verlustleistung über die Effektivspannungen bei ungünstigen Bedingungen.

$$\begin{aligned}
 P_V &= I_D \cdot U_{DS} \\
 &= I_D \cdot (U_B - U_{Bat,min} - U_{Shunt}) \\
 &= 12A \cdot (7V - 3V - 0,6V) \\
 &= 40,8W
 \end{aligned}$$

Die maximale Verlustleistung des FET ist im Datenblatt mit 47W angegeben. Bei einem Ladestrom von 12A wird der Grenzbereich für die Verlustleistung also knapp erreicht. Diese Leistung kann ohne einen geeigneten Kühlkörper nicht abgeführt werden. Zusätzlich wird ein Lüfter eingesetzt, um einen Wärmeaustausch durch Konvektion zu erzwingen.

### 3.1.5 Messwerterfassung

Dieses Modul hat die Aufgabe, die aktuelle Spannung der Zelle zu messen und so umzuformen, dass dem Reglermodul die chemische Spannung im System zur Verfügung steht. Dabei ist zuerst eine Schaltung gefordert, die die aktuelle Zellspannung möglichst genau misst. Im weiteren Verlauf muss der Wechselanteil mithilfe des Frequenzsignals vom Oszillator demoduliert werden.

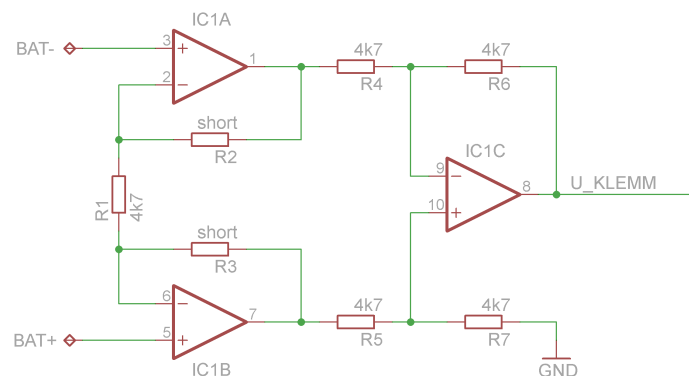


Abbildung 3.6: Instrumentenverstärker

Über einen Instrumentenverstärker (Elektrometerverstärker) [33, S. 1071] wird die Klemmenspannung der Zelle gemessen. Der Vorteil dieser Schaltung liegt darin, dass die Spannung differentiell, also nicht auf Masse bezogen, gemessen wird. Diese Spannung beinhaltet sowohl den Gleichanteil als auch den durch die Modulation bedingten Wechselanteil. Über dem Innenwiderstand der Zelle lässt sich gemäß der Theorie der Erfindung ein wechselstrombedingter Spannungsabfall nachweisen. Die Ausgangsspannung beträgt

$$U_{Klemm} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (U_{Bat+} - U_{Bat-}) \quad \text{mit} \quad R_2 = R_3 \quad [33] \quad . \quad (3.19)$$

Die gemessene Spannung soll nicht verstärkt werden, deshalb wird die Verstärkung zu 1 gesetzt. Daraus folgt die Bedingung

$$1 \stackrel{!}{=} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \quad .$$

Für die Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  ergibt sich der Wert

$$0 = \frac{2R_2}{R_1} \quad \rightarrow \quad R_2 = R_3 = 0 \quad .$$

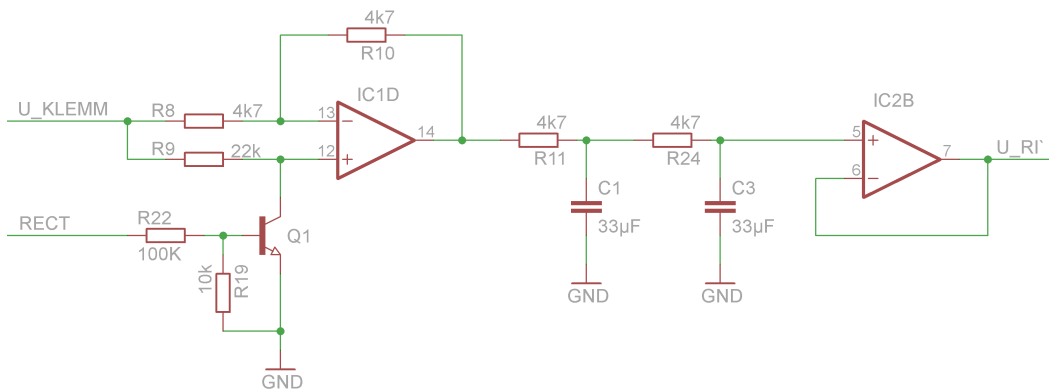


Abbildung 3.7: Synchrondemodulator

Mit einem Synchrongleichrichter (vgl. [27]) ist es möglich, die in der Klemmenspannung enthaltene Wechselspannung von der Gleichspannung zu separieren. Dazu wird der Operationsverstärker jeweils im Nulldurchgang der Modulationsschwingung zwischen der Verstärkung 1 und -1 hin- und her geschaltet. Das dazu erforderliche Rechtecksignal wird aus dem Oszillator gewonnen. Durch den Demodulator wird der Gleichanteil herausgesiebt, der Wechselanteil bleibt erhalten und liegt nach der Demodulation und anschließender Glättung durch mehrere RC-Glieder als zur Amplitude proportionale Gleichspannung vor.

Abb. 3.8 zeigt die Spannungszeitverläufe des Gleichrichters in einer LTSPICE Simulation.  $V(\text{klemm})$  bezeichnet die Klemmenspannung der Zelle,  $V(\text{demod})$  die Gleichrichterausgangsspannung vor, und  $V(\text{rc})$  nach der Glättung.

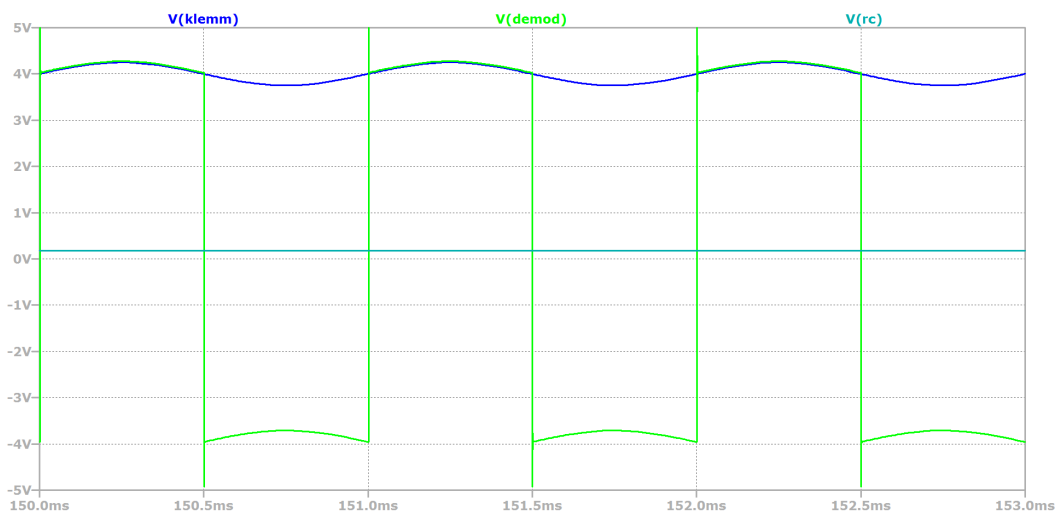


Abbildung 3.8: Zeitliche Spannungsverläufe am Synchrondemodulator

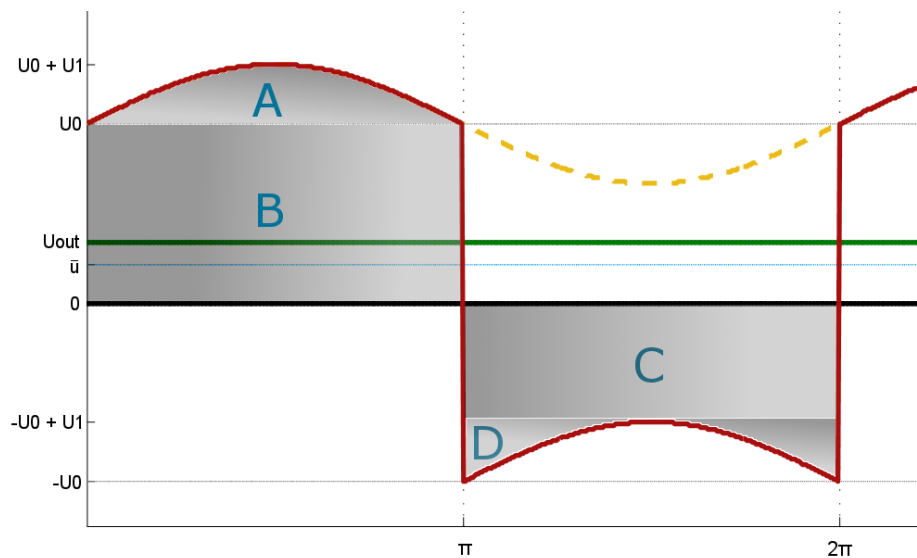


Abbildung 3.9: Skizze zur Berechnung der Gleichrichter-Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung des Gleichrichters lässt sich mit Hilfe einer Skizze (Abb. 3.9) ermitteln. Dabei gilt: Die Spannungszeitfläche unter einer Sinuskurve ist das Integral in den Grenzen 0 bis  $2\pi$ . Die Fläche A ist gleich dem Integral bis zur oberen Grenze  $\pi$ .

$$A_A = \int_0^{\pi} U_1 \cdot \sin(t) dt = U_1 \cdot [-\cos t]_0^{\pi} = 2 \cdot U_1$$

Die Fläche B ist das Rechteck mit den Seitenlängen  $U_0$  und  $\pi$ .

$$A_B = U_0 \cdot \pi$$

Das Rechteck mit den Kanten  $(-U_0 + U_1)$  und  $\pi$  ergibt die Fläche C.

$$A_C = (-U_0 + U_1) \cdot \pi$$

Die Fläche D berechnet sich aus dem Rechteck über  $-U_1$  und  $\pi$  zuzüglich dem Betrag der Fläche A.

$$A_D = -U_1 \cdot \pi + A_A = 2U_1 - U_1 \cdot \pi$$

Die gesamte Fläche beträgt also:

$$A = \sum_{n=A}^D A_n = 4U_1 \quad (3.20)$$

Der Mittelwert über die Zeit, wie er im Tiefpassfilter gebildet wird, ergibt sich durch Teilen von  $A$  durch den betrachteten Zeitraum  $t=2\pi$ .

$$\bar{u} = \frac{4U_1}{2\pi} = U_1 \cdot \frac{2}{\pi} \quad (3.21)$$

Die zeitlich gemittelte Ausgangsgröße muss also mit dem Faktor

$$F = \frac{\pi}{2} = 1,5708$$

multipliziert werden, damit sie der Amplitude der Eingangsgröße entspricht. Zusätzlich wird dieser Wert mit dem in 2.1 hergeleiteten Faktor

$$\alpha = m^{-1} = 1,4$$

skaliert.

Die gesamte Spannungsverstärkung für den nachfolgenden nichtinvertierenden Verstärker beträgt also

$$V = \alpha \cdot F = 2,199 \quad .$$

Diese wird durch das Widerstandsverhältnis von  $R_{13}$  zu  $R_{14}$  eingestellt. Wird  $R_{14}$  auf  $1 \text{ k}\Omega$  festgelegt, folgt daraus für  $R_{13}$  ein Wert von  $2,199 \text{ k}\Omega$ . Es wird ein Wert von  $2,2 \text{ k}\Omega$  gewählt.

Die Gültigkeit der Gleichung (3.20) wurde für mehrere Werte in der Simulation überprüft.

Die RC-Glieder werden wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben dimensioniert. Das Tastverhältnis ist beim Synchrondemodulator prinzipbedingt immer 0,5. Die Restwelligkeit nach der Filterung sollte kleiner sein, als die Auflösung des auswertenden ADC. Diese liegt, wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben bei ca. 5 mV. Durch Oversampling wird eine höhere Auflösung erreicht, die maximale Restwelligkeit wird auf 1 mV festgelegt. Die maximale Änderung des Signals vor dem Filter beträgt  $2 \cdot 4,2 \text{ V} = 8,4 \text{ V}$ . Somit ist ein Dämpfungsfaktor von mindestens 4200 notwendig, oder ausgedrückt als Spannungsdämpfungsmaß:

$$A_U = 20 \cdot \lg \left| \frac{U_{in}}{U_{out}} \right| = 78,49 \text{ dB} \quad . \quad (3.22)$$

Die Frequenz am Filtereingang kann laut Spezifikation zwischen 100 Hz und 10 kHz variieren. Die Filterung muss auch im schwierigsten Betriebspunkt, bei einer Frequenz von 100 Hz noch funktionieren. Die Grenzfrequenz des Filters darf sehr niedrig sein, da das Nutzsignal (die Batteriespannung) sich nicht sprunghaft ändern kann. Es wird auf ein RC-Tiefpass 2. Ordnung mit einer Dämpfung von 40 dB pro Dekade zurückgegriffen.

Damit eine Dämpfung von etwa 80 dB erreicht wird, darf die Grenzfrequenz bei maximal zwei Dekaden unter 100 Hz, also bei 1 Hz liegen. Wird als Kondensatorwert  $33 \mu\text{F}$  eingesetzt, so muss der Widerstand folgenden Wert haben:

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{Hz} \cdot 33\mu\text{F}} = 4,82\text{k}\Omega \quad . \quad (3.23)$$

Die genaue Größe des Widerstandes ist unkritisch. Es wird ein  $4,7\text{k}\Omega$  Widerstand gewählt.

Der nachfolgende Subtrahierer (vgl. Differenzverstärker [1]) wird als Standard-OP-Schaltung ohne Verstärkung aufgebaut. Von der gesamten gemessenen und gleichgerichteten Klemmenspannung wird die skalierte Ausgangsspannung aus dem Synchrongleichrichter abgezogen. Als Ergebnis liegt die chemische Spannung der Zelle ohne Einfluss des Innenwiderstandes vor. Diese wird mit einem der ADC-Eingänge des  $\mu\text{C}$  verbunden.

## 3.2 Software

Im Folgenden werden einzelne Funktionseinheiten der  $\mu\text{C}$ -Software beschrieben. Die Wahl der Programmiersprache fiel auf C, da diese Sprache gegenüber Assembler mehrere Vorteile hat. So ist die Software universell auf verschiedene Controller-Plattformen übertragbar und einfach zu implementieren. Der Geschwindigkeitsvorteil von Assemblercode kommt in dieser Anwendung nicht zur Geltung, da der Regelalgorithmus nicht sehr schnell abgearbeitet werden muss. Zu Beginn werden die zeitlichen Abläufe untersucht und ein Grundgerüst für die Software entwickelt. Dann folgt die Implementierung einzelner Funktionen.

### 3.2.1 Timing

Um den zeitlichen Ablauf festzulegen, werden zuerst die von der Software abzuarbeitenden Aufgaben zusammengetragen. Innerhalb eines Zyklus müssen folgende Grundfunktionen ausgeführt werden:

- Messen von 3 Spannungswerten über ADC, ggf. Mittelwertbildung
- Berechnen der Regelabweichung und der neuen Stellgröße
- Setzen der Stellgröße
- Ausgabe der UART-Daten
- Tasterabfrage

Gemäß dem Grundsatz bei der Reglerauslegung: So schnell wie nötig, so langsam wie möglich, folgt eine Abschätzung:

Der maximale Temperaturanstieg beträgt nach Gleichung (2.16)  $0,32^\circ\text{C}$  pro Sekunde. Beginnt der Ladevorgang bei Zimmertemperatur ( $25^\circ\text{C}$ ), so wird die maximal tolerierbare Zelltemperatur von  $60^\circ\text{C}$  bei linearer Näherung nach ca. 110 Sekunden erreicht. Eine Faustregel zur Wahl der Abtastzeit fordert, dass  $T_A$  maximal ein Zehntel der Zeit betragen soll, bei der die Regelgröße 63% des Endwertes erreicht hat [36].

$$T_A = 0,1 \cdot 0,63 \cdot 110\text{s} = 6,93\text{s}$$

Für eine Regelung ist das eine verhältnismäßig sehr lange Zeit. Das Zeitkriterium kann durch einen  $\mu\text{C}$  mit einer Taktfrequenz von 8 MHz sicher erfüllt werden.

Die Zeitspannen für das Abarbeiten der einzelnen Aufgaben können im Voraus ebenfalls abgeschätzt werden. Die längste Zeit nehmen die Spannungsmessungen und die Datenausgabe in Anspruch. Um möglichst genau messen zu können, wird der ADC mit einer geringen Taktrate versorgt. Mit Hilfe des Datenblatts des ATmega88A wird eine Taktfrequenz von  $8\text{ MHz} / 128 = 62,5\text{ kHz}$  gewählt. Das Umsetzen einer einzelnen Spannungsmessung dauert 13 Taktzyklen [4]. Somit dauert eine Spannungsmessung insgesamt

$$T_{\text{conversion}} = \frac{13}{62,5\text{ kHz}} = 208\mu\text{s} \quad .$$

Um ein sicheres Messergebnis als Mittelwert mehrerer Messungen zu haben, und gleichzeitig die Auflösung durch Überabtasten erhöhen zu können, wird jede Messung 64-mal wiederholt. Insgesamt dauert das Messen von 3 Größen dann

$$T_{\text{ADC}} = 3 \cdot 64 \cdot 208\mu\text{s} = 39,9\text{ ms} \approx 40\text{ ms} \quad .$$

Das Ausgeben der Daten über die RS232-Schnittstelle wird mit der Symbolrate von 9600 Baud realisiert. Weil bei dieser Art der Kommunikation ein Bit gleich einem Symbol ist, bedeutet das eine Übertragungsrate von 9600 bps (Bit per second). Die Anzahl der auszugebenden Bytes beträgt 31 (vgl. Abschnitt 4.5), wobei jedes Byte ein an den PC gesendetes Zeichen bedeutet. Neben den 8 Datenbits werden noch drei Steuerbits gesendet (vgl. 3.12). Die Ausgabedauer beträgt:

$$T_{\text{UART}} = 31 \cdot 11 \cdot 9600^{-1} = 35,52\text{ ms} \approx 40\text{ ms} \quad .$$

Die Bearbeitungsdauer wird sicherheitshalber auf den doppelten Wert ausgelegt, sodass sich eine Hauptschleifendauer von 250 ms ergibt. Das Grundgerüst der Software wird mit einem Timer aufgebaut. Dieser wird so eingestellt, dass er alle 1ms einen Interrupt auslöst.

Aufgabe	Dauer
ADC-Messung	40 ms
UART-Ausgabe	40 ms
Berechnungen	10 ms
PIN-Manipulation	5 ms
Tastenabfrage	20 ms
<b>Gesamt</b>	<b>115 ms</b>

Tabelle 3.1: Schätzung der Programmlaufzeit

In einer Interrupt-Serviceroutine wird eine Variable ab 250 heruntergezählt. In der Hauptschleife der Software werden die oben genannten Aufgaben ausgeführt. Anschließend wird gewartet, bis die restliche Zeit des 250-ms-Intervalls abgelaufen ist, also die Variable den Wert 0 erreicht hat. Diese Art der Programmierung ist im Hinblick auf die zeitliche Ausnutzung nicht gerade effektiv, da der Prozessor die meiste Zeit über mit Warten beschäftigt ist. Bei so einem langsamen Prozess spielt die Rechenzeit jedoch eine untergeordnete Rolle. Abb. 3.10 veranschaulicht die zeitlichen Abläufe der Software. Zusätzlich zur konstanten Schleifendauer muss sichergestellt werden, dass die Ausgabe der Stellgröße immer zur gleichen Zeit in der Schleife geschieht. Durch Schwankungen in der Ausführungsdauer einiger Unterprogramme kann es zum Beispiel dazu kommen, dass das Setzen der Ausgangsgröße einmal etwas früher, dann wieder etwas später passiert. Das Grundprinzip einer digitalen Regelung beruht auf der Gleichheit der zeitlichen Zwischenräume zwischen einzelnen Messungen und Ausgaben (Äquidistanz). Mithilfe einer Variablen wird deshalb sichergestellt, dass die Stellgröße immer zu definierten Zeiten gesetzt wird. Zum Zeitpunkt 0 ms wird diese gesetzt, nach dem Ablauf von 100 ms wird sie gelöscht und die Ausgabe der Stellgröße freigegeben.

### 3.2.2 Analog Digital Umsetzer

Die Umsetzung einer analogen Spannung in einen digitalen Wert erfolgt bei ATMEL-Controllern nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation [2]. Eine grundsätzliche Größe bei ADCs ist die Auflösung. Die Auflösung beschreibt die Anzahl der möglichen Zustände, die das Umsetzungsergebnis annehmen kann und erfolgt als Angabe in Bit. Der integrierte ADC des ATmega88A hat eine Auflösung von 10 Bit, das entspricht  $2^{10}$  möglichen Zuständen. Das Resultat der Umsetzung liegt als Zahlenwert vor und umfasst den Wertebereich



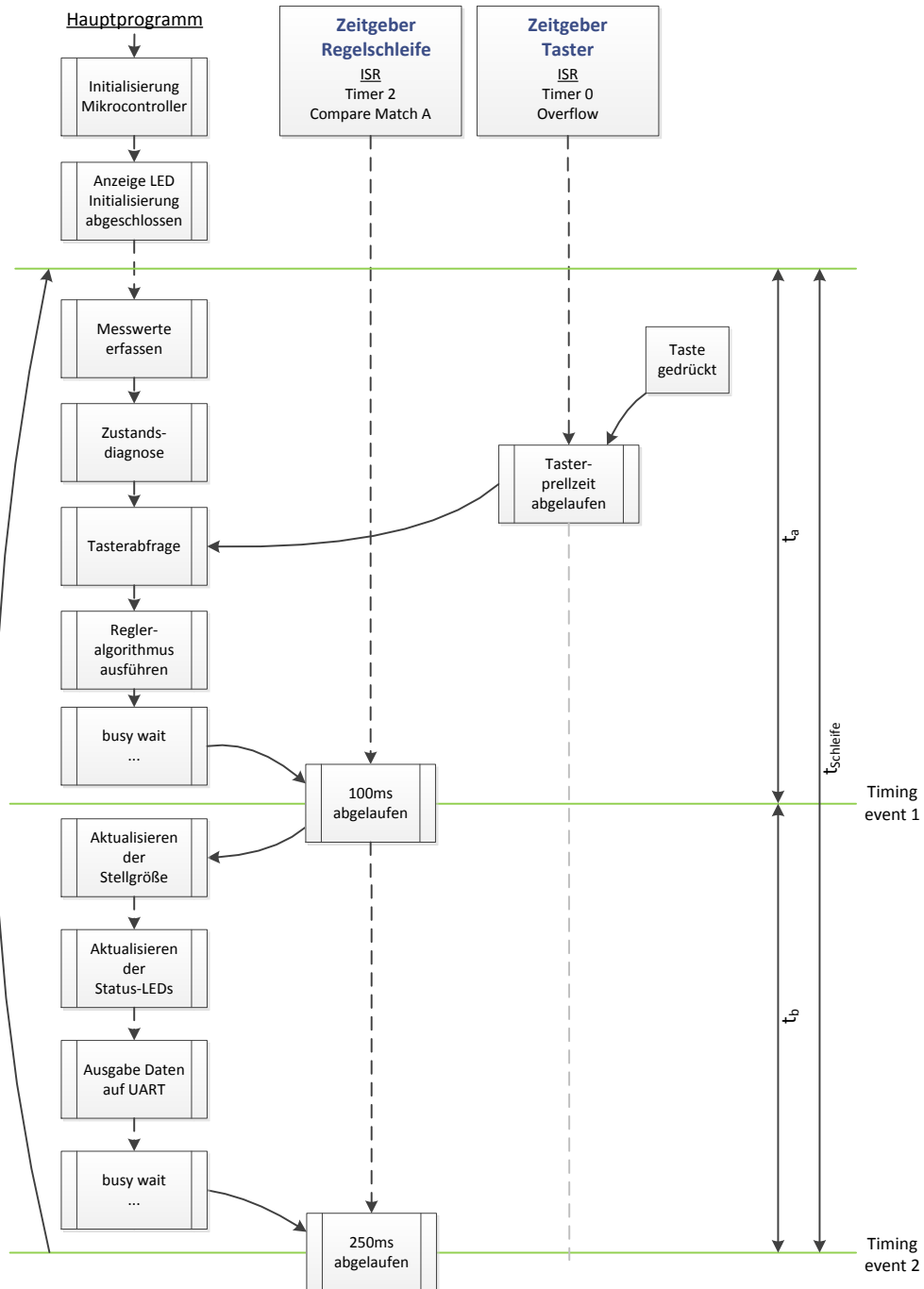


Abbildung 3.10: Zeitliche Abläufe der Softwarekomponenten

von 0...1023. Der Wert eines dieser Schritte wird mit  $U_{LSB}$  bezeichnet und errechnet sich aus

$$U_{LSB} = \frac{U_{FS}}{2^n} = \frac{5V}{1024} = 4,8828mV \quad [4] \quad . \quad (3.24)$$

Den gemessenen Spannungswert erhält man also durch Multiplikation des Wandlungsergebnisses mit  $U_{LSB}$ . Da unendlich viele analoge Eingangsspannungen einer begrenzten Anzahl digitaler Ergebniswerte gegenüberstehen, wird jeweils ein Bereich analoger Spannungen zu ein und demselben digitalen Ergebnis führen. Diese Abweichung wird Quantisierungsfehler genannt und beträgt maximal  $\pm 0,5 U_{LSB}$  [33, S.1000]. Werden mehrere Messungen hintereinander ausgeführt, so ergeben diese systembedingt nicht immer das gleiche Ergebnis. Analogwerte nahe der Entscheidungsgrenze des ADC führen mal zu dem etwas geringeren, mal zu dem etwas höheren Wandlungsergebnis. Durch mehrfaches Abtasten und Bilden eines Mittelwertes, lässt sich ein stabilerer Wert ermitteln.

Um die Auflösung des ADC zu steigern, wird ein Verfahren mit der Bezeichnung „Oversampling and decimation“ (Überabtasten und Dezimieren) angewendet. Im Gegensatz zur Mittelwertbildung wird nun aber nicht durch die Anzahl der aufgenommenen Messwerte geteilt. Stattdessen wird wie folgt vorgegangen: Um eine Steigerung der Auflösung um n Bit zu erzielen, wird das Signal  $4^n$ -mal abgetastet und die Messwerte werden aufsummiert. Dabei erhöht sich die Anzahl der benötigten Bits zur Darstellung des Ergebnisses um  $2n$ , die letzten n Stellen enthalten jedoch keine nutzbare Information. Das Ergebnis wird nun skaliert, indem die Summe durch  $2^n$  geteilt, bzw. um n Bit nach rechts geschoben wird [5].

Das Ergebnis präsentiert den Messwert nun nicht mehr in der Auflösung  $2^{10}$  sondern  $2^{12}$ . Der Wertebereich umfasst jedoch nicht komplett den vierfachen Bereich, sondern reicht nur von 0 bis  $4 \cdot 1023 = 4092$ . Die kleinste messbare Spannung ist damit

$$U_{LSB,OVS} = \frac{U_{FS}}{2^n - 4} = \frac{5V}{4092} = 1,2219mV \quad . \quad (3.25)$$

```

uint16_t adc_get_oversampling(void)
{
    int loop_counter;
    uint16_t adc_result = 0;

    for (loop_counter = 0; loop_counter < 16; loop_counter++)
    {
        adc_result += adc_get_avrg(4);
    }
    //decimation & round result
    adc_result = adc_result / 4 + 0,5;

    return adc_result;
}

/*~~~~~ Aufruf in main: ~~~~~*/
//get actual voltage value
adc_switch_mux(0);
actualVoltageValue = adc_get_oversampling();

```

Listing 3.1: ADC oversampling

### 3.2.3 Regelalgorithmus

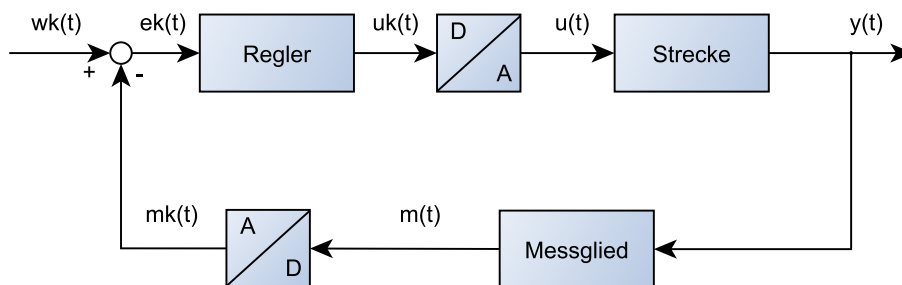


Abbildung 3.11: Blockschaltbild eines digitalen Regelkreises

Abb. 3.11 verdeutlicht schematisch den Aufbau des digitalen Regelkreises. Zur Strecke gehören neben der Zelle auch der Modulator und die Stromquelle. Auch die Anpassung des maximalen Ladestromes durch einen Softwareparameter gehört zum Einfluss der Strecke und wirkt sich als proportionaler Anteil aus.

Zur Ermittlung der Stellgröße wird aus der Differenz der gemessenen Temperatur  $m_k(t)$  zum eingestellten Sollwert  $w_k(t)$  die Regelabweichung  $e_k(t)$  berechnet. Diese wird als Parameter an eine Funktion zur Berechnung des neuen Stellwertes  $u_k(t)$  übergeben. Der Algorithmus

für den digitalen Regler ist in Gleichung (2.20) [31] bereits erwähnt worden. Die Reglerparameter werden als Makros angelegt und vorerst mit kleinen Werten besetzt, da sie noch nicht bekannt sind und erst bei einer Probeladung aus der Sprungantwort ermittelt werden. Einzig die Abtastzeit  $T=0,25$  ist bekannt.

```
#include "control.h"

#define KP 0
#define KI 0
#define KD 0
#define T 0.25

volatile static uint16_t ek_1, uk_1;

int16_t PI_control(uint16_t* ek)
{
    static int32_t uk;

    uk = uk_1 + (KP + KI * T) * *ek - KP * ek_1;
    uk_1 = uk;
    ek_1 = *ek;

    if (uk > 32000) uk = 32000;
    return (int16_t)uk;
}
```

Listing 3.2: Regelalgorithmus

### 3.2.4 Temperaturerfassung

Für die Messung der Temperatur wird ein fertiger Algorithmus der Firma Preis Ingenieurbüro GmbH benutzt [25]. Nach Eingabe der Parameter der verwendeten Hardware und des abzudeckenden Messbereiches wird ein C-Code mit einer Tabelle erzeugt. Dieser wird in ein c-File ausgelagert. Die Funktion „NTC\_ADC2Temperature(unsigned int adc\_value)“ liefert als Rückgabewert die Temperatur in der Einheit  $0,01\text{ }^{\circ}\text{C}$  als Integerzahl. Durch die begrenzte Auflösung des ADC werden jedoch nicht alle Temperaturschritte erreicht werden können.

### 3.2.5 Pulsweitenmodulation

Ein pulswertenmoduliertes Signal (kurz: PWM) bezeichnet eine zeitlich veränderliche Spannung, die nur die Zustände 'High' (logisch '1') und 'Low' (logisch '0') annehmen kann. Die Information ist im Verhältnis der Länge des High-Signals zur Länge des gesamten Taktes

enthalten. In der Regel wird mit einer zeitlich nicht veränderlichen PWM-Frequenz gearbeitet, die Taktlänge ist also konstant. Der  $\mu$ C ATmega88 kann mithilfe seiner Timer hardwarebasiert ein PWM-Signal an speziellen Ausgangspins erzeugen. Ein Timer zählt dazu immer wieder bis zur selben Zahl, wodurch eine konstante Frequenz erzeugt wird. Ein Vergleichsregister wird mit einem Vergleichswert vorgeladen und der Timer gestartet. Der Timer zählt von 0 an hoch, bei Erreichen des Vergleichswertes wird der konfigurierte Ausgangspin auf den Zustand 'Low' geschaltet. Bei Erreichen des höchsten Timerzählwertes wird der Zähler auf '0' zurückgesetzt und der Ausgangspin auf 'High' geschaltet. Der Timer beginnt einen neuen Zyklus. Der Inhalt des Vergleichsregisters kann geändert werden, ohne den Timer zu unterbrechen. Die Umschaltung des Ausgangspins auf 'Low' erfolgt dann früher oder später als im letzten Zyklus. Auf diese Weise wird die Pulsweite verändert.

```
#include "pwm.h"

void init_pwm(void)
{
    //Clear OClA on compare match, mode: fast PWM 10 bit
    TCCR1A |= ((1 << COM1B1) | (1 << WGM11) | (1 << WGM10));
    // start counter with prescaler 1 (f= 8MHz/1024 = 7,8125kHz)
    TCCR1B |= ((1 << WGM12) | (1 << CS10));
}

void set_duty(uint16_t* duty)
{
    unsigned char sreg;
    sreg = SREG;
    cli();
    OCR1B = *duty; //atomic write
    SREG = sreg;
    sei();
}
```

Listing 3.3: PWM

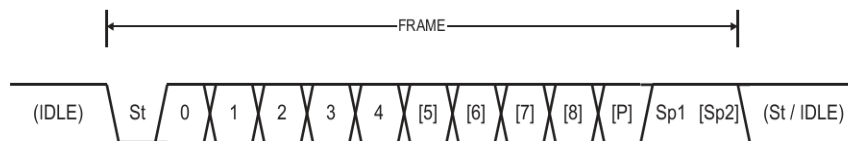
### 3.2.6 Kommunikation

Die Datenübertragung an einen PC über eine RS232-Schnittstelle wird mit dem sogenannten UART-Port des Controllers realisiert. Über eine Zweidrahtleitung ist gleichzeitiges Senden und Empfangen von Daten möglich, zusätzlich wird eine Masseleitung benötigt. Für die serielle Datenübertragung sieht das Protokoll ein Frame vor, das aus folgenden möglichen Teilen besteht:

- 1 Startbit
- 0 bis 9 Datenbits
- ggf. 1 Paritätsbit
- 1 oder 2 Stopbits

Das Übertragen eines Taktes ist nicht notwendig, der Takt wird im Empfänger mit Hilfe des Startbits und Kenntnis der Baudrate wiederhergestellt (asynchroner Modus). Über verschiedene Steuerregister werden grundsätzliche Parameter der Übertragung eingestellt. Diese müssen für alle beteiligten Geräte gleich sein und lauten:

Baudrate: 9600  
 Anzahl Datenbits: 8  
 Parität: keine  
 Anzahl Stopbits: 2



<b>St</b>	Start bit, always low.
<b>(n)</b>	Data bits (0 to 8).
<b>P</b>	Parity bit. Can be odd or even.
<b>Sp</b>	Stop bit, always high.
<b>IDLE</b>	No transfers on the communication line (RxDn or TxDn). An IDLE line must be high.

Abbildung 3.12: UART Standardframe [4]

Das eigentliche Senden der Daten wird durch Schreiben des zu sendenden Bytes in ein spezielles Register ausgelöst. Dazu wird einer Funktion das Byte übergeben. Nach dem Prüfen, ob das Senderegister nach Senden des letzten Bytes bereits wieder frei ist, wird dieses ins Register UDR0 geschrieben. Der  $\mu$ C beginnt anschließend automatisch mit dem Senden des neuen Frames.

Auch das Senden von mehreren Bytes und Strings ist möglich. Dazu wird einer weiteren Funktion ein Zeiger auf den String übergeben. In einer Schleife wird nun Zeichen für Zeichen

```
int uart_putc(unsigned char c)
{
    //wait until send operation possible
    while (!(UCSR0A & (1<<UDRE0)))
    {}
    UDR0 = c;
    return 0;
}
```

Listing 3.4: UART - Senden eines Bytes

durch Aufruf der oben beschriebenen Funktion gesendet, bis der String-Terminator erkannt wird.

```
void uart_puts (char *s)
{
    //repeat until string terminator
    while (*s)
    {
        uart_putc(*s);
        s++;
    }
}
```

Listing 3.5: UART - Senden eines Strings

Einmal pro Schleifendurchlauf des Hauptprogramms werden folgende Daten gesendet:

- Zeit seit Ladebeginn in Sekunden
- die Spannung des chemischen Systems der Zelle in Volt
- die Spannung über dem Innenwiderstand der Zelle in Volt
- der Ladestrom in Ampere
- die gemessene Zelltemperatur in °C
- eine Statusziffer, die den Betriebszustand darstellt

Die Datensätze werden durch ein Semikolon getrennt übermittelt, damit sie am PC als CSV-Datei abgespeichert werden können und zur späteren Auswertung zur Verfügung stehen. Beispielhaft erfolgt eine Darstellung der Formate in Tabelle 4.1 für zwei Schleifendurchläufe.

Zeit [s]	$U_{\text{chem}}$ [V]	$U_{\text{chem}}$ [V]	$I_{\text{Lade}}$ [V]	Zelltemperatur [°C]	Status
0,25;	4,010;	0,100;	4,200;	25,35;	2;
0,5;	4,013;	0,100;	4,200;	25,38;	2;

Tabelle 3.2: Beispiel Datenübertragung über UART

### 3.2.7 Tasterabfrage

Das Abfragen und Entprellen der Taster wird durch einen Algorithmus von [9] erledigt. Dieser prüft interruptgesteuert regelmäßig die Zustände aller definierten Taster-Eingänge. Das Entprellen von Tastern und die Unterscheidung, ob kurz oder lang gedrückt wurde, sind damit möglich. Die Funktionsweise wird auf [www.mikrocontroller.net](http://www.mikrocontroller.net) [9] ausführlich erläutert.



# Kapitel 4

## Erprobung und Auswertung

In diesem Kapitel wird zuerst die Inbetriebnahme und Funktionsüberprüfung beschrieben. Notwendige Korrekturen werden während der Inbetriebnahme vorgenommen und dokumentiert. Weiterhin werden erfasste Messwerte dargestellt, erläutert und kritisch bewertet. Abb. 4.1 zeigt den ersten Laboraufbau in modularer Bauweise. Der Testplan zum Prüfen und Einstellen der Komponenten ist in Abb. 4.2 dargestellt und dient als Leitfaden für die Inbetriebnahme.

### 4.1 Inbetriebnahme und Einstellung

#### 4.1.1 Justierung des Oszillatormoduls

Nach dem Aufbau des Oszillatormoduls wird die Funktion überprüft. Mit dem Oszilloskop wird am Ausgang eine Sinusspannung gemessen. Diese wird mit den Potentiometern so eingestellt, dass sie die Vorgabe aus der Spezifikation erfüllt. Dazu wird zuerst der einstellbare Frequenzbereich überprüft. Die Frequenz lässt sich von etwa 50 Hz bis 10,1 kHz verändern, allerdings erst nach einer Modifikation: Zuerst konnte der untere Frequenzbereich nicht erreicht werden. Entgegen der Angabe im Datenblatt wird die Grundfrequenz nicht bei einer Steuerspannung von 3 V erreicht, sondern erst bei etwa 3,8 V. Der Vorwiderstand  $R_{10}$  wurde daraufhin angepasst. Weiterhin ist unterhalb von 150 Hz das Sinussignal etwas verzerrt und hat teilweise Spannungseinbrüche. Für eine spätere Regelung muss hier gegebenenfalls eine günstigere RC-Kombination gewählt werden. Nach dem Einstellen des Oszillators auf eine Frequenz von 1 kHz werden die Signalform und die Symmetrie mithilfe des Oszilloskops eingestellt. Zuletzt wird die Amplitude justiert und der Offset hinzugefügt. Abb. 4.3 zeigt eine Oszilloskopmessung nach Fertigstellen des Abgleichs. CH1 stellt die Ausgangsspannung des Oszillators dar, CH2 zeigt den intern erzeugten, CH3 den durch einen Komparator erzeugten Rechteckpuls.

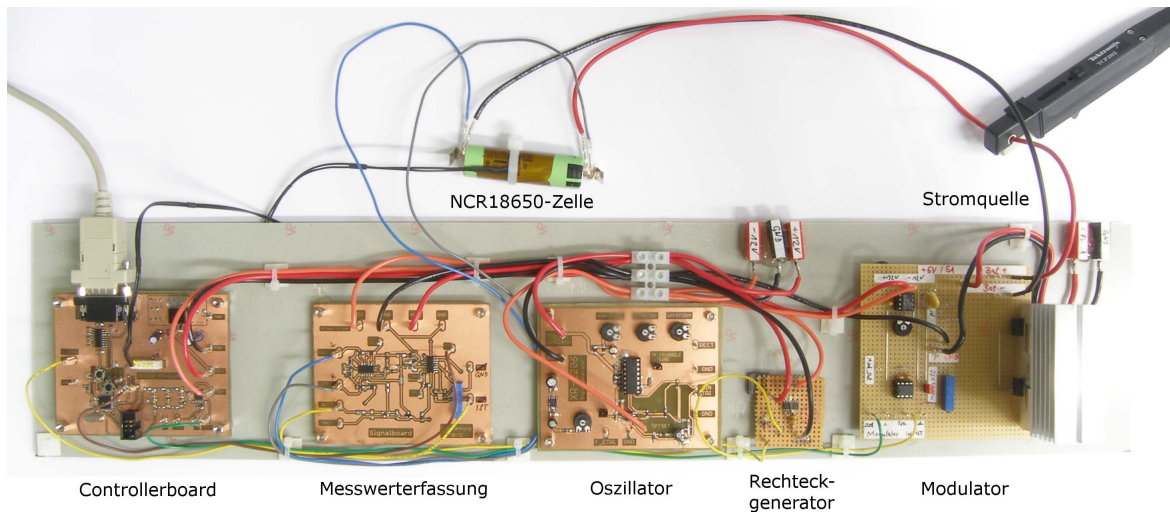


Abbildung 4.1: Testaufbau für erste Versuche

Das Abgleichen der Symmetrie spielt eine wichtige Rolle für die Funktionsweise des Synchrondemodulators. Die positiven Halbwellen des Sinus müssen genauso lang sein wie die negativen, ansonsten entstehen Signalverfälschungen beim Demodulieren. Die genaue Funktionsweise ist unter 3.1.5 erläutert. Der Synchrondemodulator benötigt ein phasengerechtes Rechtecksignal zum Umschalten der Verstärkung. Das vom XR-2206 intern erzeugte Signal erwies sich als unbrauchbar, da es um  $90^\circ$  zum Sinus verschoben ist. Eine Invertierung entsprechend einer Phasenverschiebung um  $180^\circ$  wäre leicht realisierbar gewesen, eine Phasenverschiebung um  $90^\circ$  bei frequenzveränderlichen Signalen ist hingegen nicht so leicht umzusetzen. Deshalb wird mit einem Komparator ein Rechteckgenerator aufgebaut, um aus dem Sinus ein Rechtecksignal zu erzeugen. Über einen Koppelkondensator wird die Wechselfspannung an den invertierenden Komparatoreingang geführt, der nichtinvertierende Eingang liegt auf 0 V. Der Komparator schaltet folglich bei jedem Nulldurchgang den Ausgang zwischen +12 V und -12 V um. Damit die negative Spannung nicht den MOSFET im Synchrondemodulator zerstört, werden über einen Widerstand und eine Diode die negativen Anteile abgeleitet.

### 4.1.2 Funktionstest der Controllerplatine

Nach dem Anschließen der Versorgungsspannung wird zunächst mit dem Programmierinterface STK500 die Software in den  $\mu\text{C}$  übertragen. Es wird eine Testversion der Software verwendet, die es erlaubt, per Tastendruck verschiedene Betriebszustände zu simulieren, ohne eine Li-Ionen-Zelle angeschlossen zu haben. Somit kann die korrekte Ausgabe der PWM mit dem Oszilloskop geprüft werden. Weiterhin wird der zeitliche Ablauf des Hauptprogramms

Modul	Was ist zu prüfen / justieren	Was ist dazu einzustellen	Benötigte Hilfsmittel	erwartetes Ergebnis
Oszillator	Ausgangsfrequenz	Poti für Frequenz verändern zwischen minimaler und maximaler Stellung	Oszilloskop	Frequenz am Ausgang lässt sich zwischen 100Hz und 10kHz verändern, Einstellung auf 1kHz
	Signalform	Poti für Signalform verändern, bis Signalform der Sinusform entspricht	Oszilloskop	Ausgangssignal ist sinusförmig
	Signalsymmetrie	Symmetriepoti verändern, bis negative Halbwelle genauso lange dauert, wie die positive	Oszilloskop mit Cursormessung	Halbwellen exakt gleich lang
	Amplitude	Amplitude mit Poti einstellen auf 2V Spitze	Oszilloskop	-
	Offset	Offset mit Poti einstellen auf +2,4V	Oszilloskop	-
	Rechteckausgang	-	Oszilloskop	Rechtecksignal invertiert zu Sinus, Phasengleich
Controller	PWM-Ausgabe	In Software: 0%, 50%, 100% duty cycle	Oszilloskop mit Duty Cycle-Messung	Duty Cycle wie in Software gesetzt
	Software-Timing	SW-Variable Loop-flag ausgeben auf TESTPIN	Oszilloskop	TESTPIN schaltet: 0→1 nach 0s 1→0 nach 100ms 0→1 nach 250ms
	UART-Ausgabe	-	PC mit Terminalprogramm	Datenausgabe erfolgt alle 0,25s in neuer Zeile
	ADC-Messung	Verschiedene Spannungswerte am Eingang anlegen	Voltmeter, PC	Anzeige der gemessenen ist gleich der eingestellten Spannung
	Temperatur	-	digitales Thermometer	gemessene Temp. entspricht der des Digitalthermometers
Modulator	Ausgangsspannung	2 verschiedene Spannungen	Oszilloskop	Spannung am Ausgang entspricht der angegebenen Formel
Stromquelle	Kurvenverlauf und Amplitude	SW-Stellwert: 100%	Elektronische Last Oszilloskop	Spannung am Ausgang entspricht Kurvenverlauf in der Simulation
Messwert-erfassung	Spannung am Ausgang des Synchrongleichrichters	$U_{\text{klemm}} = 0,25V \text{ Sinus} + 4V \text{ Offset}$	Signalgenerator Oszilloskop Voltmeter	$U_{\text{Ri}} = \frac{2}{\pi} \cdot 0,25V = 0,159V$
	Ausgangsspannung			$U_{\text{chem}} = 4V - 0,35V$

Abbildung 4.2: Testplan zur Inbetriebnahme

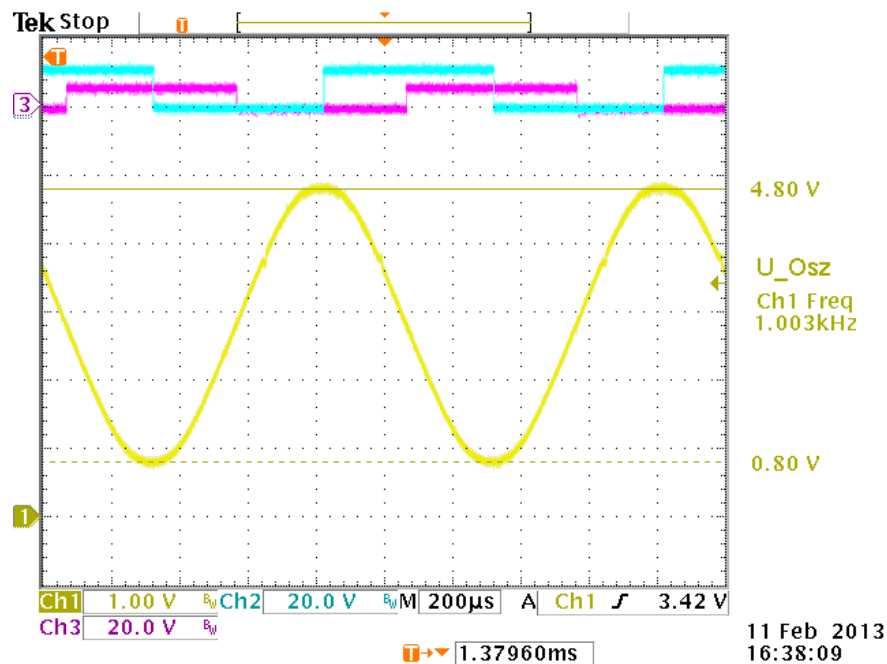


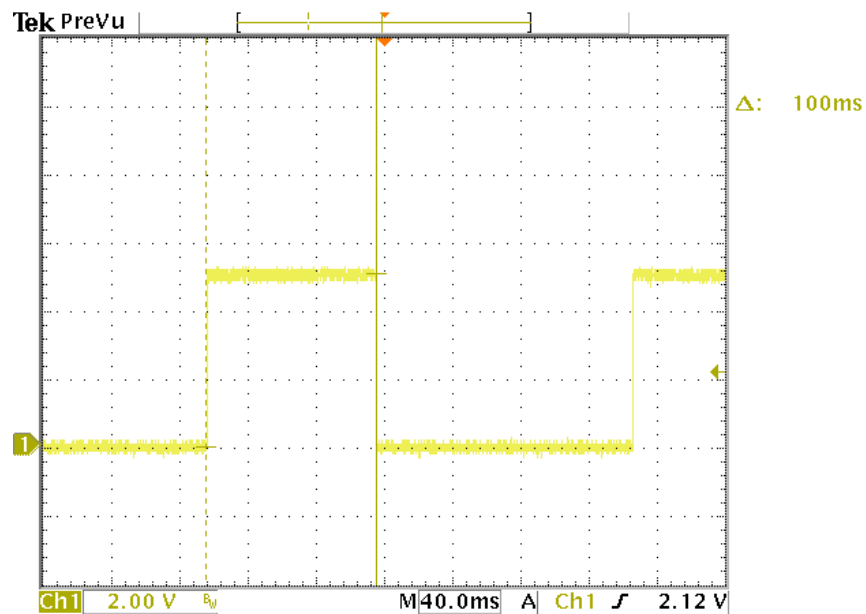
Abbildung 4.3: Spannungsverlauf am realen Oszillator

geprüft. In der Testsoftware wird zu den Zeitpunkten 0 ms und 100 ms ein Ausgangspin umgeschaltet. Abb. 4.4 zeigt das Umschalten des Pins.

Nach dem Verbinden der RS232-Kommunikation und Einstellen der Verbindungsparameter (9600-8-n-2, siehe 3.2.6), werden einige Parameter auf dem Monitor angezeigt.

Im Anschluss wird die Funktion des ADC kontrolliert. An den Eingangspins wird über ein Labornetzgerät eine Gleichspannung angelegt. Die auf dem Monitor angezeigten Werte werden den per Multimeter gewonnenen Vergleichsmessungen gegenübergestellt. Tabelle 4.1 zeigt neben den gemessenen Spannungswerten auch die jeweilige Abweichung vom Multimeter in mV. Der für die Ladung als Abschaltkriterium verwendete Endwert von 4,2V liegt dabei in einem Bereich mit weniger als 2 mV Abweichung. Die Forderung aus Abschnitt 1.2.5 nach einer Genauigkeit von 40 mV ist also übertroffen.

Mit einem Digitalthermometer wird die Temperaturmessung überprüft. In Wasserbädern mit unterschiedlichen Temperaturen werden stichprobenartig mit beiden Geräten Messungen vorgenommen. Die maximale Abweichung des entwickelten Messgerätes vom konventionellen beträgt 0,5°C. Dabei besteht eine Ungenauigkeit des Referenzgerätes, die vom Hersteller mit  $\pm 1^\circ\text{C}$  angegeben wird. Die maximale Temperaturabweichung liegt damit bei 1,5°C.



25 Feb 2013  
11:09:29

Abbildung 4.4: Prüfung des zeitlichen Ablaufs

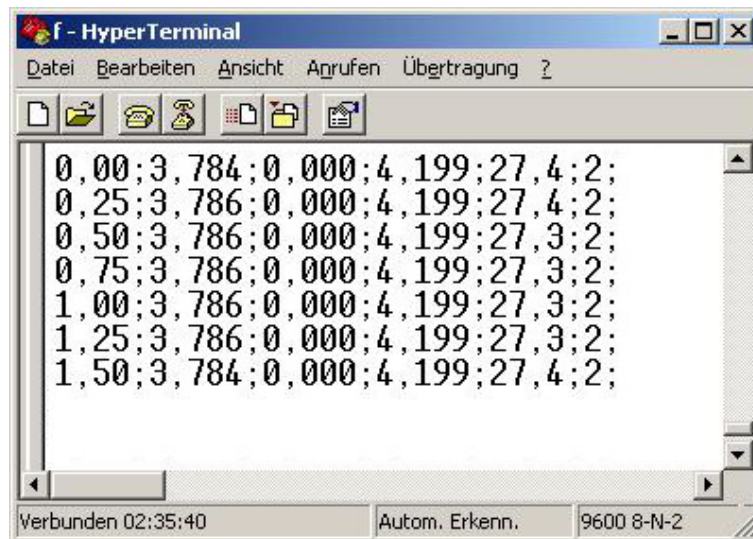


Abbildung 4.5: Screenshot des Terminalprogramms

Multimeter [V]	$U_{\text{ADC}}$ [V]	$\Delta U$ [mV]	$U_{\text{Ovs}}$ [V]	$\Delta U$ [mV]
5,03	5,020	-9,8	5,026	-3,7
5,00	5,001	0,5	4,999	-0,7
4,50	4,509	9,3	4,502	1,8
4,00	4,003	3,4	4,002	1,9
3,50	3,497	-2,6	3,498	-1,7
3,00	2,996	-3,6	2,997	-2,9
2,50	2,490	-9,6	2,495	-5,3
2,00	1,989	-10,6	1,992	-7,7
1,50	1,488	-11,6	1,491	-8,8
1,00	0,992	-7,8	0,991	-8,7
0,50	0,491	-8,8	0,489	-11,1
0,03	0,015	-10,3	0,014	-11,5
0,02	0,010	-10,2	0,012	-7,7
0,01	0,005	-5,1	0,005	-5,1

Tabelle 4.1: Gegenüberstellung der gemessenen ADC-Spannungen

### 4.1.3 Prüfung des Modulatormoduls

An die Eingänge des Modulators werden zum Test zwei mit einem Signalgenerator erzeugte Spannungen gegeben. Auf dem Oszilloskop wird die Ausgangsspannung überprüft. Für mehrere Kombinationen von Eingangsspannungen wird die Gültigkeit der Formel (3.9) überprüft. Es zeigt sich, dass der Modulator sehr genau arbeitet. Die Abweichungen vom erwarteten Ausgangswert liegen bei einer Temperatur von 25°C unter 2%.

### 4.1.4 Testen der Stromquelle

Nachdem der Oszillator eingestellt ist und die Stellgrößenausgabe per PWM funktioniert, werden die Komponenten elektrisch verbunden und die Stromquelle getestet. Der Ausgangsstrom wird zum Testen an eine elektronische Last abgegeben und mit einer Strommesszange gemessen. Auf einem anderen Kanal des Oszilloskops wird die unskalierte Spannung des Modulatorausgangs dargestellt. Abb. 4.6 zeigt auf CH1 die Eingangsspannung und auf CH4 den Ladestrom. Wie in der Simulation folgt die Kurve des Ladestroms der Eingangsspannung. Die minimalen und maximalen Werte decken sich mit den simulierten Werten, auch die Effektivwertmessung des Oszilloskops zeigt die erwarteten 4,2 A an. Durch Messungenauigkeit bei der eingestellten Auflösung entsteht hier eine leichte Abweichung.

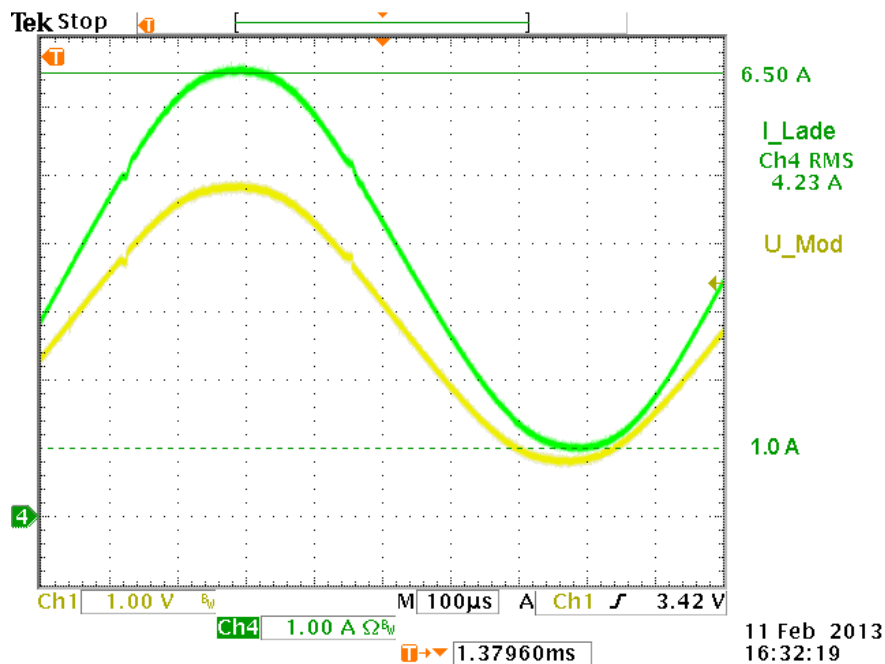


Abbildung 4.6: Eingangsspannung und Ausgangsstrom der realen Stromquelle

#### 4.1.5 Funktionskontrolle der Messwernerfassung

Als letztes werden die Ausgabewerte der Messwernerfassung auf Plausibilität geprüft. Dazu werden mit dem Oszilloskop die Klemmenspannung sowie die Ausgangsspannung des Synchrondemodulators vor und nach dem Glättungsfilter dargestellt. Als Eingangsspannung wird aus einem Signalgenerator eine Gleichspannung von 4 V mit überlagertem Sinus der Amplitude 0,25 V eingespeist. Der Rechteckeingang wird mit dem zweiten Ausgang des Generators verbunden und mit einem passenden Signal versorgt.

Nach Gleichung (3.21) wird erwartet, dass die Ausgangsspannung nach dem Filter einen Wert von

$$\bar{u} = U_1 \cdot \frac{2}{\pi} = 0,25V \cdot \frac{2}{\pi} = 0,159mV$$

beträgt. Die in Abb. 4.7 dargestellte Oszilloskopmessung bestätigt diese Erwartung.

Fehlerkorrektur: Das Bild ergab sich erst nach einer Feinjustierung der Symmetrie des Oszillatorsignals. Zunächst war die Spannung hinter dem Glättungsfilter negativ. Dieser Umstand entstand daraus, dass durch Fehljustierung die negative Halbwelle länger war, als die positive. Folglich war die Spannungszeitfläche für die negativen Anteile breiter, als für die positiven. Im nachfolgenden RC-Glied wurde deshalb bei kleinen Wechselsignalamplituden der Mittelwert kleiner 0 V. Die Symmetrie des Oszillatorsignals wurde daraufhin genau justiert.

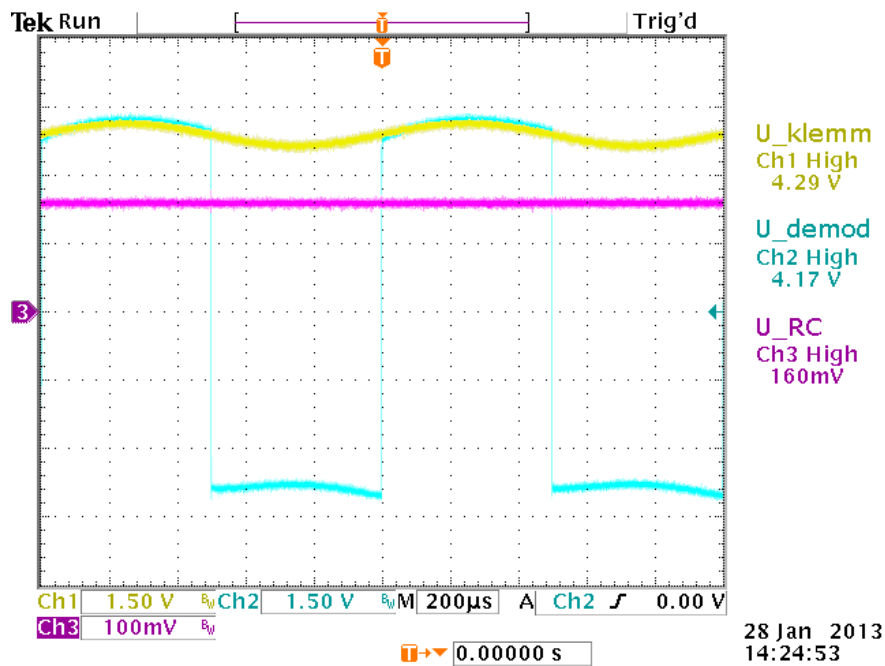


Abbildung 4.7: Messung der Spannungen am Demodulator

Anschließend wird die Spannung am Ausgang des Subtrahierers gemessen. Die zu erwartende Spannung beträgt

$$U_{Chem} = 4V - 0,159V \cdot 2,2 = 3,65V \quad .$$

Die Messung mit einem Multimeter ergibt 3,655 V und bestätigt damit die korrekte Funktion dieses Moduls. Die Abweichung von 5 mV liegt bei nur 0,14% (relative Abweichung) und lässt sich durch Offsetspannungen der Operationsverstärker und durch Bauteiltoleranzen erklären. Dennoch ist die erreichte Genauigkeit sehr gut und erfüllt die Forderung nach einer Genauigkeit <40 mV für die Erkennung der Ladeschlussspannung.



### 4.1.6 Reglereinstellung

Nach dem Einstellen aller Module kann ein erster kompletter Ladevorgang ausgeführt werden. Bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C wird eine NCR18650E-Zelle angeschlossen und das Laden gestartet. Dieser Versuch dient, neben der Funktionskontrolle, dem Aufnehmen der Sprungantwort des Systems.

Es wird zum Zeitpunkt  $t = 0$  s ein Sprung des Ladestroms von 0 auf 4,2 A auf die Zelle gegeben. In der Software wird dazu die Stellgröße von 0 auf den Wert 512 gesetzt.

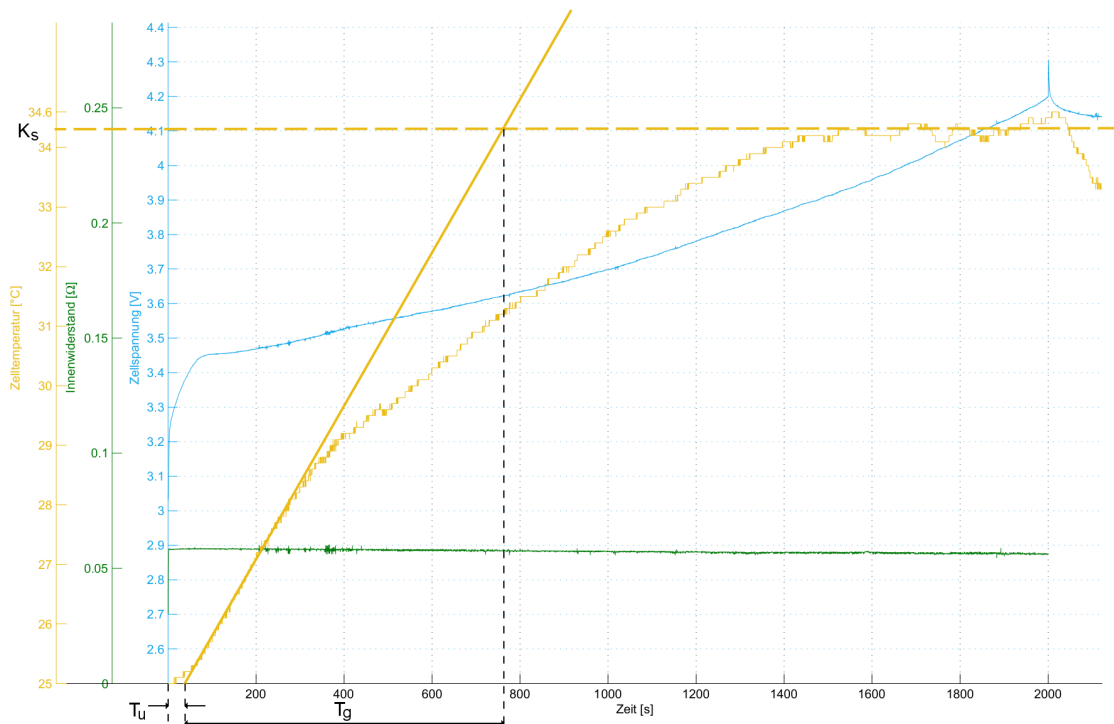


Abbildung 4.8: Sprungantwort nach Sprung des Ladestroms von 0 A auf 4,2 A

Aus dem zeitlichen Verlauf der Temperatur können die Parameter für den Regler nach dem in Abschnitt 2.3.4 vorgeschlagenen Wendetangentenverfahren ermittelt werden. Die Werte betragen:

$$K_s = \frac{34,3 - 25}{512 - 0} = 0,018164$$

$$T_u = 40 \text{ s}$$

$$T_g = 760 \text{ s}$$

Nach Takahashi (Abb. 2.6) folgen die Werte

$$T = 0,25s$$

$$K_P = K_R = \frac{T_g}{K_S \cdot (T_u + T)} = 938,4866$$

$$T_N = 3,33 \cdot (T_u + 0,5 \cdot T) = 133,6163$$

$$K_I = \frac{K_P}{T_N} = 7,024 \quad .$$

Diese werden nun in der Reglersoftware eingetragen. Anschließend wird eine Testladung zur Überprüfung durchgeführt. Dazu wird die Zelle mit Verpackungsmaterial etwas isoliert, um die Wärmeabgabe zu verringern und somit den Temperatursollwert schneller zu erreichen. Dieser wird für diesen Versuch auf 35°C gesetzt. Abb. 4.9 zeigt ein Überschwingen der Temperatur, sodass die Regelung den Ladestrom für eine längere Zeit abschaltet. Nachdem die Zelle unter die Sollwertgrenze abgekühlt ist, setzt der Ladestrom aber nicht gleich wieder ein.

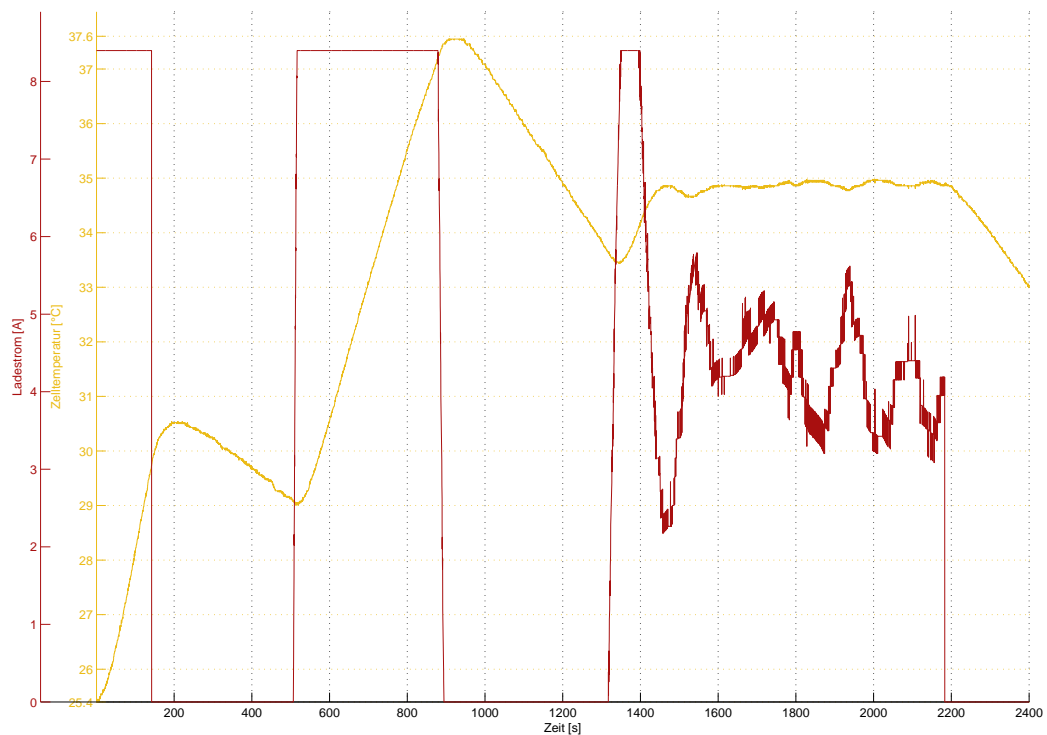


Abbildung 4.9: Ladeversuch mit wind-up des I-Anteils

Dieser Effekt wird wind-up genannt. Er kommt dadurch zustande, dass der I-Anteil (theoretisch unbegrenzt) anwächst, solange die Regeldifferenz relativ groß ist. Da der Ausgleich der Temperatur sehr lange dauert, wächst der Integralanteil auf einen hohen Wert, wenn er nicht begrenzt wird. Nach dem Erreichen der Temperaturschwelle muss dieser hohe Integralanteil erst abgebaut werden. Der errechnete Reglerausgangswert  $u_k$  ist in der Zeit größer oder kleiner, als die maximal einstellbare Stellgröße. Deshalb werden die Extremwerte 0 und 100% eingestellt. Erst nach einiger Zeit kommt es zu einem Ausgleich und die Temperaturregelung erreicht den gewünschten Wert. Der Ladevorgang verlängert sich jedoch durch die lange Pause extrem.

Nach der Begrenzung des I-Anteils in der Software zeigt sich ein besseres Ergebnis. Abb. 4.10 zeigt einen Ausschnitt eines Ladevorgangs nach der Anpassung.

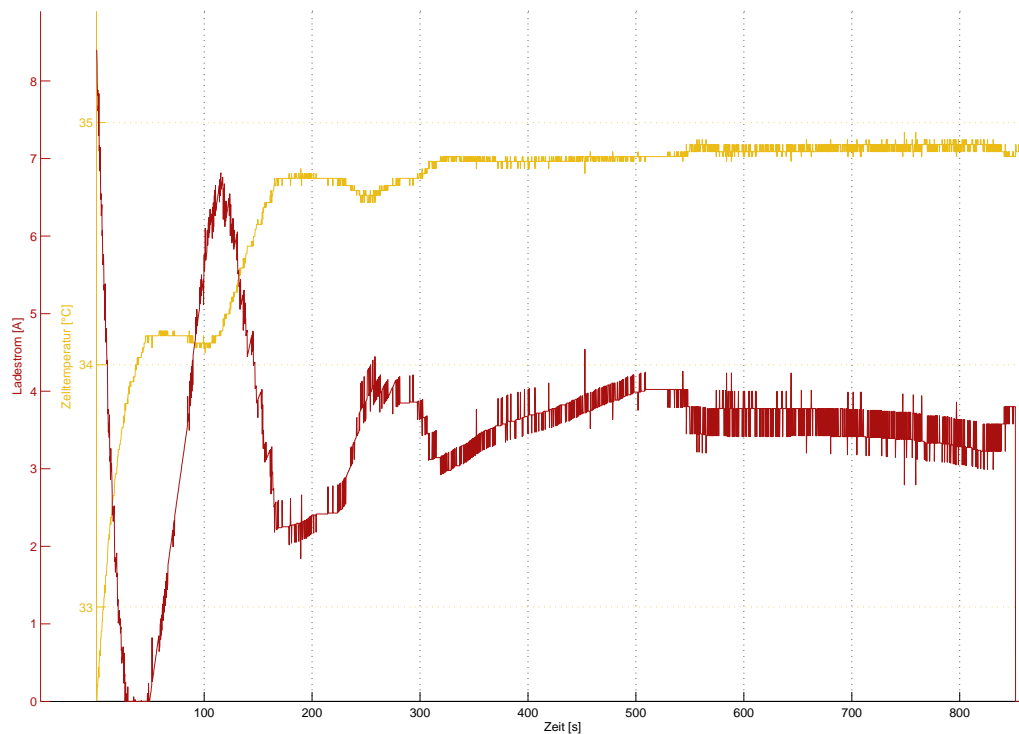


Abbildung 4.10: Ladeversuch mit wind-up-Korrektur

Nach der erfolgreichen Inbetriebnahme wird in Zusammenarbeit mit der CAD-Abteilung der Firma Panasonic eine Platine entworfen, auf der alle Module enthalten sind. Die Platine wird von der Firma beta-Layout geliefert und sieht nach dem Bestücken aus wie in Abb. 4.11.

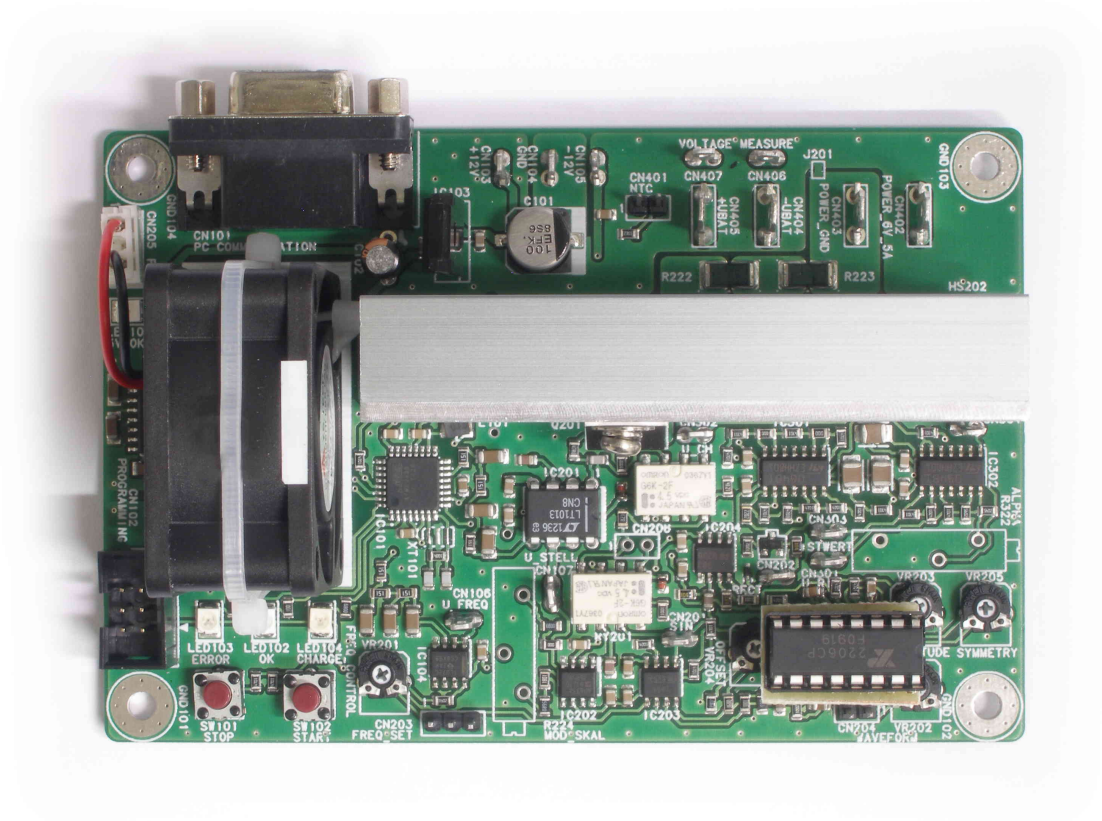


Abbildung 4.11: Kommerziell gefertigte Leiterplatte nach dem Bestücken

## 4.2 Messreihen

Nachdem die Funktion komplett geprüft wurde, werden nun Ladeversuche durchgeführt. Hinweis: Alle Ladekennlinien sind im Anhang zusätzlich in größerem Format abgebildet.

Um eine Vergleichsmöglichkeit herzustellen, wird ein Ladevorgang nach dem konventionellen Verfahren mit IU-Kennlinie, wie in Abschnitt 1.2.5 beschrieben, durchgeführt. Dazu wird eine Zelle an einem Labornetzgerät geladen. Mit einem Datenlogger werden die gleichen Parameter aufgezeichnet, die auch mit dem entwickelten Gerät abgebildet werden: die Spannung an der Zelle, der Ladestrom und die Temperatur an der Zelloberfläche. Die Zellspannung entspricht hierbei jedoch der Klemmenspannung inklusive der Spannung, welche über dem Innenwiderstand abfällt. Abb. 4.12 zeigt die entsprechenden Kennlinien in einem MATLAB-Plot.

Das Laden der Zelle erfolgt mit begrenztem Strom von 4,2 A, die maximale Spannung wird auf die Ladeschlussspannung 4,2 V eingestellt. Der Ladevorgang wird fortgesetzt, bis kaum noch Strom aufgenommen wird ( $I_L < 0,05 C = 0,1 A$  [15, S. 148]) und dauert etwa 4050 s.

Das Entladen wird wie in Abschnitt 2.5 beschrieben durchgeführt. Alle 5 s wird dabei im Datenlogger der aktuelle Entladestrom gespeichert. Zur Auswertung werden alle Stromwerte addiert und mit der Abtastrate 5 s multipliziert. Das Ergebnis ist die entnommene Kapazität in As, diese wird noch durch 3600 geteilt, um eine Aussage in Ah zu erhalten. Beim Entladen der Zelle wird eine Kapazität von 2,315 Ah gemessen. Bei diesem Verfahren wird die Zelle in etwas mehr als einer Stunde vollständig geladen, der Strom wird am Ende von der Aufnahmefähigkeit der Zelle begrenzt. Das chemische System ist nahezu gesättigt. Ein höherer Kapazitätswert ist deshalb bei keiner der folgenden Messungen zu erwarten.

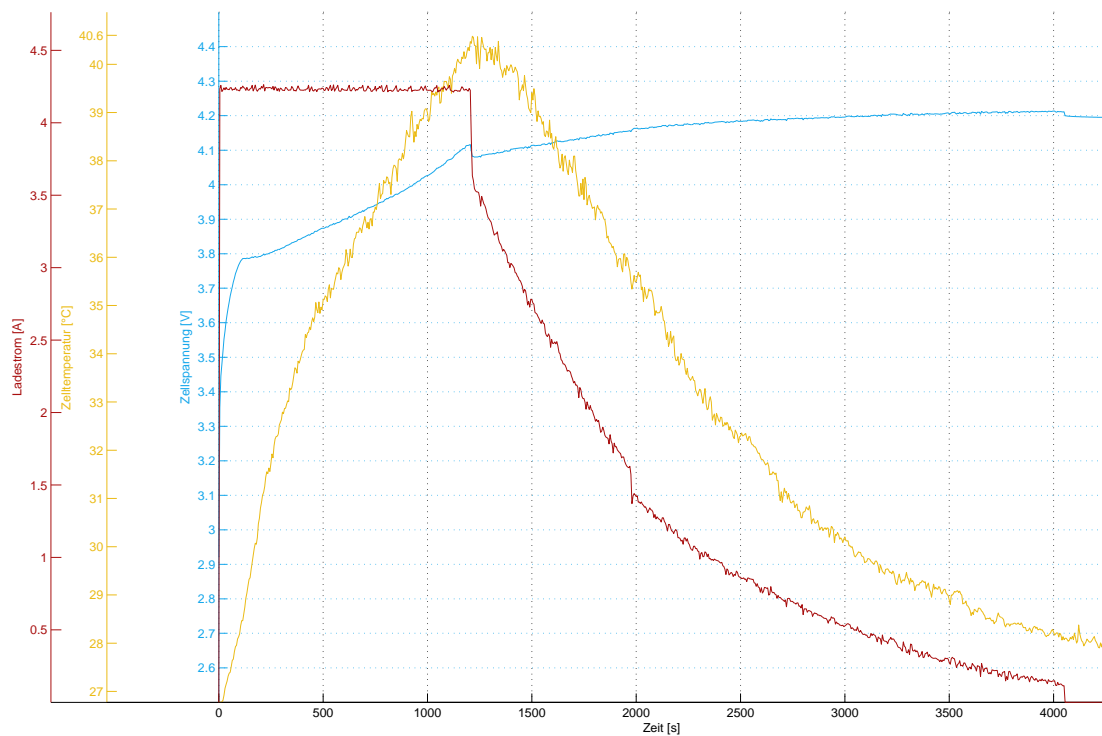


Abbildung 4.12: Ladevorgang mit IU-Kennlinie zur Referenzwertermittlung

Zum Vergleich werden zwei Zellen mehrfach geladen und entladen. Das Laden erfolgt mit verschiedenen Strömen, die jeweils in der Software vorgegeben werden. Einmal wird mit einem effektiven Ladestrom von 4,2 A geladen. Ein zweiter Versuch erfolgt mit dem doppelten Strom bei 8,4 A, das entspricht einer 4C-Rate.

Die Abbildungen 4.13 und 4.14 zeigen die dabei aufgezeichneten Kennlinien für dieselbe Zelle, mit der auch der IU-Versuch durchgeführt wurde.

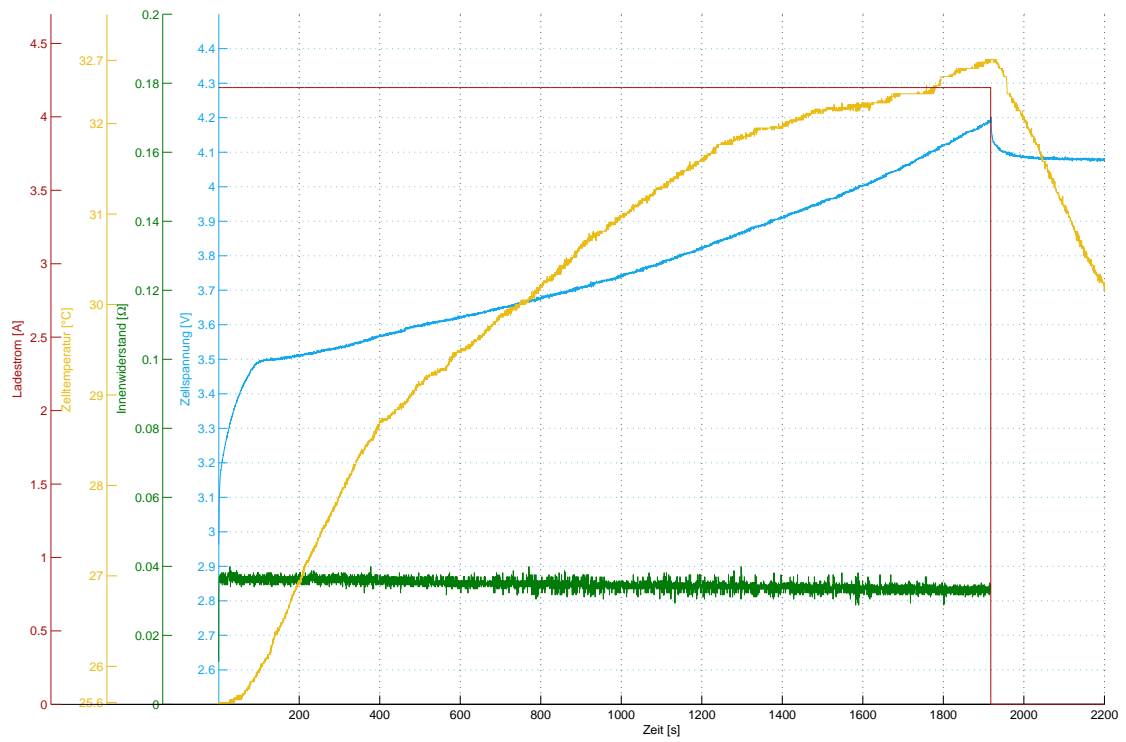


Abbildung 4.13: Ladevorgang mit einem Strom von 4,2 A (2C)

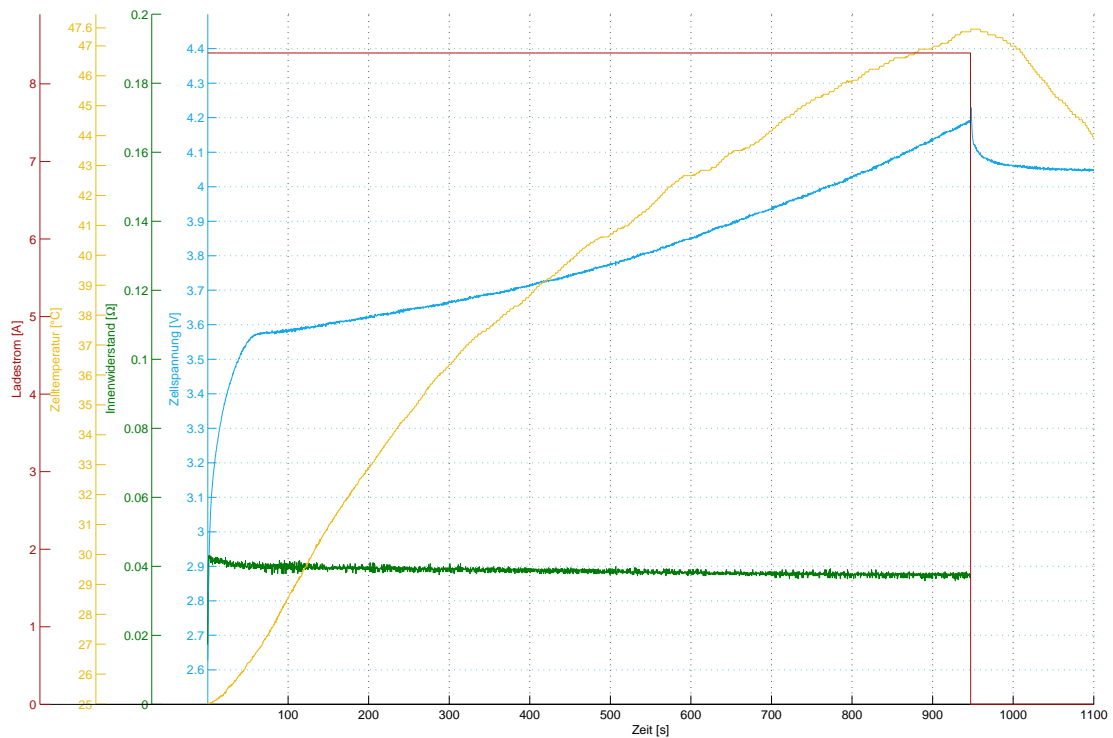


Abbildung 4.14: Ladevorgang mit einem Strom von 8,4 A (4C)

Zum Testen der Regelung wird eine Ladung mit einer vorgewärmten Zelle durchgeführt. Diese wird in Isolationsmaterial eingewickelt, um die wärmeabstrahlende Oberfläche zu verringern. Damit der Bereich der Solltemperatur im Versuch erreicht wird, wird der Sollwert in der Software von 55°C auf 40°C herabgesetzt. Auf diese Weise wird ein Ladebetrieb unter kritischen Bedingungen simuliert, wie sie zum Beispiel beim Laden in einem Akkupack auftreten.

Abb. 4.15 zeigt den Regelvorgang für einen Führungsgrößensprung nach Einschalten des Ladevorgangs auf eine Temperatur von 40°C. Abb. 4.16 stellt das Verhalten nach Störgrößensprüngen dar. Dazu wird die Li-Ionen-Zelle zu Beginn komplett in Isolationsmaterial eingewickelt. Nach 700 s wird die Zelle zu einem Drittel, nach 1000 s zu zwei Dritteln freigelegt.



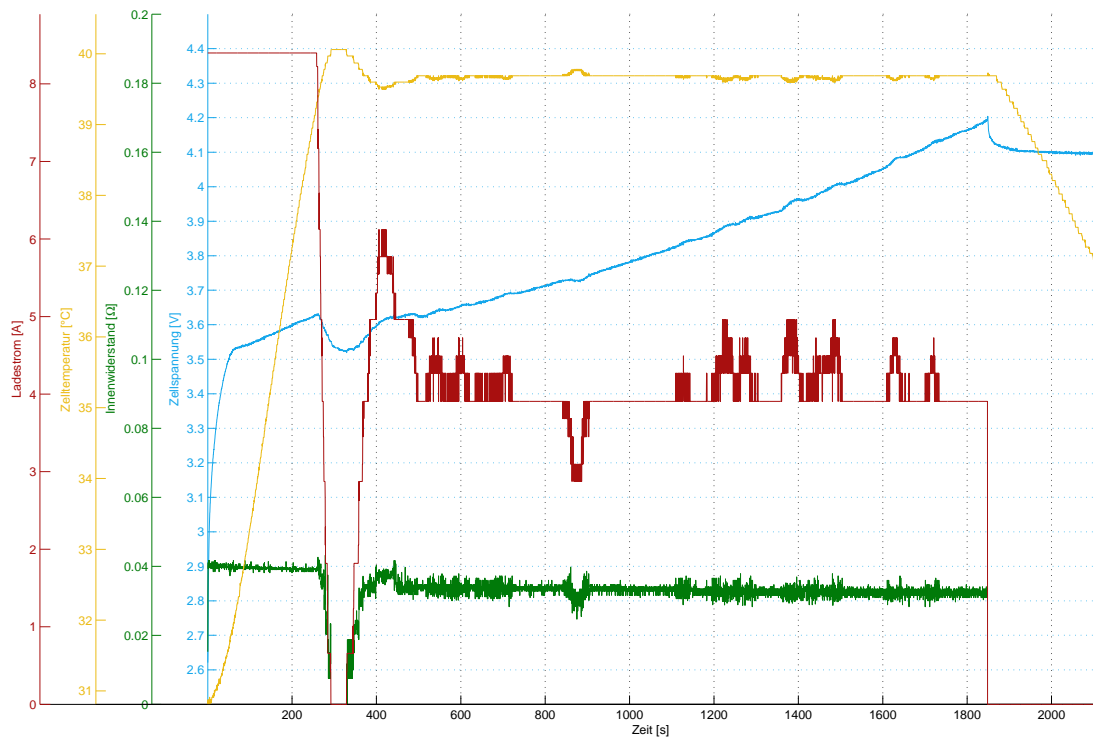


Abbildung 4.15: Verhalten des Regelkreises nach einem Führungsgrößensprung

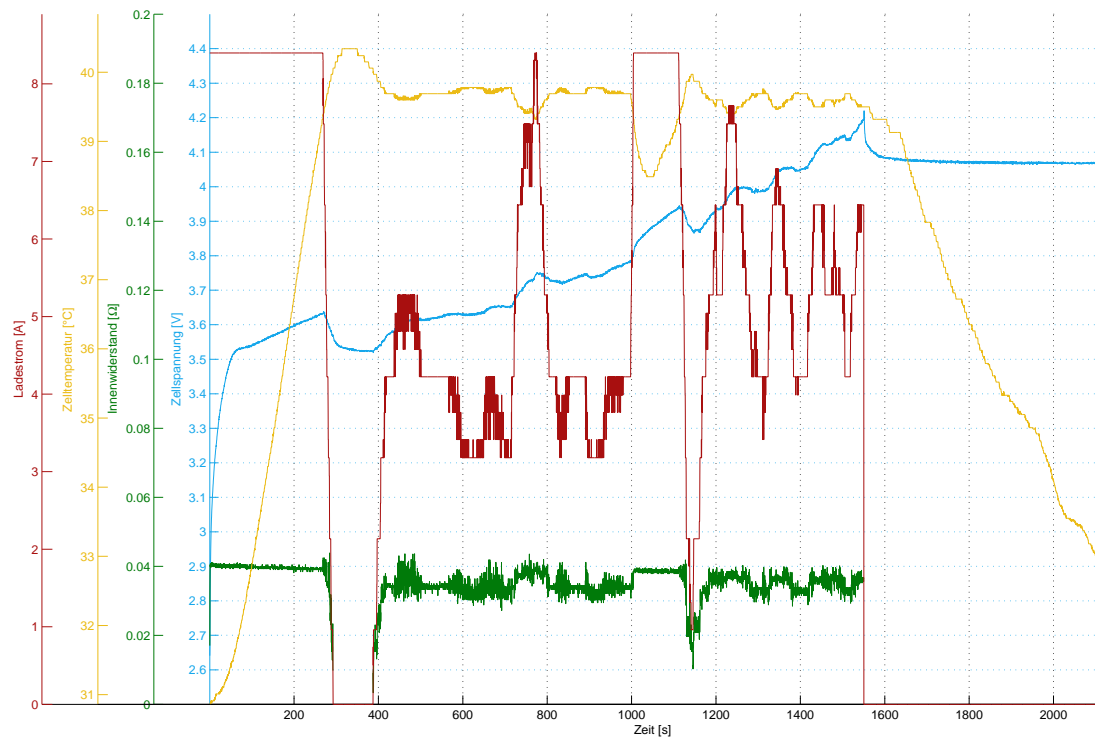


Abbildung 4.16: Kennlinien des Ladereglers bei Störgrößenprüngen

Ein weiterer Versuch soll die Funktion der Sicherheitsabschaltung prüfen. Dazu wird der Regler deaktiviert und die Zelle gut thermisch isoliert, damit die Wärmeabstrahlung möglichst gering ist. Abb. 4.17 zeigt den nahezu konstanten Temperaturanstieg der Zelle und die korrekte Abschaltung des Ladevorgangs bei der kritischen Temperatur von 60 °C.

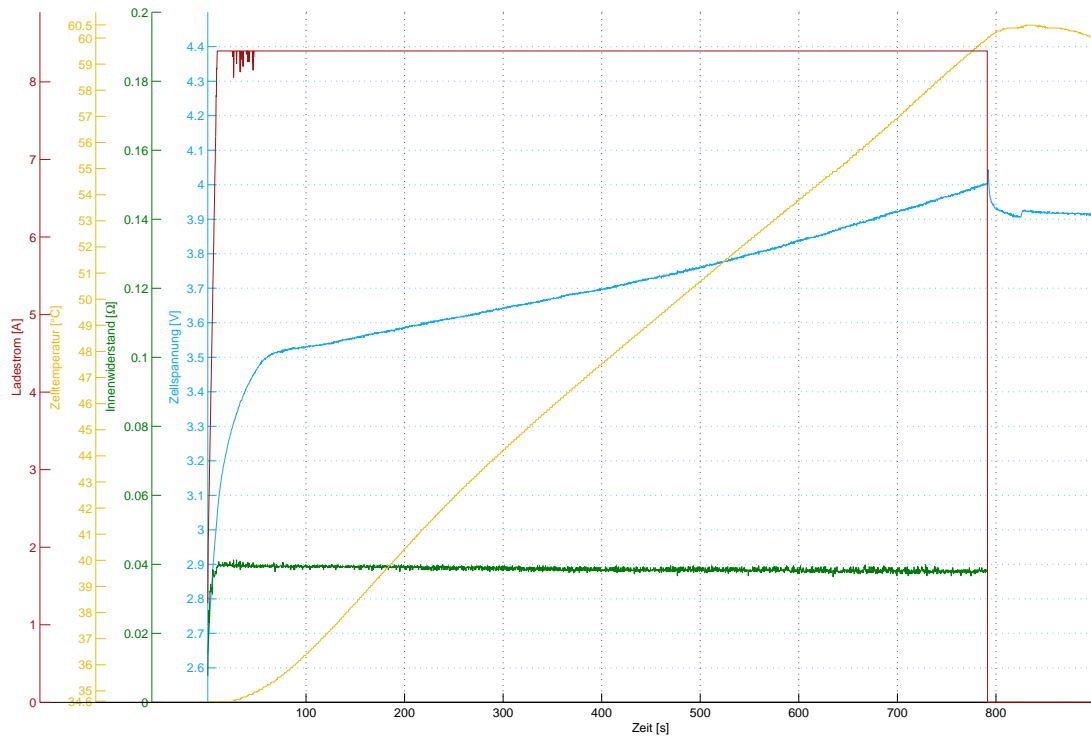


Abbildung 4.17: Test der Sicherheitsabschaltung mit thermisch isolierter Zelle

Die Versuche werden an zwei baugleichen NCR18650E-Zellen durchgeführt. Da sich die Zellen sehr ähnlich verhalten, werden der Übersicht halber nur die Ergebnisse für Zelle 1 dargestellt. Tabelle 4.2 stellt die erreichte Kapazität der jeweils zum Laden benötigten Zeit für verschiedene Verfahren und Ströme gegenüber. Für die maximal erreichbare Kapazität wird das konventionelle Prinzip mit IU-Kennlinie als Referenz herangezogen.

Verfahren	Strom [A]	Dauer [s]	err. Kapazität [Ah]	Bezug Ref.
IU-Kennlinie	4,2	4050	2,315	100%
moduliert	4,2	1917	2,127	91,89%
moduliert	8,4	947	2,052	88,64%
moduliert & geregelt	8,4	1848	2,181	94,23%

Tabelle 4.2: Gegenüberstellung der Messergebnisse

### 4.3 Auswertung der Messergebnisse

Durch das Aufzeichnen der in Abschnitt 4.2 dargestellten Messreihen ist ein Beweis der grundlegenden Funktion des Ladegerätes gegeben. Die Sicherheitsabschaltung bei kritischer Zelltemperatur wird in Abb. 4.17 dokumentiert.

Die Abbildungen 4.13 und 4.14 zeigen jeweils den Ladevorgang für zwei verschiedene Ladeströme. Die Abschaltung des Ladestroms erfolgt zuverlässig, wenn die ermittelte chemische Spannung 4,2 V erreicht. Weiterhin wird der ermittelte Wert des Innenwiderstands (grüne Kennlinie) dargestellt. Während die erste Messung im Mittel einen Widerstand von 35 m $\Omega$  ergibt, steigt dieser beim größeren Ladestrom auf etwa 38 m $\Omega$ . Dieser Effekt lässt sich mit der Abhängigkeit des Innenwiderstandes vom fließenden Strom erklären. Durch Stromfluss entsteht eine Polarisationsüberspannung an der Doppelschicht. Diese wird bei höheren Strömen größer und äußert sich in einem ebenso ansteigenden Innenwiderstand [13].

Zusätzlich ist der in Abschnitt 1.2.6 beschriebene Einfluss der Temperatur auf den Elektrolytwiderstand zu erkennen. Mit steigender Zelltemperatur sinkt dieser.

Die Zelle erwärmt sich entgegen der Abschätzung in Abschnitt 2.3.3 bei einem Strom von 4,2 A nicht um 12 °C, sondern nur um etwa 7 °C. Der Grund für die Abweichung liegt darin, dass in der Vorbetrachtung mit den angegebenen Formeln und Zellparametern nur eine Abschätzung vorgenommen wurde, zum anderen wurden die Oberflächen der Kontakt-Lötfahnen nicht mit einbezogen. Diese tragen auch zur Wärmeabgabe an die Umwelt bei. Ein dritter Punkt ist, dass der Endwert der Temperatur nach grafischer Auswertung offensichtlich noch nicht erreicht ist, wenn der Ladevorgang durch Erreichen von 4,2 V beendet wird.

Die maximale Steigung der Zelltemperatur beträgt unter erschwerten Bedingungen (stark beeinträchtigte Wärmeabgabe bei hohem Ladestrom, 4.17) nach grafischer Auswertung 0,041 °C/s und liegt damit weit unter dem in der Vorbetrachtung (Abschnitt 2.3.2) berechneten Wert von 0,32 °C pro Sekunde. Dieser Wert bezieht sich als absoluter Grenzwert unter Extrembedingungen. Auch hier wurden die Lötfahnen als wirksame Oberfläche nicht berücksichtigt. Der tatsächliche Innenwiderstand beträgt nur etwa ein Zehntel des in der Vorbetrachtung angenommenen Wertes. Somit es plausibel, dass die tatsächliche Steigung der Temperatur je Zeit um diesen Faktor kleiner ist.

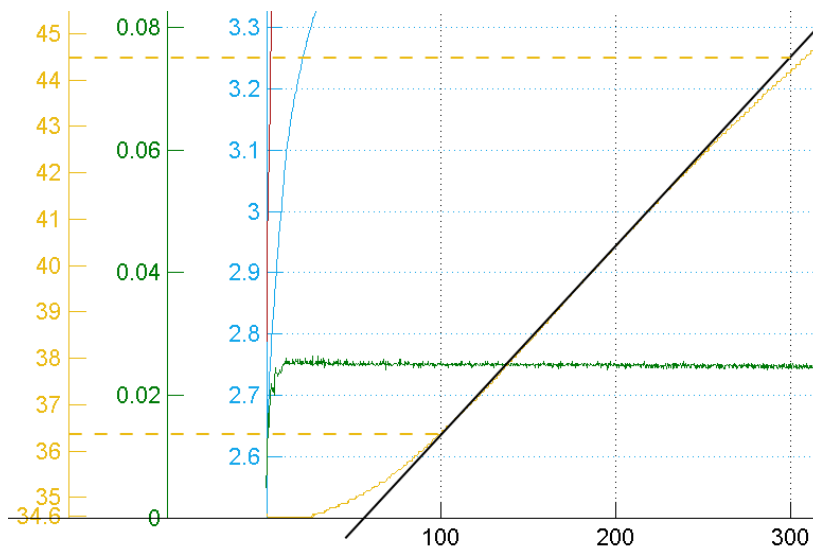


Abbildung 4.18: Maximaler Temperaturanstieg pro Zeit

Erwartungsgemäß beträgt die Ladedauer bei dem doppelten Strom von 8,4 A nur etwa die Hälfte der Ladedauer mit 4,2 A Ladestrom. Gegenüber der Referenzladung (4050 Sekunden Ladedauer) wurde eine Ladezeitverkürzung um 52,7% erreicht. Bei einem Ladestrom, der einer 4C-Rate entspricht, dauert der Ladevorgang sogar nur 947 Sekunden, das entspricht einer Verkürzung um 76,6%. Dem gegenüber steht eine Verringerung der eingeladenen Kapazität auf 91,9% bzw. 88,6%. Bei hohen Strömen ist also nicht die komplette Kapazität nutzbar.

## 4.4 Qualitative Betrachtung

Es ist bekannt, dass die Klemmenspannung nach dem Beenden der Ladung etwas absackt. Dabei ist das Sinken der Klemmenspannung umso stärker ausgeprägt, je größer der Ladestrom ist. Durch die geringere Spannung ist eine geringere nutzbare Kapazität bedingt.

Um die Korrektheit des Innenwiderstandsmesswertes bewerten zu können, wird dieser unter Zuhilfenahme eines weiteren Verfahrens gemessen. Es wird mit einer elektronischen Last ein Entladestromsprung von null auf 10 A geschaltet und dabei die Klemmenspannung der Zelle gemessen. Da sich die Spannung des chemischen Systems nicht schlagartig ändern kann, beruht der messbare Spannungssprung auf dem Einfluss des Innenwiderstandes. Abb. 4.19 zeigt das Messergebnis bei einer Zelltemperatur von 35°C, Kanal 1 ist die Klemmenspannung, Kanal 4 stellt den fließenden Strom dar.

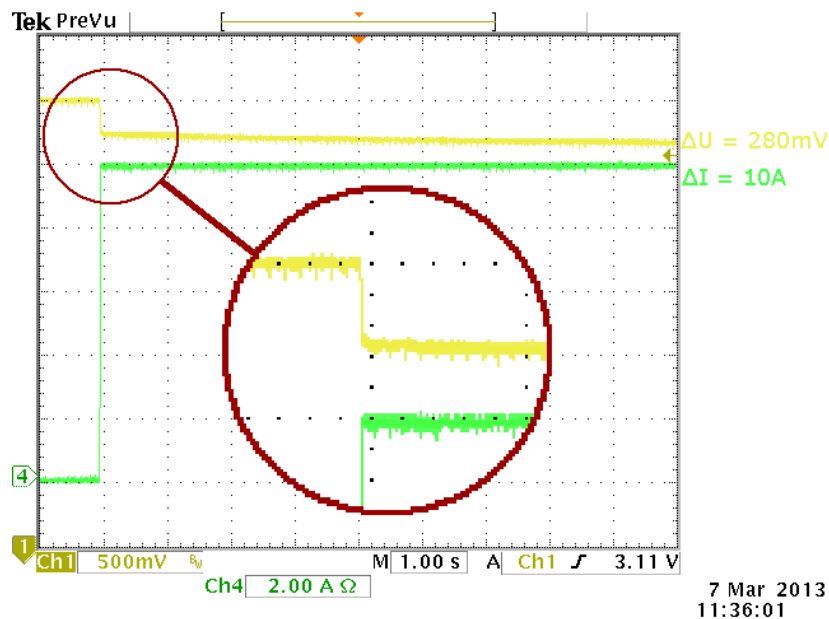


Abbildung 4.19: Aufschalten eines Stromsprungs zum Ermitteln des Innenwiderstands

Der Wert für den Innenwiderstand ergibt sich aus den gemessenen Größen:

$$R_{\Omega} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = 28\text{m}\Omega \quad .$$

Der so gemessene Widerstandswert liegt  $10\text{m}\Omega$  unter dem, durch das Modulationsverfahren ermittelten Wert, und repräsentiert den Gleichstromwiderstand. Der beim Laden aus der Schwingung gewonnene Widerstandswert hingegen wird bei einer Frequenz von  $1\text{kHz}$  gemessen und ist durch induktive und kapazitive Effekte in der Zelle beeinflusst. Die in den Kennlinien dargestellten Innenwiderstandswerte ergeben sich zudem aus einer MATLAB-Berechnung. Hier wird die per ADC gemessene Spannung des Synchrongleichrichterausgangs mit dem Strom  $I_1$  multipliziert. Die Spannungswerte liegen zwischen  $0$  und  $150\text{mV}$ . Dieser Bereich sehr kleiner Spannung ist schwierig zu messen und die Messgenauigkeit des ADC ist hier sehr hoch (vgl. Tabelle 4.1).

Die Versuche, bei denen die Temperaturregelung in den Ladevorgang eingreift, zeigen keine optimalen Ergebnisse. Die Temperatur der Zelle wird zwar nach einem Sprung der Führungsgröße (z.B. nach dem Einschalten) nach leichtem Überschwingen (um etwa  $0,7^{\circ}\text{C}$ ) erreicht und gehalten. Durch das Übertreten der Temperaturschwelle muss der Ladestrom jedoch eine Zeit lang abgeschaltet werden, damit die Li-Ionen-Zelle sich abkühlt. Dadurch verlängert sich ungewünscht der Ladevorgang. Nach dem Hinzufügen eines Störgrößen sprungs (Abb. 4.16) fängt der Regelkreis sogar an zu schwingen. Das Schwingen der Regelgröße klingt jedoch wieder ab.

Die in Abschnitt 4.1.6 ermittelten Reglerparameter gelten konkret für die untersuchte Regelstrecke. Diese wird neben den Parametern der jeweils angeschlossenen Li-Ionen-Zelle (z. B. Bauform, Innenwiderstand) auch von den Umgebungsbedingungen, wie Umgebungstemperatur, thermischer Leitwert der angrenzenden Materialien, etc. beeinflusst. Der Versuch zur Ermittlung der Sprungantwort fand bei einer Umgebungstemperatur von 25°C und bei freier Positionierung der Zelle auf einem flachen Untergrund statt. Beim Laden einer Zelle unter kritischen Bedingungen (geringe mögliche Wärmeabgabe), steigt die Zelltemperatur deutlich schneller. Es kommt zu einem Überschwingen der Regelgröße, worauf der Regler mit drastischer Reduzierung des Ladestroms bis auf null reagiert. Besser wäre eine Auslegung komplett ohne Überschwingen, die auch für verschiedene Zelltypen bei unterschiedlichen Umgebungsbedingungen funktioniert.

Ein Ansatz ist, die theoretische Parametrierung des Reglers nach Einstellregeln zu vergessen und empirische Einstellmaßnahmen vorzunehmen. Der Integralanteil des Reglers sorgt zwar dafür, dass der Regler sehr genau auf den Sollwert ausregelt, ist aber eigentlich für diese Anwendung nicht unbedingt notwendig. Es ist nicht kritisch, ob die Zelltemperatur auf 55°C oder auf 53°C geregelt wird, somit wird eine bleibende Regelabweichung akzeptiert und im Folgenden ein Ansatz mit reinem P-Regler untersucht.

### Auslegung des Reglers für allgemeinere Bedingungen

Das gewünschte Reglerverhalten kann erreicht werden, indem der proportionale Anteil, der Reglerparameter  $K_p$ , kleiner gemacht wird. Bei der Auslegung des Reglers nach Takahashi war dieser Wert 1423,38. Wird der Ladevorgang bei einer Temperatur von 25°C gestartet, beträgt die Führungsgrößendifferenz  $55^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C} = 30^\circ\text{C}$ . Der Regelalgorithmus in der Software berechnet daraus einen Anteilwert für  $u_k$  von 42701,4. Für die Ausgabe des pulsweitenmodulierten Stellsignals kann jedoch maximal ein Wert von 1023 gesetzt werden. Alle Ergebnisse die größer sind, werden auf diesen Wert limitiert. Bei Überschreiten der Solltemperatur wird zudem  $u_k$  negativ. Da kein negativer Ladestrom eingestellt werden kann, ist dieser dann null. Für die reine Betrachtung des P-Anteils ergibt sich ein Einfluss auf den Ladestrom erst bei Unterschreiten einer Differenz zwischen Ist- und Solltemperatur von

$$\Delta T = e_k = \frac{u_{k,max}}{K_p} = \frac{1023}{1423,38} = 0,72^\circ\text{C} \quad .$$

Der Anteil des I-Gliedes kommt noch dazu. Ein Überschwingen ist somit vorprogrammiert.

Durch Reduzierung des Proportionalfaktors  $K_p$  und Entfernen des I-Anteils, kann diesem Effekt Rechnung getragen werden. Der Proportionalbeiwert wird soweit verringert, dass er bereits ab einer größeren Temperaturdifferenz Einfluss auf die Stellgröße hat. In der Kennlinie in Abb. 4.15 ist ein Überschwingen von  $0,7^\circ\text{C}$  zu erkennen, nachdem der Ladestrom

bei Erreichen der Solltemperatur auf null zurückgegangen ist. Eine sanfte Auslegung, die zu keinem Überschwingen führen sollte, ist das Festlegen des  $K_p$  so, dass bereits ab einer Differenz von  $3^\circ\text{C}$  der maximale Stellgrößenwert 1023 unterschritten wird.

$$K_p = \frac{u_{k,max}}{e_k} = \frac{1023}{3^\circ\text{C}} = 341 \quad .$$

Für die Funktion des Ladegerätes ist eine bleibende Abweichung von der Solltemperatur  $55^\circ\text{C}$  nicht kritisch. Der Regler wird durch das kleinere  $K_p$  langsamer, die Solltemperatur wird erst später erreicht, dafür wird die Neigung des Systems zu schwingen stark verringert.

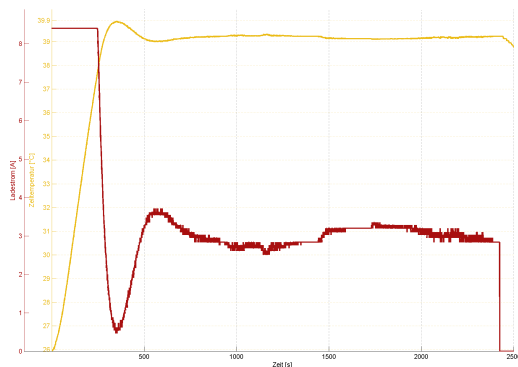


Abbildung 4.20: Führungsgrößensprung

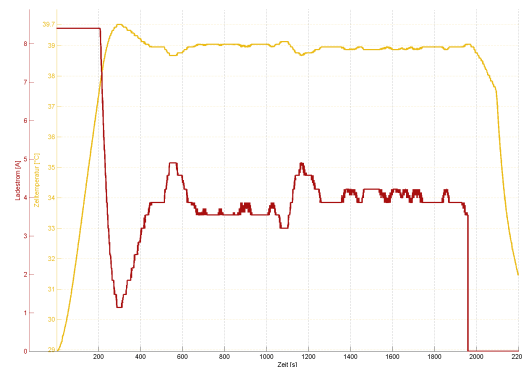


Abbildung 4.21: Störgrößensprung

Die Abbildungen 4.20 und 4.21 zeigen das Reglerverhalten (orange: Temperatur, rot: Ladestrom) nach dem Anpassen des Reglers entsprechend der allgemeineren Auslegung. Der Versuch wurde zu gleichen Bedingungen wie die erste Messung mit Regelung durchgeführt. Hier zeigt sich, dass die Temperatur nicht über die eingestellte Temperaturschwelle steigt. Somit muss der Ladevorgang nicht unterbrochen werden. Die bleibende Reglerabweichung beträgt bei den Versuchsbedingungen etwa ein Grad Celsius.

## 4.5 Mögliche Verbesserungen

Als mögliche Verbesserungen des Ladesystems werden folgende Punkte festgehalten:

- Verbesserung des Oszillatorverhaltens für geringe Frequenzen
- Prüfen des Einflusses der geringen Phasenverschiebung auf den Synchrongleichrichter
- Untersuchen des Einflusses der Frequenz auf den Wert des Innenwiderstands



- Genauere Anpassung des Reglerverhaltens durch empirische Auslegung

Beim Testen des Oszillatormoduls wurde festgestellt, dass bei Frequenzen unterhalb von etwa 150 Hz Einbrüche in der positiven Halbwelle des Sinus auftreten. Der Oszillator kann unter Umständen durch bessere Anpassung der Außenbeschaltung (z. B. mehrere schaltbare RC-Glieder) verbessert werden.

Zwischen Ladestrom und der Oszillatorspannung besteht ein sehr geringer Phasenversatz. Im Zuge einer Verbesserung kann überprüft werden, wie groß der Einfluss auf das Messergebnis des Synchrongleichrichters ist. Gegebenenfalls kann ein Phasenschieber eingesetzt werden.

Die Auslegung des Temperaturreglers kann durch Anpassen des Proportionalwertes in Versuchen mit verschiedenen Regelstrecken (verschiedene Zelltypen, verschiedene Umgebungsbedingungen) verbessert werden. Eine bleibende Regelabweichung kann durch Hinzufügen eines I-Anteils verringert werden.

Gemäß des Konzeptes in der Patentanmeldung kann in weiteren Untersuchungen die Frequenz der Modulation verändert werden. Ein übergeordneter Regler kann die Frequenz so einstellen, dass die Ladebedingungen optimal werden. Dazu sind keine oder nur geringe Änderungen in der Hardware nötig.

# Kapitel 5

## Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit wurde mit dem Ziel durchgeführt, einen Versuchsaufbau für ein Ladeverfahren zu entwickeln. Dieses basiert auf einem modulierten Strom. Nach der Analyse und Darstellung des bereits bestehenden Grundkonzeptes in Form einer Patentanmeldung, wurden Rahmenbedingungen für die Umsetzung festgelegt. Im Anschluss wurden Ideen zur praktischen Realisierung einzelner Funktionseinheiten zusammengetragen und die jeweils am besten geeignete Methode ausgewählt. Es erfolgte die konkrete Auslegung von Schaltungen, ein kompletter Testaufbau in Hardware wurde realisiert und erprobt. Die Mikrocontrollersoftware wurde für einen ATMELE-Controller implementiert und während der Versuchsphase mehrfach den Erfordernissen angepasst. Am Ende konnten erfolgreich Ladevorgänge mit Li-Ionen-Zellen durchgeführt werden. Es konnte gezeigt werden, dass Li-Ionen-Zellen mit dem angestrebten Verfahren schneller geladen werden, als mit einer konventionellen Methode. Die dabei nutzbare Akku-Kapazität hängt von der Höhe des gewählten Ladestroms ab und verschlechtert sich für hohe Ströme. Hier ist Potential zur Optimierung des Gerätes gegeben. Weitere Ansätze zur Verbesserung sind in der möglichen Variation der Frequenz gegeben. Langzeiteffekte konnten im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht werden, deshalb sind Auswirkungen auf die Lebensdauer der geladenen Zellen unklar. Diese können nur in langfristig angelegten Untersuchungen festgestellt werden.

# Literaturverzeichnis

- [1] ABRAHAM, Heiko: *Operationverstärker - Grundsaltungen*. <http://www.abe-si.de/ET/opv.html>. Version: 09.04.2011
- [2] ALLABOUTCIRCUITS.COM (HRSG.): *Successive approximation ADC : Digital-analog Conversion*. [http://www.allaboutcircuits.com/vol\\_4/chpt\\_13/6.html](http://www.allaboutcircuits.com/vol_4/chpt_13/6.html)
- [3] ANALOG DEVICES (HRSG.): *AD633 datasheet and product info | Low Cost Analog Multiplier | Multipliers/Dividers | Analog Devices*. <http://www.analog.com/en/special-linear-functions/analog-multipliersdividers/ad633/products/product.html>. Version: 19.02.2013
- [4] ATMEL CORPORATION (HRSG.): *ATmega88A*. <http://www.atmel.com/devices/atmega88a.aspx?tab=documents>
- [5] ATMEL CORPORATION (HRSG.): *Enhancing ADC resolution by oversampling*. <http://www.atmel.com/images/doc8003.pdf>
- [6] ATMEL CORPORATION (HRSG.): *JTAGICE mkII Quick Start*. <http://www.atmel.com/images/doc2562.pdf>
- [7] ATMEL CORPORATION (HRSG.): *STK500*. <http://www.atmel.com/tools/STK500.aspx?tab=overview>
- [8] BASYTEC (HRSG.): *Sicherheitsaspekte beim Testen von Lithium-Ionen Batterien*. <http://www.basytec.de/literatur.htm>. Version: 04.11.2011
- [9] DANNENBERGER, Volker: *Entprellung - Mikrocontroller.net*. [http://www.mikrocontroller.net/articles/Entprellung#Komfortroutine\\_.28C\\_f.C3.BCr\\_AVR.29](http://www.mikrocontroller.net/articles/Entprellung#Komfortroutine_.28C_f.C3.BCr_AVR.29)
- [10] DEARBORN, Scott: *Charging Li-ion Batteries for Maximum Run Times*. <http://preview.powerelectronics.com/mag/504PET23.pdf>
- [11] ELWEB (HRSG.): *lithium-ionen-akku*. <http://elweb.info/dokuwiki/doku.php?id=lithium-ionen-akku>. Version: 2009

- [12] GOSSNER, Stefan H.: *Grundlagen der Elektronik: Halbleiter, Bauelemente und Schaltungen*. 4. Aachen : Shaker, 2005. – ISBN 978–3–8265–8825–9
- [13] GROISS, René: *Schnelltest von Akkumulatoren*. <http://www.basytec.de/Literatur/schnelltest/schnelltest.html>. Version:04.11.2011
- [14] HAMANN, Carl H. ; VIELSTICH, Wolf: *Elektrochemie*. 4. Weinheim : WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, 2005. – ISBN 978–3–527–31068–5
- [15] JOSSEN, Andreas ; WEYDANZ, Wolfgang: *Moderne Akkumulatoren richtig einsetzen: 36 Tabellen*. 1. Neusäß : Reichardt Verlag, 2006. – ISBN 978–3–939359–11–1
- [16] KIEHNE, Heinz-Albert: *Batterien: Grundlagen und Theorie, aktueller technischer Stand und Entwicklungstendenzen ; mit 51 Tabellen*. 4. Renningen : Expert-Verl., 2000. – ISBN 3–8169–1469–1
- [17] KIT - INSTITUTE OF THERMAL PROCESS ENGINEERING (HRSG.): *Thermisches Design von Lithium-Ionen Batteriezellen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge*. [http://www.tvt.uni-karlsruhe.de/21\\_984.php](http://www.tvt.uni-karlsruhe.de/21_984.php). Version:24.05.2012
- [18] LINDEN, David ; REDDY, Thomas B.: *Handbook of batteries*. 3. New York : McGraw-Hill, 2001. – ISBN 0–07–135978–8
- [19] LITHIUM AIR INDUSTRIES (HRSG.): *Solving major problems in developing Lithium Air Rechargeable Battery Technology*. <http://www.lithiumair.us/Problem.html>. Version:01.08.2011
- [20] MANN, Heinz ; SCHIFFELGEN, Horst ; FRORIEP, Rainer: *Einführung in die Regelungstechnik*. 11. München and Wien : Hanser. – ISBN 978–3–446–41765–6
- [21] MIKROCONTROLLER.NET: *RS-232*. <http://www.mikrocontroller.net/articles/RS-232>
- [22] NATIONAL INSTRUMENTS (HRSG.): *Understanding Direct Digital Synthesis (DDS)*. <http://www.ni.com/white-paper/5516/en>. Version:06.11.2006
- [23] OCTOPART: *ATMEGA88A-AU - Atmel - ATMEGA88AAU - datasheet*. <http://octopart.com/atmega88a-au-atmel-15718728>
- [24] PANASONIC INDUSTRIAL DEVICES SALES EUROPE GMBH (HRSG.): *Cylindrical Type / Lithium Ion Batteries (For Europe) | Batteries & Energy Products | Panasonic Industrial Devices Europe*. <http://industrial.panasonic.com/www-cgi/jvcr13pz.cgi?E+BA+3+ACI4002+NCR-18650E+7+EU>. Version:27.12.2012
- [25] PREIS INGENIEURBÜRO GMBH: *Automatisches Erzeugen einer NTC Tabelle*. <http://www.preis-ing.de/index.php/de/extras/alle-berechnungen/automatisches-erzeugen-einer-ntc-tabelle>

- [26] ROBOTERNETZ (HRSG.): *Regelungstechnik - RN-Wissen*. [http://www.rn-wissen.de/index.php/Regelungstechnik#Digitaler\\_Regler](http://www.rn-wissen.de/index.php/Regelungstechnik#Digitaler_Regler)
- [27] SCHAEERER, Thomas ; ELEKTRONIK-KOMPENDIUM.DE (Hrsg.): *Der Synchron-Gleichrichter*. <http://www.elektronik-kompodium.de/public/schaerer/syncrec.htm>
- [28] SPIELER, Florian ; UNIVERSITÄT BAYREUTH (Hrsg.): *Der Lithium-Ionen-Akku*. <http://daten.didaktikchemie.uni-bayreuth.de/umat/lithiumionenakku/lithiumionenakku.htm>
- [29] STADLER, Erich: *Modulationsverfahren: Modulation u. Demodulation in d. elektr. Nachrichtentechnik*. 6. Würzburg : Vogel, 1990. – ISBN 3802300866
- [30] STECA ELEKTRONIK GMBH (HRSG.): *STECA Glossar*. <http://www.steca.com/index.php?Glossar>. Version: 29.12.2012
- [31] SUHL, Andreas: *Regelungs-Technik, Reglersynthese II*
- [32] TECCHANNEL (HRSG.): *Aktuelle und zukünftige Akkutechnologien | Prinzipielle Funktionsweise eines Akkumulators | TecChannel.de*. [http://www.tecchannel.de/pc\\_mobile/notebook/402123/aktuelle\\_und\\_zukuenftige\\_akkutechnologien/index2.html](http://www.tecchannel.de/pc_mobile/notebook/402123/aktuelle_und_zukuenftige_akkutechnologien/index2.html). Version: 03.11.2004
- [33] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph ; GAMM, Eberhard: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12. Berlin [u.a.] : Springer, 2002. – ISBN 3540428496
- [34] VÖTSCH INDUSTRIETECHNIK: *Lithium-Ionen Prüfanlagen*. [http://www.v-it.com/de/produkte/lithium\\_ionen\\_pruefanlagen/schunk01.c.59557.de](http://www.v-it.com/de/produkte/lithium_ionen_pruefanlagen/schunk01.c.59557.de)
- [35] WERNER, Dieter: *Der Bleiakku, seine Lade- Entladetechnik und Ladeautomaten zum optimalen Laden*. <http://www.elweb.info/projekte/dieterwerner/AKKU1A1.pdf>
- [36] WÖHLKE, Wilfried: *Grundlagen der Regelungstechnik*. 12.08.2010
- [37] WWW.KOSMOS.CH: *Li-Ionen Akkus: Der richtige Umgang*. <http://www.kosmos.ch/toshiba/Akkus/Li-Ionen%20Akkus%20%20Der%20richtige%20Umgang.htm>. Version: 08.04.2008
- [38] WWW.POCKETPC.CH: *Akku für HTC Touch HD - 1700mAh Seite 3 - Touch HD Zubehör - Windows Mobile Forum*. <http://www.pocketpc.ch/touch-hd-zubehoer/50671-akku-fuer-htc-touch-hd-1700mah-3.html>

- 
- [39] ZEISKE, Karsten: *Vorrichtung und Verfahren zur Schnellladung von Akkumulatoren: DE102011107913A1 Offenlegung 03.01.2013.* <http://depatisnet.dpma.de/DepatisNet/depatisnet?action=bibdat&docid=DE102011107913A1>. Version: 02.07.2011

# Anhang

## A verwendete Abkürzungen

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
ADC	Analog-Digital-Converter
BPS	Bit per second
CSV	Comma Separated Values (Datenformat)
DC	Gleichspannung
DDS	direkte digitale Synthese
EUCAR	European Council for Automotive R&D
LED	lichtemittierende Diode
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldtransistor
NTC	negative thermal coefficient, Heißleiter
OP	Operationsverstärker
PWM	Pulsweitenmodulation
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
$\mu$ C	Mikrocontroller

## B Quellcodes

Alle erstellten Quellcodes sind auf den folgenden Seiten abgedruckt.

<b>C-Code</b>	<b>Seite</b>
Laderegler.c	97
adc.c	100
adc.h	102
button.c	103
button.h	105
control.c	106
control.h	107
led.c	108
led.h	109
ntc.c	110
ntc.h	111
pwm.c	112
pwm.h	113
timing.c	114
timing.h	114
uart.c	115
uart.h	117
<b>MATLAB Code</b>	<b>Seite</b>
Simulation thermischer Effekte	118
Import und Plot der Ladekennlinien	119



## B.1 C-Codes für den Laderegler

```
/*
 * Laderegler.c
 * main program: Software of a fast lithium ion battery charger to control
 * the charge current and to keep the cell in safe operating conditions.
 * By this software a timing-frame of 250ms to ensure equidistant
 * ADC read and PWM value manipulation is generated. The new PWM value is
 * calculated by calling a function "PID_control" with passing the difference
 * of actual measured temperature to wanted temperature as a parameter.
 * The output controls the charge current and is scaled to cell condition
 * with a macro IFACTOR
 * All actual cell condition data is send to a terminal program via RS232
 * interface.
 * Created: 03.12.2012 13:52:41
 * Author: Carsten Brahm
 */

#define F_CPU 8000000ul
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <stdint.h>
#include <util/delay.h>
#include "uart.h"
#include "adc.h"
#include "pwm.h"
#include "timing.h"
#include "ntc.h"
#include "button.h"
#include "control.h"
#include "led.h"

#define OVC 3416 // 4.2V / ULSB
#define UVC 2115 // 2,6V / ULSB
#define LCC 1627 // 2,0V / ULSB
#define MAXVOLT 3254 // 4,0V / ULSB
#define MAXTEMP 6000 // cut-off threshold for temperature (in 0,01Å°C)
#define SETTEMP 4000 // set point to control the temperature (in 0,01Å°C)
#define IMAX 4200 // max. charge current in mA
#define IFACTOR 0.7 // (IMAX/12000mA)

volatile uint_fast16_t timer_tick = 0; //to count timer overflow
volatile uint_fast8_t loop_flag = 0; //busy wait flag

int main(void)
{
    uint16_t cell_voltage = 0;
    uint16_t cell_temperature = 0;
    uint16_t resistance_voltage = 0;
    int16_t ek, u_k = 0; //control deviation
    int16_t control_variable = 0; //output
    char state = 0; //operating status
    uint16_t quartersecond = 0; //time-count

    //init all units
    init_uart();
    init_adc();
    init_pwm();
    init_timer();
}
```

```
sei(); //general interrupt enable
DDRB = 0x06; //enable PWM output pins
DDRD = 0x1C; //enable LED output pins
PORTC |= 0x0C; //enable internal pull-ups for pushbutton

//system OK LED signaling
led_flash((char)ALL_LEDS);
_delay_ms(500);
led_flash((char)ALL_LEDS);
for (int i = 0; i<1000; i++) _delay_ms(1);
LED_PORT |= LED_RED;
for (int i = 0; i<1000; i++) _delay_ms(1);
LED_PORT |= LED_YELLOW;
for (int i = 0; i<1000; i++) _delay_ms(1);
LED_PORT |= LED_GREEN;
for (int i = 0; i<1500; i++) _delay_ms(1);
LED_PORT &~ ALL_LEDS;

while(1)
{
    //clear variable every loop iteration to ensure deactivation of output
    control_variable = 0;

    //get actual cell voltage - ADC0
    adc_switch_mux(0);
    cell_voltage = adc_get_oversampling();

    //get cell temperature - ADC1
    adc_switch_mux(1);
    cell_temperature = NTC_ADC2Temperature(adc_get_oversampling());

    //get actual resistance voltage - ADC6
    adc_switch_mux(6);
    resistance_voltage = adc_get_oversampling();

    //##### check operating conditions #####

    //no charge necessary
    if(cell_voltage >= MAXVOLT && state == 0 ) state = 'c';

    //safety stop when cell is too hot -> temperature error
    if(cell_temperature > MAXTEMP ) state = 't';

    //check if charging complete
    if(cell_voltage >= OVC && state == 'o') state = 'c';

    //check if cell is in undervoltage condition
    if (cell_voltage < UVC && state != 'l') state = 'u';

    //no (correct) cell
    if(cell_voltage < LCC) state = 'n';

    //ready to start full current charge
    if (cell_voltage >= UVC && cell_voltage < MAXVOLT &&
        cell_temperature < MAXTEMP && state != 'o') state = 'r';

    //switch to full current charge
    if (state == 'l' && cell_voltage >= UVC) state = 'o';
}
```

```
##### reading key press conditions #####

//start charging
if(get_key_short(1<<KEY0) && state == 'r')
{
    state = 'o';
    quartersecond = 0; //reset time
}

//start low current charging
if(get_key_long(1<<KEY0) && state == 'u')
{
    state = 'l';
    quartersecond = 0; //reset time
}

//stop charging
if(get_key_short(1<<KEY1)) state = 's';

##### calculate output value #####

//set low current charge level
if (state == 'l') control_variable = 20;

//calculate control deviation
ek = (SETTEMP - cell_temperature);

//calling control algorithm
if (state == 'o')
{
    control_variable = PID_control(&ek);
    u_k = control_variable;
}

//Scale to maximum current
control_variable = control_variable * IFACTOR + 0,5;

//wait for next timing event
while(loop_flag);

##### 100ms passed #####

set_duty(&control_variable);

//update led signaling
led_state(&state);

//write data to RS232
uart_send_csv( &quartersecond, &state, &cell_voltage,
               &resistance_voltage, &control_variable,
               &cell_temperature, &u_k);

//wait remaining time to 250ms
while(!loop_flag);

//increase charge-time counter
quartersecond ++;
if (quartersecond > 57600) //4h (to avoid variable overflow)
{
    quartersecond = 0;
}
```

```
    }  
  }  
}  
  
ISR(TIMER2_COMPA_vect)  
{  
  if(!timer_tick--)      //250ms bygone  
  {  
    timer_tick = 250;    //reload 250ms  
    loop_flag = 1;      //set flag to release main loop  
  }  
  
  if (timer_tick == 150)  
  {  
    loop_flag = 0;      //timing event 100ms  
  }  
}
```

Listing 1: Laderegler.c (main)

```
/*  
 * adc.c  
 *  
 * Created: 16.12.2012 15:19:43  
 * Author: Carsten Brahm  
 * Funktionen zum Messen der ADC-Spannungen  
 * - Umschalten des ADC-Kanals  
 * - einfaches Einlesen eines Spannungswertes  
 * - x-faches Einlesen und Durchschnitt bilden  
 * - 64 faches Ueberabtasten mit Aufloesungssteigerung um 2 Bit  
 */  
  
#include "adc.h"  
  
void init_adc(void)  
{  
  //Ref = AVcc, left adjust, MUX ADC0  
  ADMUX |= ((1 << REFS0) | (1 << ADLAR));  
  
  //ADC prsc 128 -> 8MHz/128=62,5kHz (should be between 50..200kHz)  
  ADCSRA |= ((1 << ADPS2) | (1 << ADPS1) | (1 << ADPS0));  
  
  //disable unused digital input  
  DIDR0 |= ((1 << ADC5D) | (1 << ADC4D) | (1 << ADC1D) | (1 << ADC0D));  
  
  //enable ADC  
  ADCSRA |= (1 << ADEN);  
  
  //start first conversion - dummy read  
  ADCSRA |= (1 << ADSC);  
  while((ADCSRA & (1 << ADSC))  
  {  
  }  
  //discard first result  
  unsigned int dummy = ADCH;  
}
```

```
void adc_switch_mux(int adc_channel)
{
    ADMUX &= ~ ((1 << MUX3) | (1 << MUX2) | (1 << MUX1) | (1 << MUX0));
    ADMUX |= adc_channel;
}

uint16_t adc_read(void)
{
    uint16_t adc_value = 0;

    //start conversion
    ADCSRA |= (1 << ADSC);
    while((ADCSRA & (1 << ADSC)));
    //atomic read H and L
    cli();
    adc_value = ADCL >> 6;
    adc_value |= (ADCH << 2);
    sei();
    return adc_value;
}

uint16_t adc_get_avg(uint8_t avg)
{
    int loop_counter;
    uint16_t adc_result = 0;

    for (loop_counter = 0; loop_counter < avg; loop_counter++)
    {
        adc_result += adc_read();
    }
    //divide by number of samples & round result
    adc_result = adc_result / avg + 0,5;

    return adc_result;
}

uint16_t adc_get_oversampling(void)
{
    int loop_counter;
    uint16_t adc_result = 0;

    for (loop_counter = 0; loop_counter < 16; loop_counter++)
    {
        adc_result += adc_get_avg(4);
    }
    //decimation & round result
    adc_result = adc_result / 4 + 0,5;

    return adc_result;
}
```

Listing 2: adc.c

```
/*
 * adc.h
 *
 * Created: 16.12.2012 15:20:00
 * Author: Carsten Brahm
 */
#ifndef F_CPU
#define F_CPU 8000000ul
#endif

#include <stdint.h>
#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <avr/sleep.h>

#ifndef ADC_H_
#define ADC_H_

//*****
// Method:      init_adc
// Description: sets up ADC registers, adjusts the result to left,
//              sets prescaler and reference voltage
// Returns:     void
// Parameter:   void
//*****
void init_adc(void);

//*****
// Method:      adc_switch_mux
// Description: switches the ADC channel by setting the MUX3...0
//              bits of ADMUX register to the value passed
// Returns:     void
// Parameter:   int adc_channel
//*****
void adc_switch_mux(int);

//*****
// Method:      adc_read
// Description: starts a single conversion, reads the result from
//              16 bit register and returns it
// Returns:     uint16_t
// Parameter:   void
//*****
uint16_t adc_read(void);

//*****
// Method:      adc_get_avrg
// Description: starts a number of single conversions by calling
//              adc_read 'avg' times, sums the results and returns
//              the average value
// Returns:     uint16_t
// Parameter:   uint8_t avg
//*****
uint16_t adc_get_avrg(uint8_t);

//*****
// Method:      adc_get_oversampling4
// Description: starts a number of single conversions by calling
```

```

//          adc_read 'avg' times, sums the results and returns
//          the average value. 4 times oversampling is done by
//          dividing the sum by 'avg/4'
//          'avg' must be multiple of four
// Returns:   uint16_t
// Parameter: void
//*****
uint16_t adc_get_oversampling(void);

#endif /* ADC_H */

```

Listing 3: adc.h

```

/*
 * button.c
 *
 * Created: 14.01.2013 12:30:52
 * code from Volker Dannenberger at
 * www.mikrocontroller.net/articles/Entprellung
 */

#include "button.h"

volatile uint8_t key_state;           // debounced and inverted key state:
                                       // bit = 1: key pressed
volatile uint8_t key_press;          // key press detect
volatile uint8_t key_rpt;            // key long press and repeat

ISR( TIMER0_OVF_vect )                // every 10ms
{
    static uint8_t ct0, ct1, rpt;
    uint8_t i;

    TCNT0 = (uint8_t)(int16_t)-(F_CPU / 1024 * 50e-3 + 0.5); // preload for 50ms

    i = key_state ^ ~KEY_PIN;         // key changed ?
    ct0 = ~( ct0 & i );               // reset or count ct0
    ct1 = ct0 ^ (ct1 & i);           // reset or count ct1
    i &= ct0 & ct1;                  // count until roll over ?
    key_state ^= i;                   // then toggle debounced state
    key_press |= key_state & i;      // 0->1: key press detect

    if( (key_state & REPEAT_MASK) == 0 ) // check repeat function
        rpt = REPEAT_START;          // start delay
    if( --rpt == 0 ){
        rpt = REPEAT_NEXT;           // repeat delay
        key_rpt |= key_state & REPEAT_MASK;
    }
}

////////////////////////////////////
//
// check if a key has been pressed. Each pressed key is reported
// only once
//
uint8_t get_key_press( uint8_t key_mask )

```

```
{
    cli();
    key_mask &= key_press;
    key_press ^= key_mask;
    sei();
    return key_mask;
}

////////////////////////////////////
//
// check if a key has been pressed long enough such that the
// key repeat functionality kicks in. After a small setup delay
// the key is reported being pressed in subsequent calls
// to this function. This simulates the user repeatedly
// pressing and releasing the key.
//
uint8_t get_key_rpt( uint8_t key_mask )
{
    cli();
    key_mask &= key_rpt;
    key_rpt ^= key_mask;
    sei();
    return key_mask;
}

////////////////////////////////////
//
// check if a key is pressed right now
//
uint8_t get_key_state( uint8_t key_mask )
{
    key_mask &= key_state;
    return key_mask;
}

////////////////////////////////////
//
uint8_t get_key_short( uint8_t key_mask )
{
    cli();
    return get_key_press( ~key_state & key_mask );
}

////////////////////////////////////
//
uint8_t get_key_long( uint8_t key_mask )
{
    return get_key_press( get_key_rpt( key_mask ) );
}
}
```

Listing 4: button.c



```
/*
 * button.h
 * Debouncing of several pushbuttons and recognition
 * of short and long key presses
 * Created: 14.01.2013 12:31:19
 * Author: Carsten Brahm
 */

#include <stdint.h>
#include <util/delay.h>
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>

#ifndef BUTTON_H_
#define BUTTON_H_

#ifndef F_CPU
#define F_CPU 8000000ul
#warning kein F_CPU definiert
#endif

#define KEY_DDR DDR_C
#define KEY_PORT PORT_C
#define KEY_PIN PIN_C
#define KEY0 3
#define KEY1 2
#define ALL_KEYS (1<<KEY0 | 1<<KEY1)

#define REPEAT_MASK (1<<KEY0 | 1<<KEY1) // repeat: key0, key1
#define REPEAT_START 50 // after 500ms
#define REPEAT_NEXT 20 // every 200ms

uint8_t get_key_press(uint8_t);
uint8_t get_key_rpt(uint8_t);
uint8_t get_key_state(uint8_t);
uint8_t get_key_short(uint8_t);
uint8_t get_key_long(uint8_t);

#endif /* BUTTON_H_ */
```

Listing 5: button.h

```
/*
 * control.c
 * two different implementations of a PI control algorithm
 * Created: 25.01.2013 07:28:25
 * code PID_control from: www.rn-wissen.de/index.php/Regelungstechnik
 * modified by: Carsten Brahm
 */

#include "control.h"

#define KP 341
#define KI 4
#define KD 0
#define T 0.25

volatile static int16_t ek_1, uk_1, esum = 0;

int16_t PID_control(int16_t ek)
{
    volatile int32_t uk;

    //anti windup hold
    //if(uk_1 < 1023 && uk_1 > -1023) esum += ek;

    //overflow protection
    //if (esum > 5000) esum = 5000;
    //if (esum < -5000) esum = -5000;

    uk = (int32_t)((KP * (int32_t)ek) /100 );           //P
    //+ (int32_t)((KI * T * (int32_t)esum) / 100); //I
    //+ KD/T * (*ek - ek_1);                          //D

    //ek_1 = *ek;
    //uk_1 = uk;

    if(uk > 1023) uk = 1023;
    if(uk < 0) uk = 0;
    return (int16_t)uk;
}

int16_t PI_control(int16_t* ek)
{
    static int32_t uk;

    uk = uk_1 + ((KP + KI * T) * *ek) / 100 - (KP * ek_1) / 100;

    if (uk > 1023) uk = 1023;
    if (uk < -1023) uk = -1023;

    uk_1 = uk;
    ek_1 = *ek;

    return (int16_t)uk;
}
```

Listing 6: control.c

```
/*
 * control.h
 *
 * Created: 25.01.2013 07:28:43
 * Author: Carsten Brahm
 */

#include <stdint.h>
#include <avr/io.h>
#include <stdlib.h>

#ifndef CONTROL_H_
#define CONTROL_H_

//*****
// Method: PID_control
// Description: control algorithm calculates the control variable
// and returns it
// Returns: int16_t uk
// Parameter: int16_t* ek
//*****
int16_t PID_control(int16_t*);

//*****
// Method: PI_control
// Description: control algorithm calculates the control variable
// and returns it
// Returns: int16_t uk
// Parameter: int16_t* ek
//*****
int16_t PI_control(int16_t*);

#endif /* CONTROL_H_ */
```

Listing 7: control.h

```
/*
 * led.c
 * set LED state to signal user state of operation
 * Created: 05.02.2013 12:08:32
 * Author: Carsten Brahm
 */

#include "led.h"

void led_state(char* state)
{
    switch(*state)
    {
        case 'c': led_flash((char)LED_GREEN); //flash GREEN -> charge complete
                 LED_PORT &= ~ LED_RED;      //clear RED
                 break;

        case 't': led_flash((char)LED_RED);  //flash RED -> overtemperature
                 LED_PORT &= ~ LED_GREEN;    //clear GREEN
                 break;

        case 'r': LED_PORT |= LED_GREEN;     //set GREEN -> ready to charge
                 LED_PORT &= ~ LED_RED;     //clear RED
                 break;

        case 's': LED_PORT &= ~ LED_RED;     //clear RED -> stop
                 break;

        case 'o': LED_PORT |= LED_RED;      //turn on RED -> operate
                 break;

        case 'u': LED_PORT ^= LED_GREEN;    //toggle GREEN -> undervoltage
                 break;

        case 'l': LED_PORT ^= LED_RED;      //toggle RED -> Low current precharge
                 break;

        case 'n': LED_PORT &= ~ ALL_LEDS;   //clear all -> no cell
                 break;

        default: break;
    }
}

void led_flash(char led)
{
    LED_PORT |= led;
    _delay_ms(20);
    LED_PORT &= ~ led;
}
```

Listing 8: led.c

```
/*
 * led.h
 *
 * Created: 05.02.2013 12:08:48
 * Author: Carsten Brahm
 */

#ifndef LED_H_
#define LED_H_

#define F_CPU 8000000ul
#include <util/delay.h>
#include <avr/io.h>

#define LED_PORT PORTD
#define LED_GREEN (1<<3)
#define LED_YELLOW (1<<4)
#define LED_RED (1<<2)
#define ALL_LEDS (LED_GREEN | LED_YELLOW | LED_RED)

//*****
// Method: led_state
// Description: updates the state of LED display to the actual
// operating condition
// Returns: void
// Parameter: char* state
//*****
void led_state(char*);

//*****
// Method: led_flash
// Description: flashes LED passed by 'led' by setting output
// for 20ms
// Returns: void
// Parameter: char led
//*****
void led_flash(char);

#endif /* LED_H_ */
```

Listing 9: led.h

```

/*
 * ntc.c
 *
 * Author: Preis Ingenieurbüro GmbH
 * www.preis-ing.de/index.php/de/extras/alle-berechnungen/
 * automatisches-erzeugen-einer-ntc-tabelle
 *
 */

#include "ntc.h"

/**
 * Die NTC Tabelle, bestehend aus 257 Temperaturst tzpunkten.
 * Einheit:0.01  C
 *
 */
int NTC_table[257] = {
    -5623, -4787, -3951, -3420, -3024, -2705,
    -2437, -2204, -1997, -1811, -1642, -1486,
    -1341, -1206, -1079, -959, -845, -737, -634,
    -535, -440, -349, -261, -176, -94, -14, 63,
    139, 212, 283, 353, 421, 487, 552, 615, 678,
    739, 799, 857, 915, 972, 1028, 1083, 1137,
    1191, 1243, 1295, 1347, 1397, 1447, 1497,
    1545, 1594, 1641, 1688, 1735, 1781, 1827,
    1873, 1918, 1962, 2006, 2050, 2094, 2137,
    2180, 2222, 2265, 2307, 2348, 2390, 2431,
    2472, 2512, 2553, 2593, 2633, 2673, 2713,
    2752, 2791, 2831, 2870, 2908, 2947, 2986,
    3024, 3062, 3101, 3139, 3177, 3214, 3252,
    3290, 3328, 3365, 3403, 3440, 3477, 3515,
    3552, 3589, 3626, 3663, 3700, 3737, 3774,
    3812, 3849, 3886, 3923, 3960, 3997, 4034,
    4071, 4108, 4145, 4182, 4219, 4257, 4294,
    4331, 4369, 4406, 4444, 4481, 4519, 4557,
    4595, 4632, 4670, 4709, 4747, 4785, 4824,
    4862, 4901, 4940, 4979, 5018, 5057, 5096,
    5136, 5176, 5216, 5256, 5296, 5337, 5377,
    5418, 5459, 5500, 5542, 5584, 5626, 5668,
    5710, 5753, 5796, 5839, 5883, 5927, 5971,
    6016, 6061, 6106, 6151, 6197, 6243, 6290,
    6337, 6385, 6432, 6481, 6529, 6579, 6628,
    6678, 6729, 6780, 6832, 6884, 6937, 6990,
    7044, 7099, 7154, 7210, 7267, 7325, 7383,
    7442, 7501, 7562, 7623, 7686, 7749, 7813,
    7879, 7945, 8012, 8081, 8151, 8222, 8294,
    8367, 8442, 8519, 8597, 8677, 8758, 8841,
    8926, 9013, 9102, 9193, 9286, 9382, 9481,
    9582, 9686, 9793, 9903, 10017, 10135, 10256,
    10382, 10512, 10648, 10788, 10934, 11087,
    11247, 11414, 11589, 11773, 11968, 12173,
    12392, 12624, 12873, 13140, 13428, 13741,
    14083, 14460, 14879, 15351, 15890, 16515,
    17258, 18167, 19331, 20921, 23367, 28261,
    33155
};

int NTC_ADC2Temperature(unsigned int adc_value) {

    int p1,p2;
    /* Stützpunkt vor und nach dem ADC Wert ermitteln. */
    p1 = NTC_table[ (adc_value >> 4) ];
    p2 = NTC_table[ (adc_value >> 4)+1];

    /* Zwischen beiden Punkten linear interpolieren. */
    return p1 + ( (p2-p1) * (adc_value & 0x000F) ) / 16;
};

```

Listing 10: ntc.c

```
/*
 * ntc.h
 *
 * Created: 14.01.2013 11:00:16
 * Author: Carsten Brahm
 */

#ifndef NTC_H_
#define NTC_H_
/**
 * brief   Konvertiert das ADC Ergebnis in einen Temperaturwert.
 *
 *         Mit p1 und p2 wird der Stützpunkt direkt vor und nach dem
 *         ADC Wert ermittelt. Zwischen beiden Stützpunkten wird linear
 *         interpoliert. Der Code ist sehr klein und schnell.
 *         Es wird lediglich eine Ganzzahl-Multiplikation verwendet.
 *         Die Division kann vom Compiler durch eine Schiebeoperation
 *         ersetzt werden.
 *
 *         Im Temperaturbereich von 0°C bis 70°C beträgt der Fehler
 *         durch die Verwendung einer Tabelle 0.016°C
 *
 * param   adc_value  Das gewandelte ADC Ergebnis
 *
 * return  Die Temperatur in 0.01 °C
 */
int NTC_ADC2Temperature(unsigned int);

#endif /* NTC_H_ */
```

Listing 11: ntc.h

```
/*
 * pwm.c
 * atomic write to 16 bit PWM register to update duty cycle
 * used PWM channels:
 * - OC1A (control value)
 * - OC1B (frequency control) (future use)
 * Created: 16.12.2012 18:26:18
 * Author: Carsten Brahm
 */

#include "pwm.h"

void init_pwm(void)
{
    //Clear OC1A on CM, fast PWM 10 bit
    TCCR1A |= ((1 << COM1B1) | (1 << WGM11) | (1 << WGM10));

    // start counter with prescaler 1 (f= 8e6/1024 = 7,8125kHz)
    TCCR1B |= ((1 << WGM12) | (1 << CS10));
}

void set_duty(int16_t* duty)
{
    unsigned char sreg;
    sreg = SREG;
    cli();
    OCR1B = *duty;
    SREG = sreg;
    sei();
}
```

Listing 12: pwm.c



```
/*
 * pwm.h
 *
 * Created: 16.12.2012 18:26:44
 * Author: Carsten Brahm
 */

#include <stdint.h>
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>

#ifndef PWM_H_
#define PWM_H_

//*****
// Method:      init_pwm
// Description: set up the timer 1 registers: fast PWM 10 bit
//              clear OClA on comp. match, presc. = 1 (7,8125kHz pwm)
// Returns:     void
// Parameter:   void
//*****
void init_pwm(void);

//*****
// Method:      set_duty
// Description: update duty cycle settings by atomic write of 16 bit
//              OCR1B register, 'duty' must be a numeric value of
//              0...1023
// Returns:     void
// Parameter:   uint16_t* duty
//*****
void set_duty(uint16_t*);

#endif /* PWM_H_ */
```

Listing 13: pwm.h

```

/*
 * timing.c
 * initialising timers to provide timing events
 * Created: 16.12.2012 21:09:21
 * Author: Carsten
 */

#include "timing.h"

void init_timer(void)
{
    //timer 2 for main loop
    TCCR2A |= (1 << WGM21); //CTC mode
    OCR2A = 124; // (8MHz/64/125)^-1 = 1ms
    TIMSK2 |= (1 << OCIE2A); //OC match interrupt enable
    TCCR2B |= ((1 << CS22)); //start timer with prescaler 1/64

    //timer 0 for debouncing buttons
    TCCR0B = (1<<CS02)|(1<<CS00); // start timer 0 with prescale 1024
    TCNT0 = (uint8_t)(int16_t)-(F_CPU / 1024 * 10e-3 + 0.5); //preload for 10ms
    TIMSK0 |= 1<<TOIE0; // enable timer interrupt
}

```

Listing 14: timing.c

```

/*
 * timing.h
 *
 * Created: 16.12.2012 21:09:08
 * Author: Carsten Brahm
 */

#include <stdint.h>
#include <avr/io.h>

#ifndef F_CPU
#define F_CPU 8000000
#endif

#ifndef TIMING_H_
#define TIMING_H_

//*****
// Method:      init_timer
// Description: set up the timer 0 and 2 registers
// Returns:     void
// Parameter:   void
//*****
void init_timer(void);

#endif /* TIMING_H_ */

```

Listing 15: timing.h

```
/*
 * uart.c
 * send data to terminal program via RS232 interface
 * Created: 03.12.2012 13:53:27
 * Author: brahm
 */

#include "uart.h"

void init_uart(void)
{
    UBRR0 = UBRR_VAL;
    //Transmitter enable, 8 bit
    UCSR0B |= (1 << TXEN0);
    //2 stop bit, 8 data bit
    UCSR0C |= ((1 << USBS0) | (1 << UCSZ01) | (1 << UCSZ00));
}

int uart_putc(unsigned char c)
{
    //wait until send operation possible
    while (!(UCSRA & (1<<UDRE0)))
    {}
    UDRO = c;
    return 0;
}

void uart_puts (char *s)
{
    //repeat until string terminator
    while (*s)
    {
        uart_putc(*s);
        s++;
    }
}

void uart_send_csv(uint16_t* quartersec, char* state, uint16_t* voltage,
uint16_t* voltRi, int16_t* current, uint16_t* temperature, int16_t* y)
{
    char stringbuffer[10];
    uint16_t electrical = 0;
    uint16_t vK, nK = 0;

    //time
    vK = (*quartersec/4);
    nK = ((*quartersec%4) *100) /4;
    uart_puts(itoa(vK, stringbuffer, 10));
    uart_putc(',');
    if(nK<10) uart_putc('0');
    uart_puts(itoa(nK, stringbuffer, 10));
    uart_putc(';');

    //cell voltage
    electrical = *voltage * ULSB + 0.5;
    vK = electrical /1000;
    nK = electrical %1000;
    uart_puts(itoa(vK, stringbuffer, 10));
    uart_putc(',');
```

```

if(nK<100) uart_putc('0');
if(nK<10)  uart_putc('0');
uart_puts(itoa(nK, stringbuffer, 10));
uart_putc(';');

    //voltage of internal resistance
    electrical = *voltRi * ULSB + 0.5;
    vK = electrical /1000;
    nK =  electrical %1000;
    uart_puts(itoa(vK, stringbuffer, 10));
    uart_putc(',');
if(nK<100) uart_putc('0');
if(nK<10)  uart_putc('0');
    uart_puts(itoa(nK, stringbuffer, 10));
    uart_putc(';');

    //charge current
    electrical = *current * ILSB + 0.5;
    vK = electrical /1000;
    nK =  electrical %1000;
    uart_puts(itoa(vK, stringbuffer, 10));
    uart_putc(',');
if(nK<100) uart_putc('0');
if(nK<10)  uart_putc('0');
    uart_puts(itoa(nK, stringbuffer, 10));
    uart_putc(';');

    //cell temperature
    vK = *temperature/100;
    nK = *temperature %100;
    uart_puts(itoa(vK, stringbuffer, 10));
    uart_putc(',');
if(nK<10)  uart_putc('0');
    uart_puts(itoa(nK, stringbuffer,10));
    uart_putc(';');

    //operating condition
    switch(*state)
    {
        case 'c': uart_putc('9'); break;
        case 'o': uart_putc('2'); break;
        case 'r': uart_putc('1'); break;
        case 's': uart_putc('0'); break;
        case 't': uart_putc('8'); break;
        case 'u': uart_putc('7'); break;
        case 'l': uart_putc('3'); break;
        case 'n': uart_putc('6'); break;
        default: uart_putc('5'); break;
    }

    uart_putc(';');
    uart_puts("\n\r"); //\r
}

```

Listing 16: uart.c

```

/*
 * uart.h
 *
 * Created: 03.12.2012 13:53:47
 * baudrate calculation from
 * http://www.mikrocontroller.net/articles/AVR-GCC-Tutorial/Der_UART
 *
 * Author: Carsten Brahm
 */

#include <stdint.h>
#include <avr/io.h>
#include <stdlib.h>

#ifndef UART_H_
#define UART_H_

//calculate baudrate
#ifndef F_CPU
#warning "F_CPU_war_noch_nicht_definiert,_wird_nun_nachgeholt_mit_8000000"
#define F_CPU 8000000UL // Systemtakt in Hz - Definition als unsigned long beachten
// Ohne ergeben sich unten Fehler in der Berechnung
#endif

#define BAUD 9600UL // Baudrate

// Berechnungen
#define UBRR_VAL ((F_CPU+BAUD*8)/(BAUD*16)-1) // clever runden
#define BAUD_REAL (F_CPU/(16*(UBRR_VAL+1))) // Reale Baudrate
#define BAUD_ERROR ((BAUD_REAL*1000)/BAUD) // Fehler in Promille, 1000 = kein Fehler.

#if ((BAUD_ERROR<990) || (BAUD_ERROR>1010))
#error Systematischer Fehler der Baudrate grÄsser 1% und damit zu hoch!
#endif

#define OVS 4
#define ULSB 1.2283
#define ILSB 11.7302

#define SENDESC \
uart_putc( 27 ); \
uart_putc( '[' );

#define CLS \
uart_putc('2');\
uart_putc('J');

//functions
void init_uart(void);
int uart_putc(unsigned char);
void uart_puts (char *);
void uart_send_csv(uint16_t*, char*, uint16_t*, uint16_t*, int16_t*, uint16_t*, int16_t*);

#endif /* UART_H_ */

```

Listing 17: uart.h

## B.2 MATLAB Codes

```

BATKAP = 1/(10);
R_OHM = 0.01;
I_HR= 4.2;
U_P= 0.05;
A_a = 4.185e-3;
A_b = 4.185e-3*0.5;
A_c = 4.185e-3*2;
cs = 4.5;
ck = 3;
T_U = 0;
T_BAT_a = 0;
T_BAT_a(1) = T_U;
T_BAT_b = 0;
T_BAT_b(1) = T_U;
T_BAT_c = 0;
T_BAT_c(1) = T_U;
t = 1:1:2000;
P1 = R_OHM * I_HR^2;
P2 = U_P * I_HR;

for ind = 2:1:2000
    P3_a(ind) = - A_a * cs * (T_BAT_a(ind-1) - T_U);
    P3_b(ind) = - A_b * cs * (T_BAT_b(ind-1) - T_U);
    P3_c(ind) = - A_c * cs * (T_BAT_c(ind-1) - T_U);
    P4_a(ind) = - A_a * ck * (T_BAT_a(ind-1) - T_U);
    P4_b(ind) = - A_b * ck * (T_BAT_b(ind-1) - T_U);
    P4_c(ind) = - A_c * ck * (T_BAT_c(ind-1) - T_U);
    T_BAT_a(ind) = T_BAT_a(ind-1) + BATKAP * (P1 + P2 + P3_a(ind) + P4_a(ind));
    T_BAT_b(ind) = T_BAT_b(ind-1) + BATKAP * (P1 + P2 + P3_b(ind) + P4_b(ind));
    T_BAT_c(ind) = T_BAT_c(ind-1) + BATKAP * (P1 + P2 + P3_c(ind) + P4_c(ind));
end

figure('Units','pixels','Position',[10 10 1240 800]);%Position:pos xy & size wh
h1 = axes('YGrid','on',...
         'Fontname','Helvetica','FontSize',20);

hold on;
plot(t,T_BAT_a,'Color',[0.086,0.656,0.922],'LineWidth',2);
plot(t,T_BAT_b,'Color',[0.922,0.734,0.086],'LineWidth',2);
plot(t,T_BAT_c,'Color',[0.66,0.06,0.06],'LineWidth',2);
xlabel('Zeit_[s]');
ylabel('Zelltemperatur_[Å°C]');
title('Simulation_Temperaturzeitverlauf');
legend('Oberflaeche_=_A','Oberflaeche_=_0,5*A','Oberflaeche_=_2*A',...
      'Location','EastOutside');

%% save plot as pdf
set(gcf,'Units','inches')
set(gcf, 'PaperPosition', [0 0 40 20]); %[marge left, bot ,width,height]
set(gcf, 'PaperSize', [37 20]); %[width height]

%save to tex graphics folder
path = 'D:\studium\Bachelorthesis-Panasonic\Abschlussarbeit\graphics\';
saveas(gcf, [path 'therm-sim-a'], 'pdf') %Save figure

```

Listing 18: Simulation Temperaturentwicklung

```

%% IMPORT FILE
charge_test_number = '24';
folder = 'laden';
slash = '/';
marker = '_plot';
file_extension = '.txt';
filename = [folder charge_test_number slash folder charge_test_number...
            marker file_extension];
delimiterIn = '\t'; % '\t' or 'tab'; ';' or 'semi'
headerlinesIn = 1;
A= importdata(filename,delimiterIn,headerlinesIn);

%% calculate RI
I_1= sqrt( (2.* A.data(:,4).^2)./(2* (7/5)^2 + 1) );
RI = (A.data(:,3)*1.57078)./I_1;

%% SET UP GRAPH
axesPosition = [250 50 950 740];
yWidth = 60;
xLimit = [min(A.data(:,1)) max(A.data(:,1))];
xOffset = -yWidth*diff(xLimit)/axesPosition(3);

h2_min = 0;
h2_max = 0.2;
h3_min = min(A.data(:,5));
h3_max = max(A.data(:,5));
B = 0;

for ind= (ceil(h3_min+0.001)):1:(ceil(h3_max)-1)

    B(ind-floor(h3_min)) = ind;
end

h3_ticks = B;
if((B(1) - h3_min)>0.4)
    h3_ticks = [round(h3_min*10)/10 h3_ticks];
end

if((h3_max - max(B))>0.4)
    h3_ticks = [h3_ticks round(h3_max*10)/10];
end

%% Create the figure and axes:
figure('Name','Ladekennlinie','Units','pixels','Position',[100 100 1240 800]);
h1 = axes('Units','pixels','Position',axesPosition,...
         'Color','w','XColor','k','YColor',[0.086,0.656,0.922],...
         'XLim',xLimit,'YLim',[2.5 4.5],'NextPlot','add',...
         'ytick',[2.6 2.7 2.8 2.9 3.0 3.1 3.2 3.3 3.4 3.5 3.6 3.7 3.8 3.9 4.0...
         4.1 4.2 4.3 4.4]);
h2 = axes('Units','pixels','Position',axesPosition+yWidth.*[-1 0 1 0],...
         'Color','none','XColor','w','YColor',[0,0.48,0.035],...
         'XLim',xLimit+[xOffset 0],'YLim',[h2_min h2_max],...
         'XTick',[],'XTickLabel',[],'NextPlot','add');
h3 = axes('Units','pixels','Position',axesPosition+yWidth.*[-2 0 2 0],...
         'Color','none','XColor','w','YColor',[0.922,0.734,0.086],...
         'XLim',xLimit+[2*xOffset 0],'YLim',[h3_min h3_max+0.5],...
         'XTick',[],'XTickLabel',[],'NextPlot','add',...
         'ytick',h3_ticks);
h4 = axes('Units','pixels','Position',axesPosition+yWidth.*[-3 0 3 0],...

```

```
        'Color','none','XColor','k','YColor',[0.66,0.06,0.06],...
        'XLim',xLimit+[3*xOffset 0],...
        'YLim',[min(A.data(:,4)) max(A.data(:,4))+0.5],...
        'XTick',[],'XTickLabel',[],'NextPlot','add');
xlabel(h1,'Zeit_[s]');
ylabel(h1,'Zellspannung_[V]');
ylabel(h2,'Innenwiderstand_[\Omega]');
ylabel(h3,'Zelltemperatur_[\u00c0C]');
ylabel(h4,'Ladestrom_[A]');

%% plot data:
plot(h1,A.data(:,1),A.data(:,2),'Color',[0.086,0.656,0.922]);
plot(h2,A.data(:,1),RI,'Color',[0,0.48,0.035]);
plot(h3,A.data(:,1),A.data(:,5),'Color',[0.922,0.734,0.086]);
plot(h4,A.data(:,1),A.data(:,4),'Color',[0.66,0.06,0.06]);
grid(h1, 'on');

%% save plot as pdf
set(gcf,'Units','inches')
set(gcf, 'PaperPosition', [0 0 40 21]); %[marge left, bot ,width,height]
set(gcf, 'PaperSize', [33 21]); %[width height]
saveas(gcf, [folder charge_test_number slash folder charge_test_number], 'pdf')

%save to tex graphics folder
path = 'D:\studium\Bachelorthesis-Panasonic\Abschlussarbeit\graphics\';
saveas(gcf, [path 'ladekennlinien_i\' 'laden' charge_test_number], 'pdf')
saveas(gcf, [path 'ladekennlinien_i\' 'laden' charge_test_number], 'png')
```

Listing 19: Import und Plot Ladekennlinien

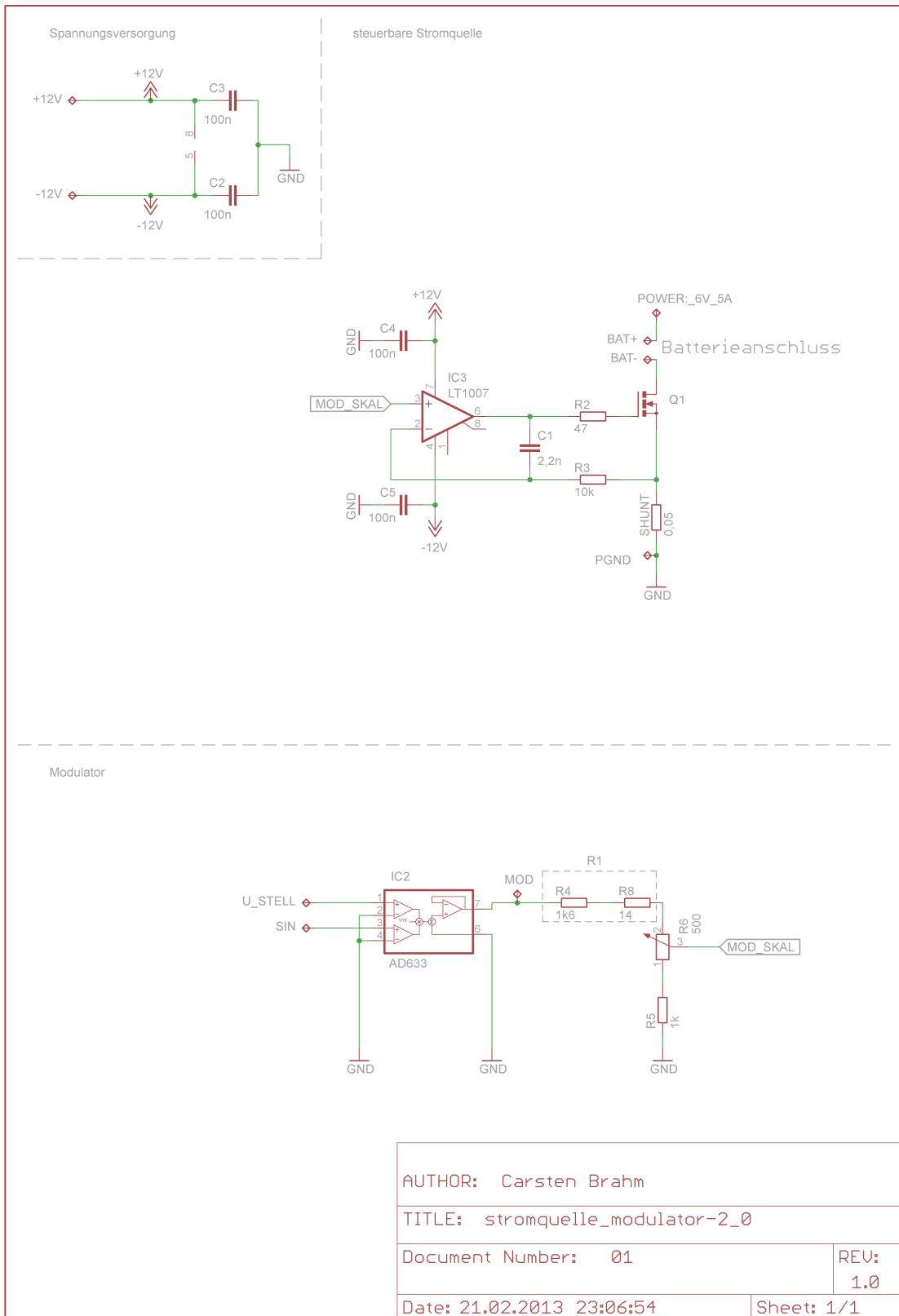


## C Schaltpläne

Auf den folgenden Seiten sind die Schaltpläne der einzelnen Module abgedruckt.

Folgende Schaltpläne sind abgebildet:

<b>Modul</b>	<b>Seite</b>
Stromquelle & Modulator	122
Messwerterfassung	123
Controllerboard	124
Oszillator	125
Rechteckgenerator	126



AUTHOR: Carsten Brahm

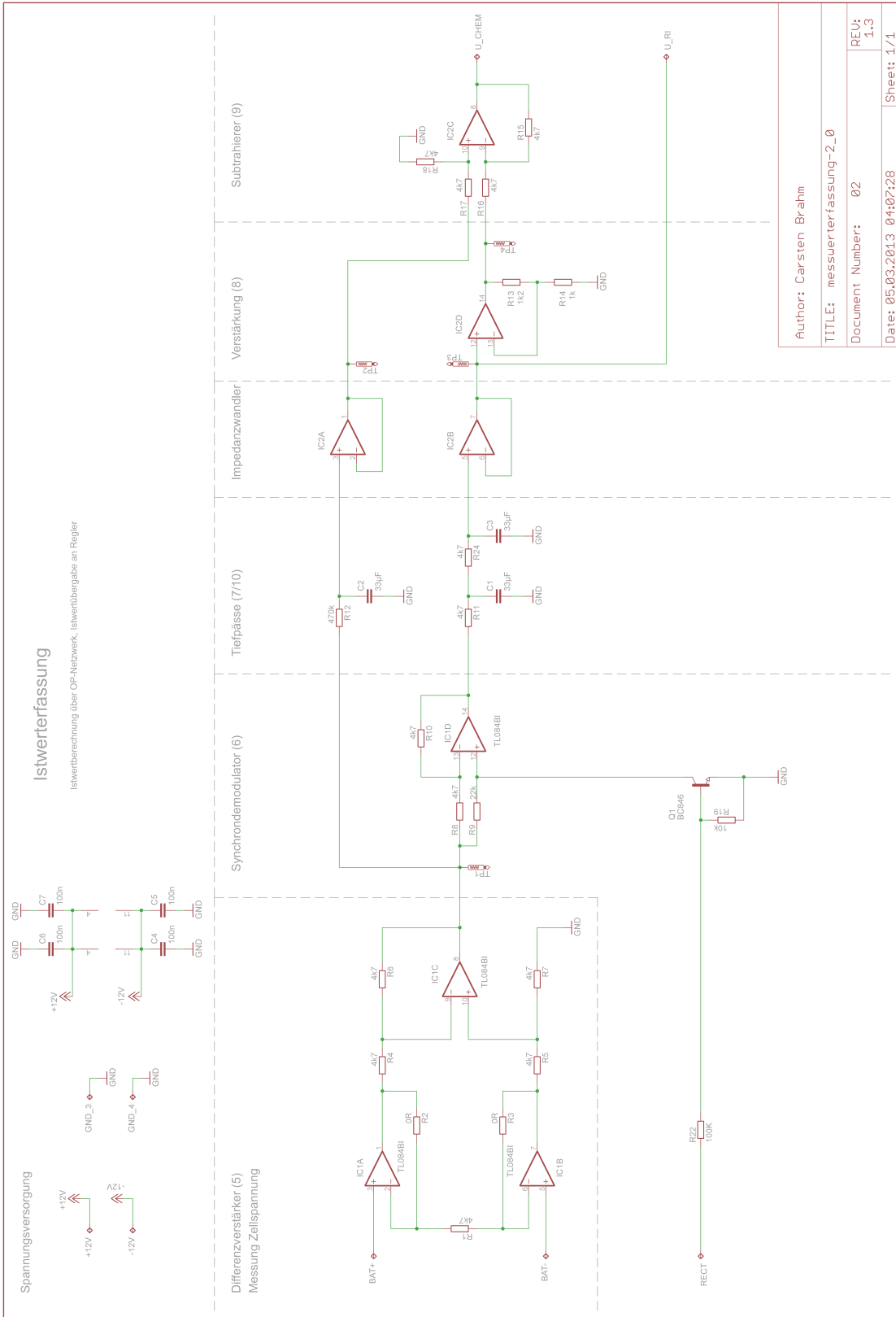
TITLE: stromquelle\_modulator-2\_0

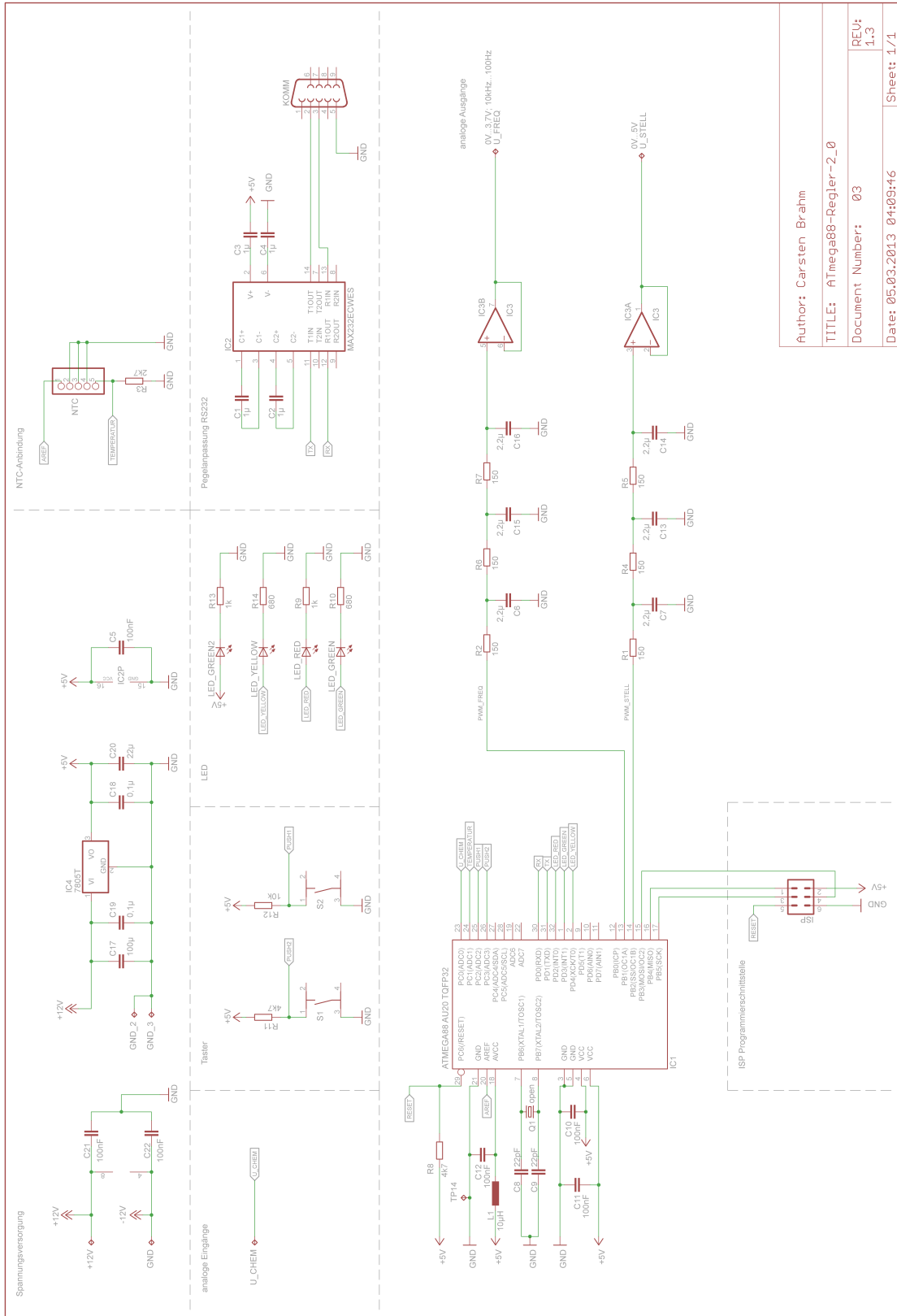
Document Number: 01

REV:  
1.0

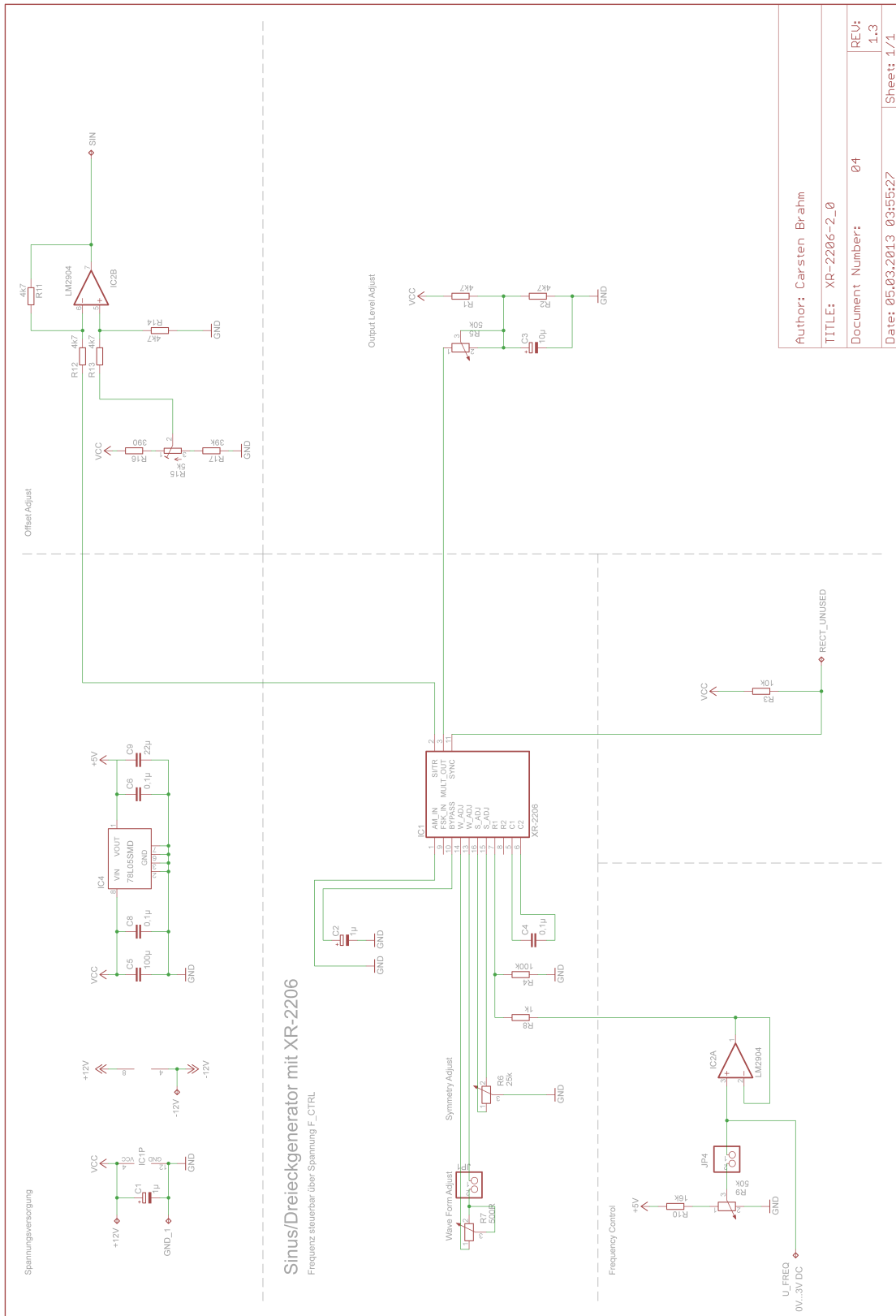
Date: 21.02.2013 23:06:54

Sheet: 1/1

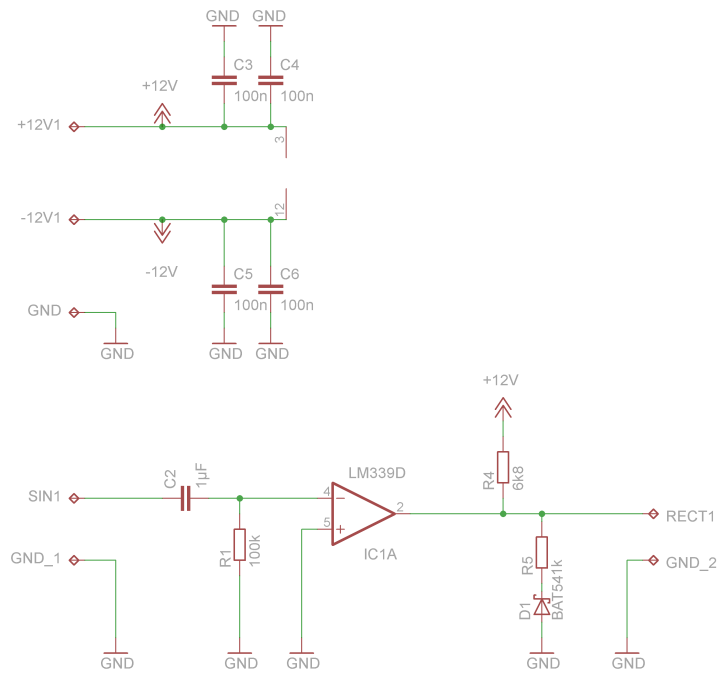




Author: Carsten Brahm
TITLE: ATmega88-Regler-2_0
Document Number: 03
Date: 05.03.2013 04:09:46
REV: 1.3
Sheet: 1/1



Rechteckgenerator



Author: Carsten Brahm	
TITLE: comparator-2_0	
Document Number: 05	REV: 1.0
Date: 06.03.2013 01:02:15	Sheet: 1/1

## **D Datenblätter, Dokumente und Kennlinien**

Die folgenden Dokumente sind nachfolgend komplett oder auszugsweise angefügt:

- Offenlegungsschrift zur Patentanmeldung: „Vorrichtung und Verfahren zur Schnellladung von Akkumulatoren“
- Datenblatt des FET IPP080N03LG
- Datenblatt des Modulatorbausteins AN633
- Herleitung Formel Effektivwert

Die kompletten Datenblätter der verwendeten Komponenten befinden sich auf der CD, die der Druckversion dieser Arbeit beigelegt ist.



(10) **DE 10 2011 107 913 A1** 2013.01.03

(12) **Offenlegungsschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2011 107 913.4**  
(22) Anmeldetag: **02.07.2011**  
(43) Offenlegungstag: **03.01.2013**

(51) Int Cl.: **H02J 7/00** (2011.01)  
**G01R 31/36** (2011.01)  
**H01M 10/44** (2011.01)

(71) Anmelder:  
**Panasonic Industrial Devices Europe GmbH,**  
**21337, Lüneburg, DE**

(74) Vertreter:  
**POHL & PARTNER Patentanwälte, 21073,**  
**Hamburg, DE**

(72) Erfinder:  
**Zeiske, Karsten, Dr., 29223, Celle, DE**

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht  
gezogene Druckschriften:

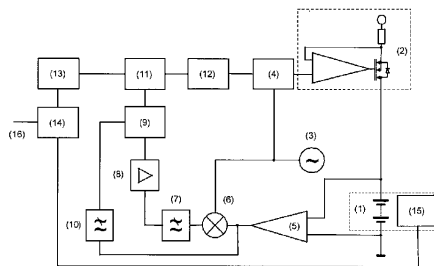
<b>DE</b>	<b>102 61 118</b>	<b>A1</b>
<b>DE</b>	<b>195 20 041</b>	<b>A1</b>
<b>DE</b>	<b>10 2009 003 768</b>	<b>A1</b>
<b>US</b>	<b>6 262 563</b>	<b>B1</b>
<b>US</b>	<b>5 343 380</b>	<b>A</b>

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

**Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen**

(54) Bezeichnung: **Vorrichtung und Verfahren zur Schnellladung von Akkumulatoren**

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zur Schnellladung von Akkumulatoren, die den elektrochemischen Anteil in der Klemmspannung unter Berücksichtigung des maximalen Ladestroms regelt. Die elektrochemische Spannung wird aus der Differenz der Klemmspannung und dem Produkt aus dem gemessenen Innenwiderstand der Batterie und dem Ladestrom ermittelt. Die Temperatur der Batterie wird mit einem überlagerten Regler auf ihr zulässiges Maximum begrenzt. In einer Weiterbildung der Erfindung wird der Arbeitspunkt des Laders auf den Nullpunkt der Phase des komplexen Innenwiderstands der Batterie geregelt.





**Beschreibung**

**[0001]** Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zur Schnellladung von Akkumulatoren, die den elektrochemischen Anteil in der Klemmspannung unter Berücksichtigung des maximalen Ladestroms regelt.

**[0002]** Bekannte Ladegeräte arbeiten häufig nach dem Prinzip, dass entweder eine konstante Spannung oder ein konstanter Strom vorgegeben ist, mit der die Batterie geladen wird. Dabei stellt sich gemäß dem Ladezustand ein entsprechender Ladestrom oder Spannung an der Batterie ein. Bei dem sogenannten Konstantspannungsladen nimmt der anfänglich meist sehr hohe Ladestrom im Laufe der Zeit immer mehr ab. Damit nach der Ladezeit keine unzulässige Erwärmung der Batterie auftritt, wird der Ladestrom entsprechend begrenzt. Dies bedingt sehr lange Ladezeiten, um die Batterie vollständig aufzuladen.

**[0003]** Beim sogenannten Konstantstromladen wird in die Batterie mit einer entsprechend hohen Ladepannung ein konstanter Strom eingespeist. Beim Erreichen der maximalen Spannung an der Batterie wird der Ladestrom abgeschaltet. Diese maximale Spannung setzt sich aus der elektrochemischen Spannung und der Abfallspannung am Innenwiderstand der Batterie zusammen, d. h. die Batterie ist noch nicht voll geladen, wenn abgeschaltet wird. Wird jedoch weiter geladen, so erwärmt sich die Batterie unerwünscht.

**[0004]** Es sind auch Schnellladegeräte bzw. -verfahren bekannt, bei denen die Batterien in wesentlich kürzeren Zeiten aufgeladen werden als bei den vorher genannten. Dabei nimmt die Batterie am Anfang des Ladevorgangs einen sehr hohen Strom auf. Um eine Überhitzung der Batterie infolge von Überladung zu verhindern, wird der Ladestrom im Laufe des Ladevorgangs reduziert. Als Kriterium für die Auswahl des Ladestroms werden Ladezeit, Ladetemperatur und die Klemmspannung berücksichtigt. Die Klemmspannung sollte dabei im stromlosen Fall gemessen werden, damit die Abfallspannung am Innenwiderstand der Batterie nicht ein zu frühes Beenden des Ladevorgangs bewirkt.

**[0005]** DE 102 61 118 A1 beschreibt ein Batterieladegerät, das positive und negative Impulse in Form von Spannungen und Strömen der Batterie zuführt. Zwischen den einzelnen Stromimpulsen entsteht eine einstellbare Wartezeit, innerhalb dieser die Spannung an den Batteriepolen ermittelt wird. Je nach Stromstärke des vorherigen Impulses und der gemessenen Batteriespannung wird die Höhe, Dauer und Polarität des folgenden Pulses ermittelt.

**[0006]** DE000019520041A1 beschreibt ein Batterieladegerät, das eine Stromquelle über ein Schaltelement, das von einer Ladesteuerung angesteuert wird, mit der zu ladenden Batterie verbindet. Über die Zeiten von ein- und ausgeschaltetem Strom und die Höhe des Stromes wird der mittlere Ladestrom bestimmt, so dass die Ladesteuerung den Strom adaptiv anpasst.

**[0007]** DE102009003768A1 beschreibt ein Verfahren zum gleichzeitigen Laden einer elektrochemischen Stromquelle durch eine externe Stromquelle während der Stromentnahme mittels Frequenzimpulsen, wobei die Stromentnahme während der Impulszeiten der Frequenzimpulse und das Laden in den dazwischen liegenden Impulspausen erfolgen. Falls die mittels Frequenzimpulsen entnommene und die während der Pausen zugeführte Energie gleich sind, ermöglicht dieses Verfahren einen maximal aufgeladenen Zustand der elektrochemischen Stromquelle aufrecht zu erhalten.

**[0008]** Nachteilig an den beschriebenen Ladeverfahren ist, dass zum Messen der elektrochemischen Spannung der Ladevorgang unterbrochen werden muss, damit der Spannungsabfall am Innenwiderstand der Batterie die Messung nicht verfälscht. Die Stromabhängigkeit des Spannungsabfalls am Innenwiderstand der Batterie erfordert auch, dass die elektrochemische Spannung am Ladeschluss öfter gemessen wird, um eine erhöhte Spannung an der Batterie zu verhindern. Der Ladevorgang muss dann öfter unterbrochen werden, was die Ladezeit verlängert. Meistens wird daher die Ladeschlussspannung tiefer festgelegt, wodurch die Batterie nicht komplett geladen wird.

**[0009]** Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Ladegerät zu konzipieren, das die Batterien unabhängig vom Spannungsabfall am Innenwiderstand der Batterie komplett lädt.

**[0010]** Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe durch eine Vorrichtung mit den Merkmalen des 1. Patentanspruchs und ein Verfahren mit den Merkmalen des 7. Patentanspruchs gelöst, indem der elektrochemische Anteil in der Klemmspannung unter Berücksichtigung des maximalen Ladestroms geregelt wird. Die elektrochemische Spannung wird aus der Differenz der Klemmspannung und dem Produkt aus dem gemessenen Innenwiderstand der Batterie und dem Ladestrom ermittelt. Die Temperatur der Batterie wird mit einem überlagerten Regler auf ihr zulässiges Maximum begrenzt.

**[0011]** Die mit der Erfindung erzielten Vorteile bestehen insbesondere darin, dass der Ladestrom je nach Ladezustand und Temperatur optimal eingestellt wird.

**[0012]** Weitere Einzelheiten der Erfindung werden anhand der Figuren beschrieben:

**[0013]** Fig. 1 zeigt schematisch den Aufbau des Laders.

**[0014]** Fig. 2 zeigt vereinfacht den Aufbau einer elektrochemischen Zelle und ihr Ersatzschaltbild.

**[0015]** Fig. 3 zeigt schematisch eine vorteilhafte Weiterbildung der Erfindung.

**[0016]** In Fig. 1 sieht man den Aufbau des Laders schematisch dargestellt. Die Batterie (1) wird durch eine einstellbare Stromquelle (2) geladen. An dem Steuereingang der Stromquelle liegt ein durch den Oszillator (3) und den Modulator (4) amplitudenmoduliertes Signal an. Der Ausgangsstrom der Stromquelle  $I = I_0 + I_1 e^{i\omega t}$  besteht aus einem konstanten Anteil  $I_0$  und einem modulierten Anteil  $I_1$ . Dabei besteht zwischen  $I_0$  und  $I_1$  ein festes Amplitudenverhältnis  $\alpha$ . Die Klemmspannung  $U_C$  der Batterie wird mit einem Differenzverstärker (5) aufgenommen. Sie setzt sich aus der unmodulierten elektrochemischen Spannung  $U_{ovc}$  und dem modulierten Spannungsabfall am Innenwiderstand  $U_R = IR_i$  zusammen. Im Mischer (6) wird der modulierte Anteil demoduliert und der konstante Anteil im folgenden Tiefpass (7) ausgefiltert. Das Ausgangssignal des Tiefpasses  $I_1 R_i$  wird im Verstärker (8) um den Faktor  $\alpha = I_0/I_1$  verstärkt und an den invertierenden Eingang des Subtrahierers (9) geführt. Am nicht invertierten Eingang des Subtrahierers hegt die mit dem Tiefpass (10) geglättete Klemmspannung  $U_C$  der Batterie an, so dass am Ausgang des Subtrahierers die elektrochemische Spannung  $U_C - I_1 R_i I_0/I_1 = U_C - I_0 R_i = U_{ovc}$  anliegt. Diese dient als Ist-Wert für den Regler (11), dessen Ausgang die Steuerspannung für die Stromquelle (2) bereit stellt. Um den maximalen Ladestrom der Batterie nicht zu übertreffen, wird die Steuerspannung mit dem Limiter (12) auf einen für die jeweilige Batterie einstellbaren Maximalwert begrenzt. Der Soll-Wert des Spannungsreglers (11) wird über einen weiteren Limiter (13) von dem Temperaturregler (14) vorgegeben, an dessen Ist-Wert-Eingang das Ausgangssignal des Temperatursensors (15) der Batterie angeschlossen ist. Am Soll-Wert-Eingang wird das Signal (16) für die Maximaltemperatur der Batterie vorgegeben. Der Limiter (13) begrenzt den Soll-Wert des Spannungsreglers auf die zulässige Ladeschlussspannung der Batterie.

**[0017]** Der modulierte Ladestrom akkumuliert sich in der zu ladenden Zelle und lässt die elektrochemische Spannung der Zelle langsam im Vergleich zur Modulationsfrequenz ansteigen. Der Spannungsabfall am Innenwiderstand der Zelle folgt der Modulation des Stroms gegebenenfalls mit einer Phasenverschiebung. Somit ist im Frequenzregime die Klemmspannung in die unmodulierte elektrochemische Span-

nung plus dem Spannungsabfall am Innenwiderstand der Zelle durch den unmodulierten Anteil des Ladestroms und dem modulierten Anteil des Spannungsabfalls am Innenwiderstand aufgeteilt. Durch Demodulation und Filterung werden die beiden Spannungsanteile auch im Spannungsregime separiert. Dabei muss gegebenenfalls die Phase des Oszillators mit einem Phasenschieber angepasst werden. Am Ausgang des Tiefpassfilters erhält man das Signal aus Produkt der Modulationsamplitude des Stroms und dem Innenwiderstand der Zelle. Durch den Verstärkungsfaktor  $\alpha$  ergibt sich daraus der Spannungsabfall am Innenwiderstand, der von der Klemmspannung abgezogen wird, um die elektrochemische Spannung zu erhalten. Diese wird in dem Regler auf die Ladeschlussspannung geregelt. Um die Zelle durch den anfangs sehr hohen Strom nicht zu überlasten, wird der Ladestrom begrenzt. Ein überlagerter Temperaturregler mit Begrenzer verhindert die Überhitzung der Zelle.

**[0018]** Der Innenwiderstand einer Batterie zeigt i. A. ohmsches, induktives und kapazitives Verhalten und ist damit deutlich komplexer als bisher betrachtet. Fig. 2 zeigt vereinfacht den Aufbau einer elektrochemischen Zelle bestehend aus der Kathode (1), der Anode (2) und dem dazwischen befindlichen Elektrolyten (3). Beim Laden finden an der Kathode Oxidationsvorgänge statt, d. h. die aus dem Elektrolyten kommenden Anionen werden entladen bzw. neutrale Atome werden zu Kationen. Die elektrochemische Reaktion findet immer an der Phasengrenze zwischen der Elektrode und der Elektrolytlösung statt. Das einfachste Modell der Phasengrenze ist eine elektrische Doppelschicht (4), die an der Kathode aus einer Schicht negativer Ladung an der Oberfläche der Elektrode und einer umgebenden Schicht positiver Ladung in der Lösung besteht. In ihr entsteht eine Polarisierung aufgrund des Transports von Ladungsträgern und durch ungleichmäßige Konzentrationen bei Stromfluss. Beim Laden muss diese Polarisierung durch das Anlegen einer überhöhten Spannung überwunden werden. Dieser Überspannung bei Stromfluss kann man einen Widerstand und eine Kapazität zuordnen. Im Ersatzschaltbild der Zelle in Fig. 2 repräsentiert  $L_z$  die Induktivität der Zellenverbinder und Elektroden,  $R_z$  den ohmschen Widerstand der Zellenverbinder, der Elektroden und des Elektrolyten, den Ladezustand der Zelle, Alterungseffekte und die Zelltemperatur.  $R_{iA}$  und  $C_{dA}$  sind der Widerstand durch Ladungstransfer und die Grenzflächenkapazität der Anode,  $R_{iK}$  und  $C_{dK}$  sind entsprechend für die Kathode.

**[0019]** Der Innenwiderstand von Batterien ist stark abhängig von der Frequenz. Da der Spannungsabfall am Innenwiderstand der Batterie über die Modulation des Stroms ermittelt wird, ist der gemessene Wert i. A. kleiner als der DC-Wert, bei dem geladen wird. Entsprechend ist der ermittelte Wert der elek-

trochemischen Spannung größer als real. Somit wird die Batterie nicht vollständig geladen.

**[0020]** Es ist also von Vorteil, die Batterie mit einem stark amplitudenmodulierten Strom zu laden. Da nun Messfrequenz und Ladestromfrequenz identisch sind, tritt der oben erwähnte Messfehler hier nicht auf. Weiterhin vorteilhaft ist, im Minimum des komplexen Innenwiderstands zu laden. Leider liegt dieses bei jeder Batterie bei einer anderen Frequenz.

**[0021]** In einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung, die in Fig. 3 schematisch gezeigt ist, wird die Modulationsfrequenz auf das Minimum des komplexen Innenwiderstands der Batterie geregelt. Dazu wird die Frequenz des Oszillators (3) mit einem weiteren Oszillator (17) moduliert. Das Ausgangssignal des Verstärkers (8) wird abgegriffen und in einem weiteren Mischer (18) demoduliert, in einem Tiefpass (19) gefiltert und als Ist-Wert für den Arbeitspunktregler (20) des Oszillators (3) der Strommodulation verwendet. Der Soll-Wert des Arbeitspunktreglers ist Null.

**[0022]** Der komplexe Innenwiderstand beinhaltet neben dem Amplitudensignal auch ein Phasensignal. Durch das kapazitive und induktive Verhalten des Innenwiderstands hat dieser ein lokales Minimum, in dem das Phasensignal Null ist. In diesem Minimum muss daher die Phase des Oszillators am Eingang des Mixers nicht angepasst werden. Es ist vorteilhaft, auf die Frequenz, bei der das Minimum auftritt, zu regeln.

**[0023]** Durch Modulation der Frequenz des amplitudenmodulierten Stroms und Demodulation des resultierenden Spannungssignals kann ein Signal gewonnen werden, dass diese Regelung ermöglicht. Dabei muss die Frequenz der Frequenzmodulation klein gegen die Frequenz der Amplitudenmodulation sein, damit sie im Tiefpass (7) nicht zu stark gedämpft wird. Dessen Ausgangssignal entspricht, wie oben beschrieben, dem Produkt aus Innenwiderstand der Zelle und der Modulationsamplitude der Stromamplitudenmodulation. Entsprechend resultiert die Frequenzmodulation der Stromamplitudenmodulation in ein amplitudenmoduliertes Signal entsprechend der Frequenzabhängigkeit des Innenwiderstands der Zelle. Demoduliert und gefiltert ergibt sich entsprechend der Steigung der Widerstandskurve ein Signal mit Nulldurchgang an der Frequenz, an der der Innenwiderstand das Minimum hat. Anhand dieses Signals regelt der Regler (20) die Frequenz des Oszillators (3) auf das Minimum des komplexen Innenwiderstands.

**[0024]** In einer vorteilhaften Abwandlung der Erfindung ist die analoge Signalverarbeitung in den Komponenten (3) bis (20) durch eine digitale Signalverarbeitung ersetzt. Da der Innenwiderstand der Batterie

stark nichtlinear und damit das Optimieren der analogen Regler kompliziert ist, können beim Einsatz digitaler Signalverarbeitung nichtlineare und Fuzzy Regler eingesetzt werden

DE 10 2011 107 913 A1 2013.01.03

**ZITATE ENTHALTEN IN DER BESCHREIBUNG**

*Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde automatisiert erzeugt und ist ausschließlich zur besseren Information des Lesers aufgenommen. Die Liste ist nicht Bestandteil der deutschen Patent- bzw. Gebrauchsmusteranmeldung. Das DPMA übernimmt keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.*

**Zitierte Patentliteratur**

- DE 10261118 A1 [0005]
- DE 000019520041 A1 [0006]
- DE 102009003768 A1 [0007]

**Patentansprüche**

1. Ladegerät bestehend aus einer steuerbaren Stromquelle, an die die zu ladende Batterie angeschlossen wird, und einer Vorrichtung zur Messung der Klemmspannung der Batterie, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuerspannung der Stromquelle mit einem Modulator und einem Oszillator amplitudenmoduliert wird und das Klemmspannungssignal zum Einen in einem Mischer demoduliert, einem Tiefpass gefiltert, einem Verstärker verstärkt und an den invertierten Eingang eines Subtrahierers angeschlossen wird, zum Anderen in einem weiteren Tiefpass gefiltert und an den nicht-invertierten Eingang des Subtrahierers angeschlossen wird, dessen Ausgang dem Ist-Wert-Eingang des Ladespannungsreglers zugeführt wird, der das unmodulierte Steuersignal der Stromquelle liefert, das in einem einstellbaren Begrenzer begrenzt wird, wobei der Sollwert-Eingang des Ladespannungsreglers über einen weiteren Begrenzer, der den Soll-Wert des Spannungsreglers auf die zulässige Ladeschlussspannung der Batterie begrenzt, an den Ausgang des Temperaturreglers angeschlossen ist, an dessen Ist-Wert-Eingang das Ausgangssignal des Temperatursensors der Batterie und dessen Soll-Wert-Eingang das Signal für die Maximaltemperatur der Batterie angeschlossen wird.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Verhältnis von konstantem Strom und moduliertem Strom konstant ist.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, dass der Verstärkungsfaktor des Verstärkers dem Verhältnis von konstantem Strom und moduliertem Strom entspricht.

4. Vorrichtung nach Anspruch 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen Oszillator und Mischer ein Phasenschieber geschaltet ist.

5. Vorrichtung nach Anspruch 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Frequenz des Oszillators für die Amplitudenmodulation des Stroms von einem weiteren Oszillator moduliert wird und die demodulierte, gefilterte und verstärkte Klemmspannung der Batterie mit einem weiteren Mischer bezüglich der Frequenzmodulationsfrequenz demoduliert, in einem Tiefpass gefiltert und dem Ist-Wert-Eingang eines Frequenzreglers angeschlossen wird, dessen Ausgang das Steuersignal für den Arbeitspunkt des Oszillators für die Amplitudenmodulation des Stroms bereit stellt.

6. Vorrichtung nach Anspruch 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquelle digital gesteuert wird, die Klemmspannung der Batterie in einem Wandler digitalisiert wird und die Vorrichtungen zur Signalverarbeitung digital ausgeführt sind.

7. Verfahren zum Laden aufladbarer Batterien mit einstellbarem Ladestrom unter Verwendung der gemessenen Klemmspannung der Batterie, dadurch gekennzeichnet, dass der Ladestrom amplitudenmoduliert und die gemessene Klemmspannung demoduliert, gefiltert und verstärkt von der ausschließlich gefilterten Klemmspannung subtrahiert wird, um als Ist-Wert eines Ladespannungsreglers zu dienen, der mittels des unmodulierten Steuersignals den Arbeitspunkt der Stromquelle regelt, wobei der maximale Strom entsprechend den Vorgaben der Batterie begrenzt und der Sollwert des Ladespannungsreglers begrenzt auf die maximal zulässige Ladeschlussspannung der Batterie von einem Temperaturregler vorgegeben wird, dessen Ist-Wert aus dem Temperatursensor der Batterie und dessen Soll-Wert aus der Maximaltemperatur der angeschlossenen Batterie gewonnen wird.

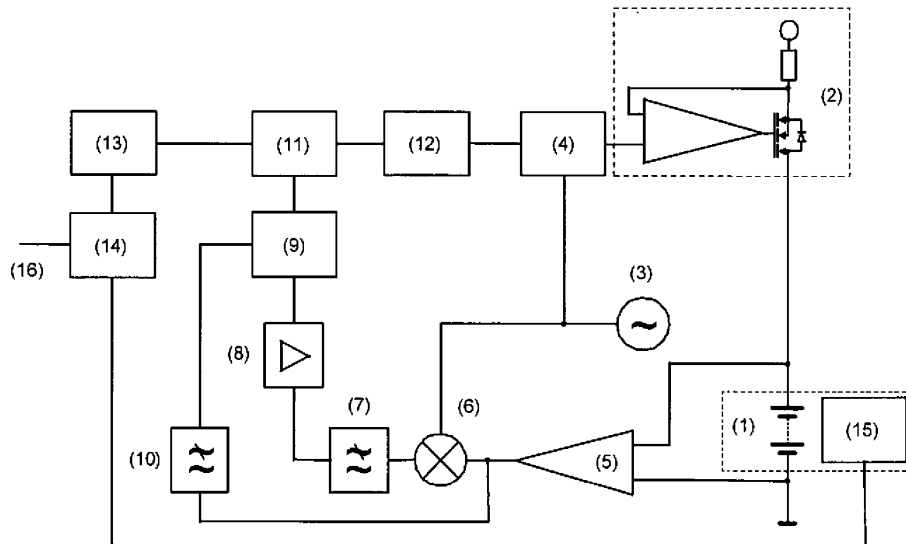
8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Phase der Oszillatorfrequenz zur Demodulation der Klemmspannung entsprechend der Phasenverschiebung in der Batterie ausgeglichen wird.

9. Verfahren nach Anspruch 7 und 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Modulationsfrequenz der Amplitudenmodulation des Stroms durch Modulation auf das Minimum des komplexen Innenwiderstands der Batterie geregelt wird, wobei das bezüglich der Amplitudenmodulation des Stroms demodulierte, gefilterte und verstärkte Klemmspannungssignal bezüglich der Frequenzmodulationsfrequenz demoduliert und gefiltert als Ist-Wert des Frequenzreglers dient.

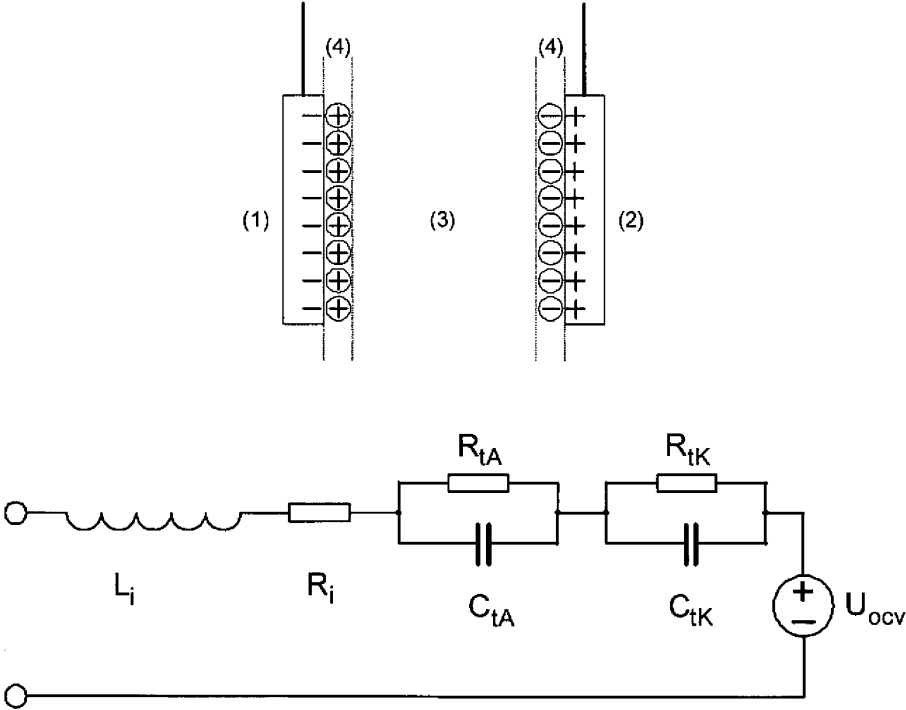
Es folgen 3 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

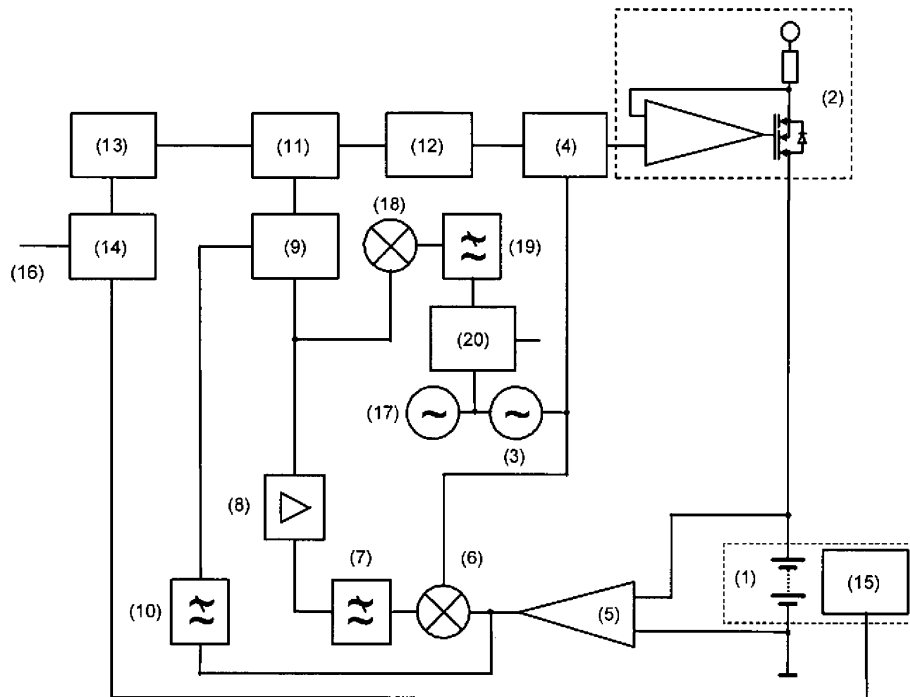
Figur 1



Figur 2



Figur 3







IPP080N03L G  
IPB080N03L G

### OptiMOS™ 3 Power-Transistor

#### Features

- Fast switching MOSFET for SMPS
- Optimized technology for DC/DC converters
- Qualified according to JEDEC<sup>1)</sup> for target applications
- N-channel, logic level
- Excellent gate charge  $\times R_{DS(on)}$  product (FOM)
- Very low on-resistance  $R_{DS(on)}$
- Avalanche rated
- Pb-free plating; RoHS compliant
- Halogen-free according to IEC61249-2-21

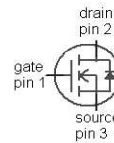
#### Product Summary

$V_{DS}$	30	V
$R_{DS(on),max}$	8.0	m $\Omega$
$I_D$	50	A



Halogen-Free

Type	IPP080N03L G	IPB080N03L G
Package	PG-TO220-3-1	PG-TO263-3
Marking	080N03L	080N03L



Maximum ratings, at  $T_j=25\text{ °C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current	$I_D$	$V_{GS}=10\text{ V}, T_C=25\text{ °C}$	50	A
		$V_{GS}=10\text{ V}, T_C=100\text{ °C}$	42	
		$V_{GS}=4.5\text{ V}, T_C=25\text{ °C}$	48	
		$V_{GS}=4.5\text{ V}, T_C=100\text{ °C}$	34	
Pulsed drain current <sup>2)</sup>	$I_{D,pulse}$	$T_C=25\text{ °C}$	350	
Avalanche current, single pulse <sup>3)</sup>	$I_{AS}$	$T_C=25\text{ °C}$	50	
Avalanche energy, single pulse	$E_{AS}$	$I_D=12\text{ A}, R_{GS}=25\text{ }\Omega$	50	mJ
Reverse diode $dv/dt$	$dv/dt$	$I_D=50\text{ A}, V_{DS}=24\text{ V}, di/dt=200\text{ A}/\mu\text{s}, T_{j,max}=175\text{ °C}$	6	kV/ $\mu\text{s}$
Gate source voltage	$V_{GS}$		$\pm 20$	V

<sup>1)</sup> J-STD20 and JESD22

Maximum ratings, at  $T_j=25\text{ °C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Power dissipation	$P_{\text{tot}}$	$T_C=25\text{ °C}$	47	W
Operating and storage temperature	$T_j, T_{\text{stg}}$		-55 ... 175	°C
IEC climatic category; DIN IEC 68-1			55/175/56	

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	

#### Thermal characteristics

Thermal resistance, junction - case	$R_{\text{thJC}}$		-	-	3.2	K/W
SMD version, device on PCB	$R_{\text{thJA}}$	minimal footprint	-	-	62	
		6 cm <sup>2</sup> cooling area <sup>4)</sup>	-	-	40	

Electrical characteristics, at  $T_j=25\text{ °C}$ , unless otherwise specified

#### Static characteristics

Drain-source breakdown voltage	$V_{\text{(BR)DSS}}$	$V_{\text{GS}}=0\text{ V}, I_{\text{D}}=1\text{ mA}$	30	-	-	V
Gate threshold voltage	$V_{\text{GS(th)}}$	$V_{\text{DS}}=V_{\text{GS}}, I_{\text{D}}=250\text{ }\mu\text{A}$	1	-	2.2	
Zero gate voltage drain current	$I_{\text{DSS}}$	$V_{\text{DS}}=30\text{ V}, V_{\text{GS}}=0\text{ V}, T_j=25\text{ °C}$	-	0.1	1	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{DS}}=30\text{ V}, V_{\text{GS}}=0\text{ V}, T_j=125\text{ °C}$	-	10	100	
Gate-source leakage current	$I_{\text{GSS}}$	$V_{\text{GS}}=20\text{ V}, V_{\text{DS}}=0\text{ V}$	-	10	100	nA
Drain-source on-state resistance <sup>5)</sup>	$R_{\text{DS(on)}}$	$V_{\text{GS}}=4.5\text{ V}, I_{\text{D}}=30\text{ A}$	-	9.5	11.9	$\text{m}\Omega$
		$V_{\text{GS}}=10\text{ V}, I_{\text{D}}=30\text{ A}$	-	6.7	8	
Gate resistance	$R_{\text{G}}$		-	1.3	-	$\Omega$
Transconductance	$g_{\text{fs}}$	$ V_{\text{DS}} >2 I_{\text{D}} R_{\text{DS(on)max}}, I_{\text{D}}=30\text{ A}$	30	59	-	S

<sup>2)</sup> See figure 3 for more detailed information

<sup>3)</sup> See figure 13 for more detailed information

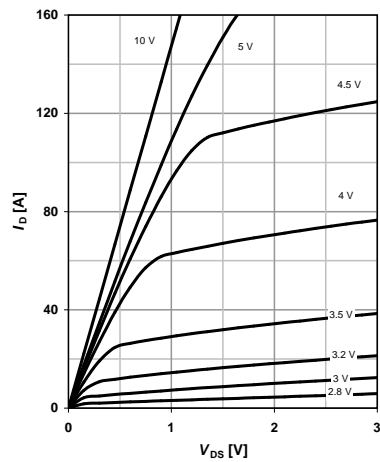
<sup>4)</sup> Device on 40 mm x 40 mm x 1.5 mm epoxy PCB FR4 with 6 cm<sup>2</sup> (one layer, 70  $\mu\text{m}$  thick) copper area for drain connection. PCB is vertical in still air.

<sup>5)</sup> Measured from drain tab to source pin

**5 Typ. output characteristics**

$I_D = f(V_{DS}); T_j = 25\text{ °C}$

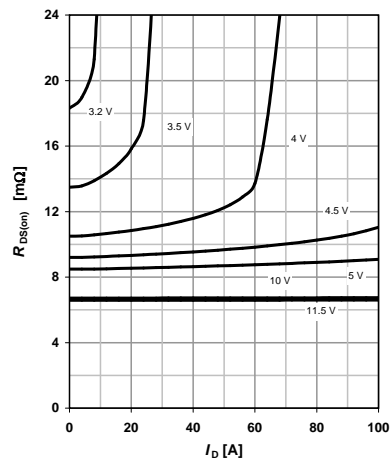
parameter:  $V_{GS}$



**6 Typ. drain-source on resistance**

$R_{DS(on)} = f(I_D); T_j = 25\text{ °C}$

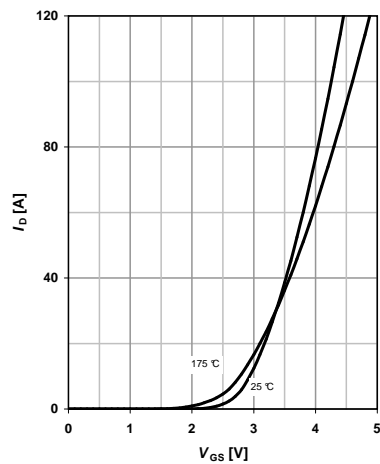
parameter:  $V_{GS}$



**7 Typ. transfer characteristics**

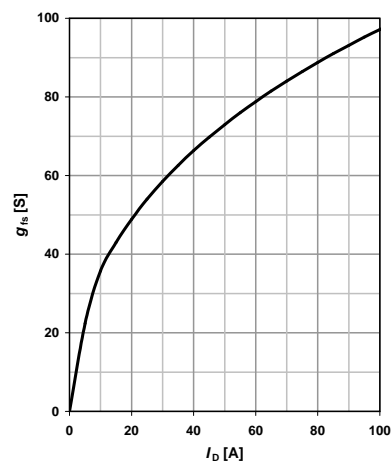
$I_D = f(V_{GS}); |V_{DS}| > 2|I_D|R_{DS(on)max}$

parameter:  $T_j$



**8 Typ. forward transconductance**

$g_{fs} = f(I_D); T_j = 25\text{ °C}$





## Low Cost Analog Multiplier

### AD633

#### FEATURES

**Four-Quadrant Multiplication**  
**Low Cost 8-Lead Package**  
**Complete—No External Components Required**  
**Laser-Trimmed Accuracy and Stability**  
**Total Error Within 2% of FS**  
**Differential High Impedance X and Y Inputs**  
**High Impedance Unity-Gain Summing Input**  
**Laser-Trimmed 10 V Scaling Reference**

#### APPLICATIONS

**Multiplication, Division, Squaring**  
**Modulation/Demodulation, Phase Detection**  
**Voltage-Controlled Amplifiers/Attenuators/Filters**

#### PRODUCT DESCRIPTION

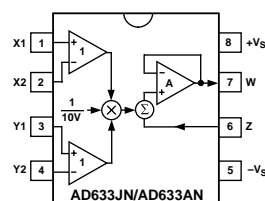
The AD633 is a functionally complete, four-quadrant, analog multiplier. It includes high impedance, differential X and Y inputs and a high impedance summing input (Z). The low impedance output voltage is a nominal 10 V full scale provided by a buried Zener. The AD633 is the first product to offer these features in modestly priced 8-lead plastic DIP and SOIC packages.

The AD633 is laser calibrated to a guaranteed total accuracy of 2% of full scale. Nonlinearity for the Y-input is typically less than 0.1% and noise referred to the output is typically less than 100  $\mu\text{V}$  rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ $\mu\text{s}$  slew rate, and the ability to drive capacitive loads make the AD633 useful in a wide variety of applications where simplicity and cost are key concerns.

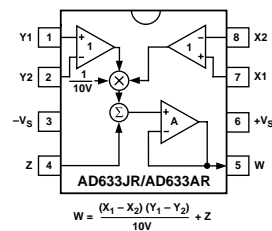
The AD633's versatility is not compromised by its simplicity. The Z-input provides access to the output buffer amplifier, enabling the user to sum the outputs of two or more multipliers, increase the multiplier gain, convert the output voltage to a current, and configure a variety of applications.

The AD633 is available in an 8-lead plastic DIP package (N) and 8-lead SOIC (R). It is specified to operate over the 0°C to +70°C commercial temperature range (J Grade) or the -40°C to +85°C industrial temperature range (A Grade).

#### CONNECTION DIAGRAMS 8-Lead Plastic DIP (N) Package



#### 8-Lead Plastic SOIC (SO-8) Package



#### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD633 is a complete four-quadrant multiplier offered in low cost 8-lead plastic packages. The result is a product that is cost effective and easy to apply.
2. No external components or expensive user calibration are required to apply the AD633.
3. Monolithic construction and laser calibration make the device stable and reliable.
4. High (10 M $\Omega$ ) input resistances make signal source loading negligible.
5. Power supply voltages can range from  $\pm 8$  V to  $\pm 18$  V. The internal scaling voltage is generated by a stable Zener diode; multiplier accuracy is essentially supply insensitive.

#### REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

**One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.**  
**Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>**  
**Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999**

Berechnung des Effektivwertes eines Stroms, bestehend aus einem Sinus- und einem Gleichanteil

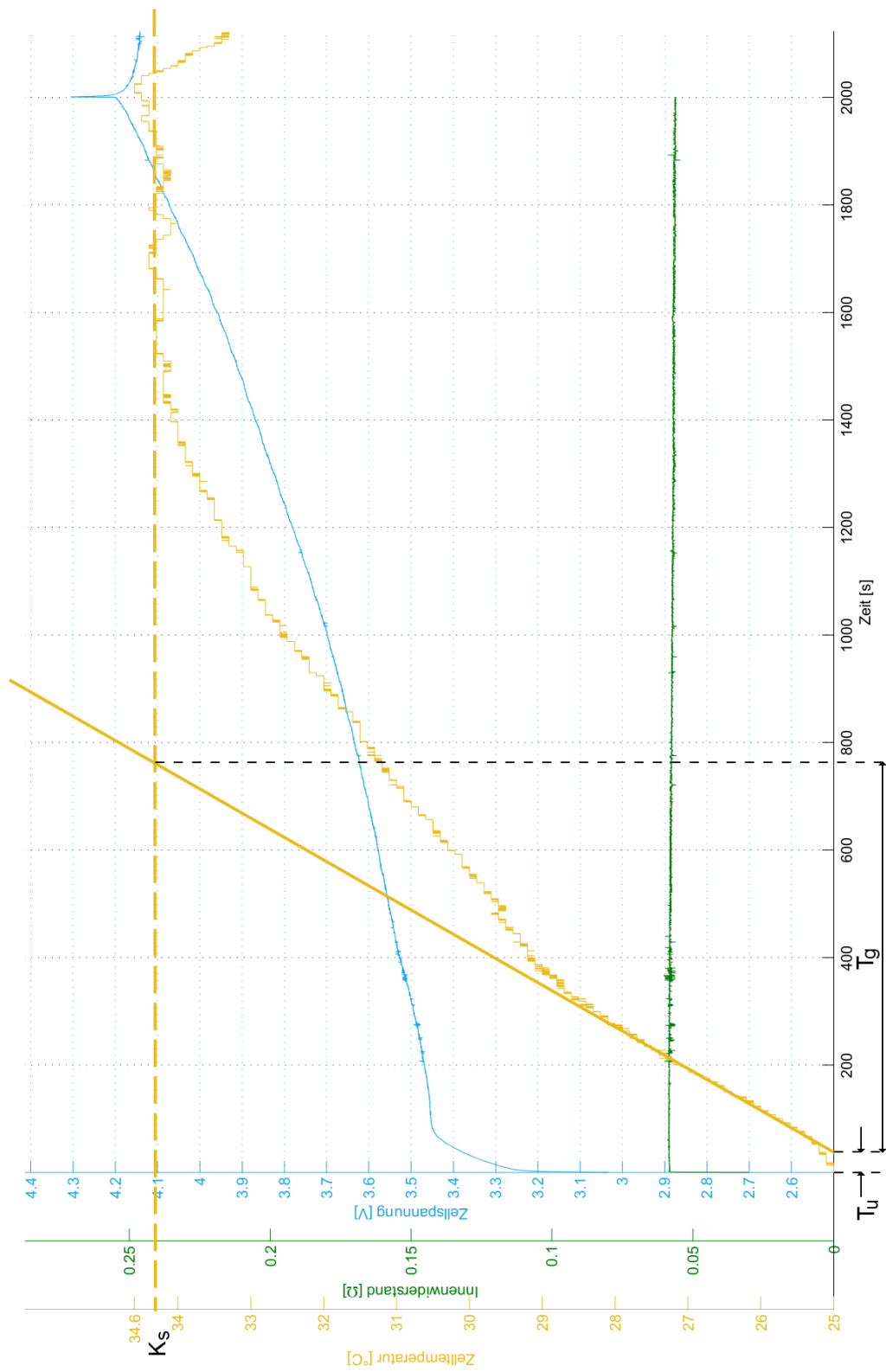
Es gilt:

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) \cdot dt}$$

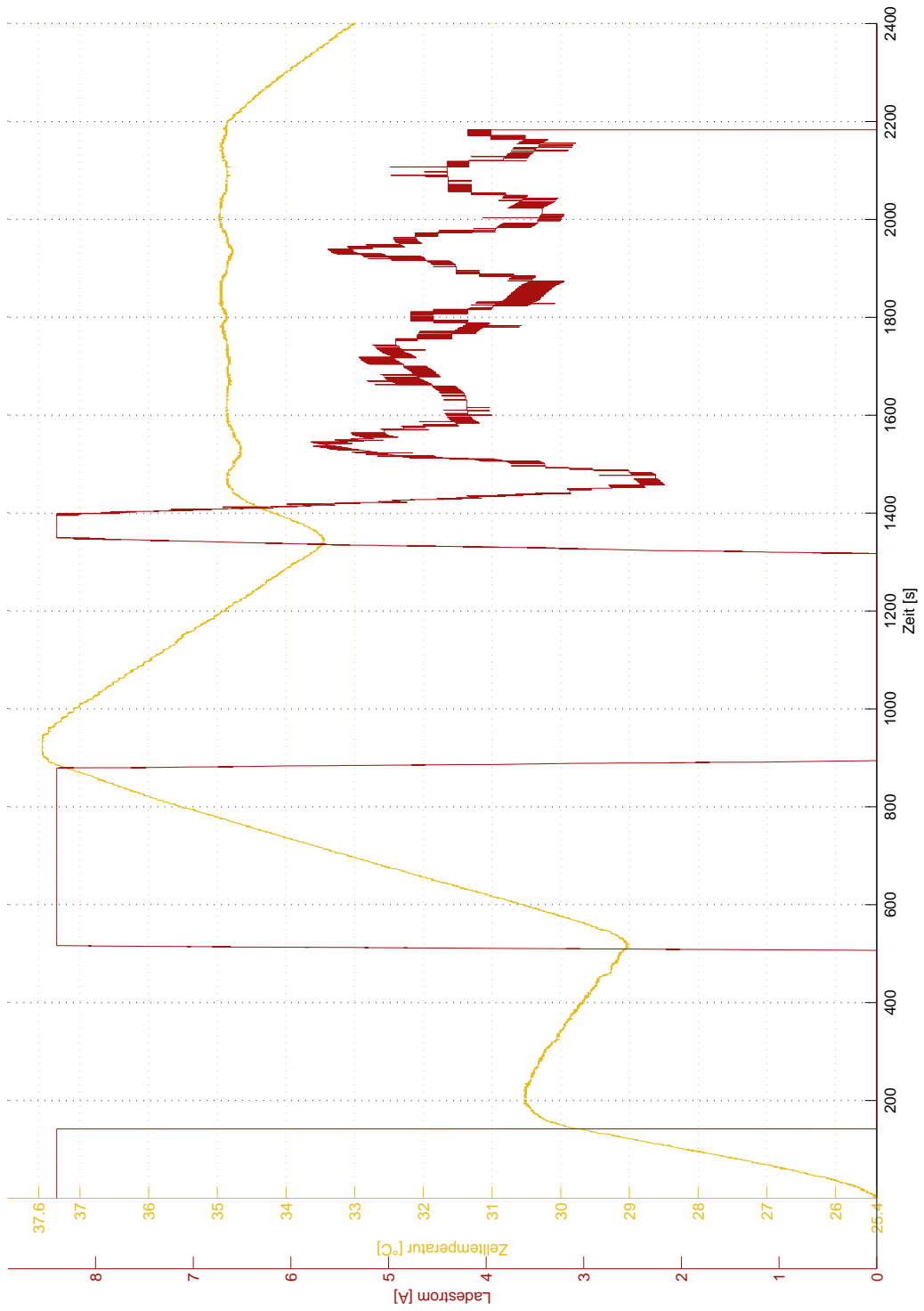
mit

$$i(t) = I_0 + I_1 \cdot \sin(\omega t)$$

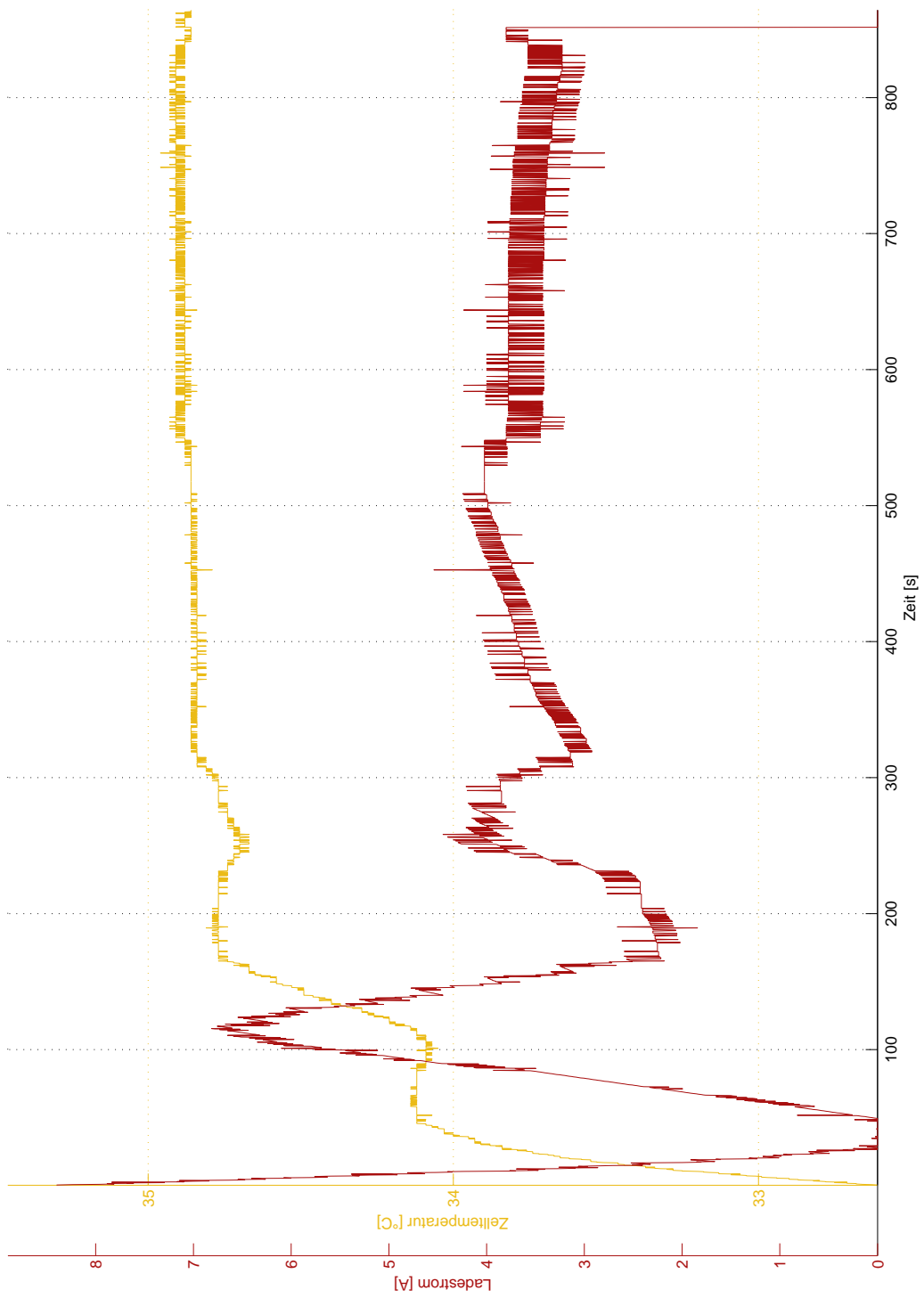
$$\begin{aligned} I_{eff}^2 &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (I_0 + I_1 \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot dt \\ &= \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^T I_0^2 \cdot dt + \int_0^T 2 \cdot I_0 \cdot I_1 \cdot \sin(\omega t) \cdot dt + \int_0^T I_1^2 \cdot \sin^2(\omega t) \cdot dt \right\} \\ &= \frac{1}{T} \cdot \left\{ I_0^2 \cdot \left[ t \right]_0^T + 2 \cdot I_0 \cdot I_1 \cdot \left[ -\cos(\omega t) \right]_0^T + I_1^2 \cdot \left[ \frac{t}{2} \right]_0^T \right\} \\ &= \frac{1}{T} \cdot \left\{ I_0^2 \cdot T + I_1^2 \cdot \frac{T}{2} \right\} \\ &= I_0^2 + \frac{I_1^2}{2} \\ I_{eff} &= \sqrt{I_0^2 + \frac{I_1^2}{2}} \end{aligned}$$



Sprungantwort nach Sprung des Ladestroms von 0 A auf 4,2 A

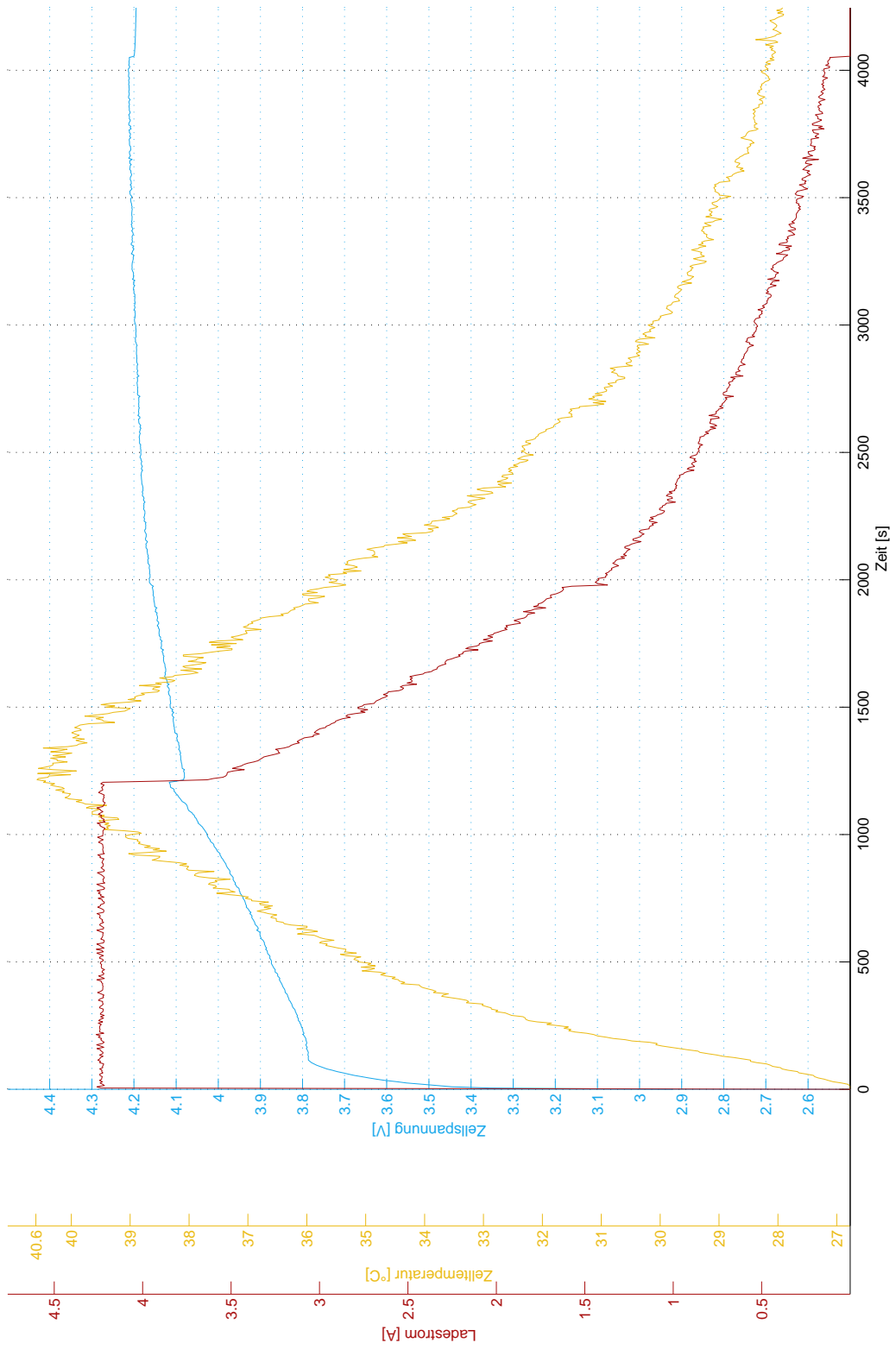


Ladeversuch mit wind-up des I-Anteils

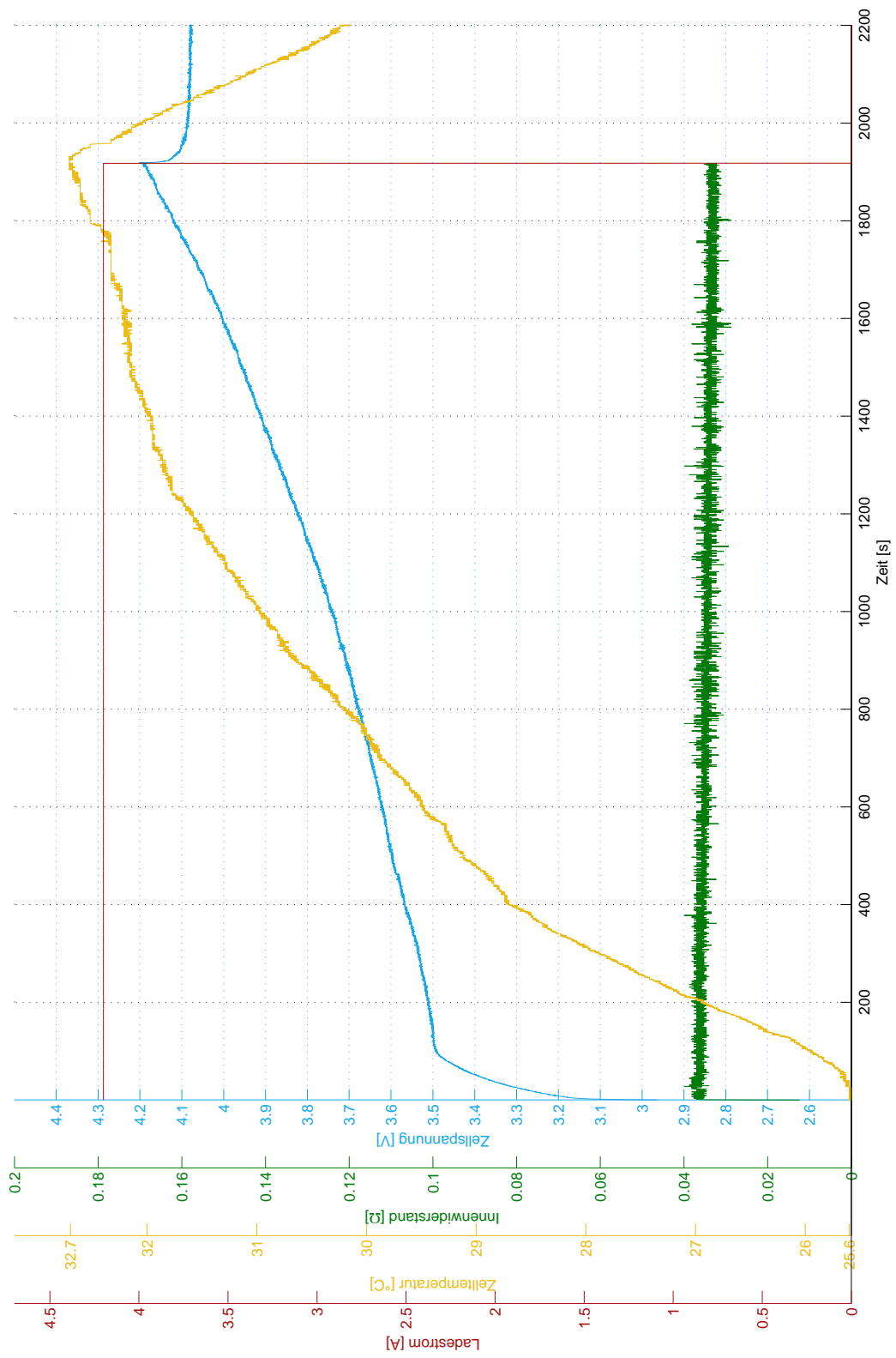


Ladeversuch mit wind-up-Korrektur

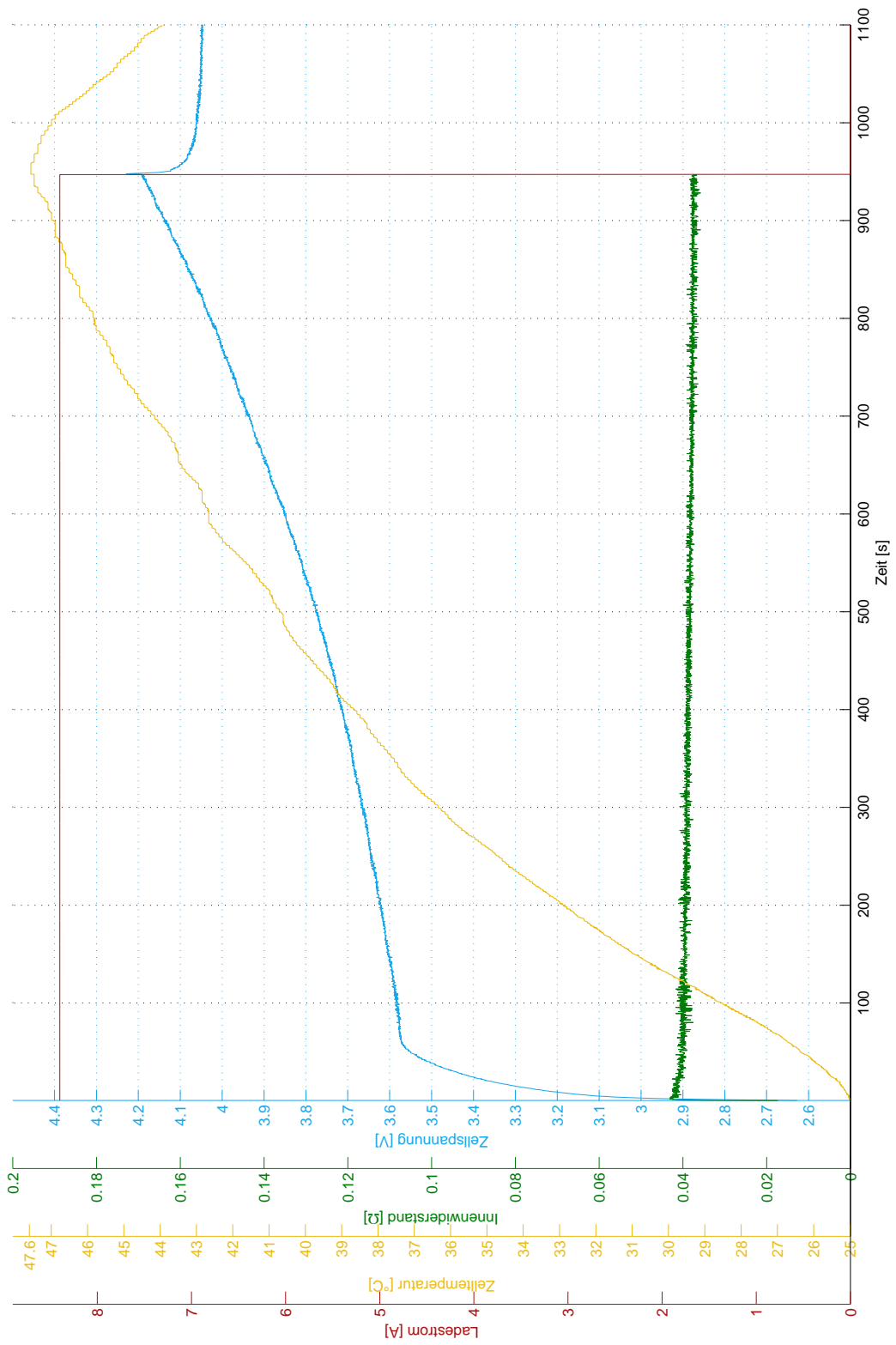




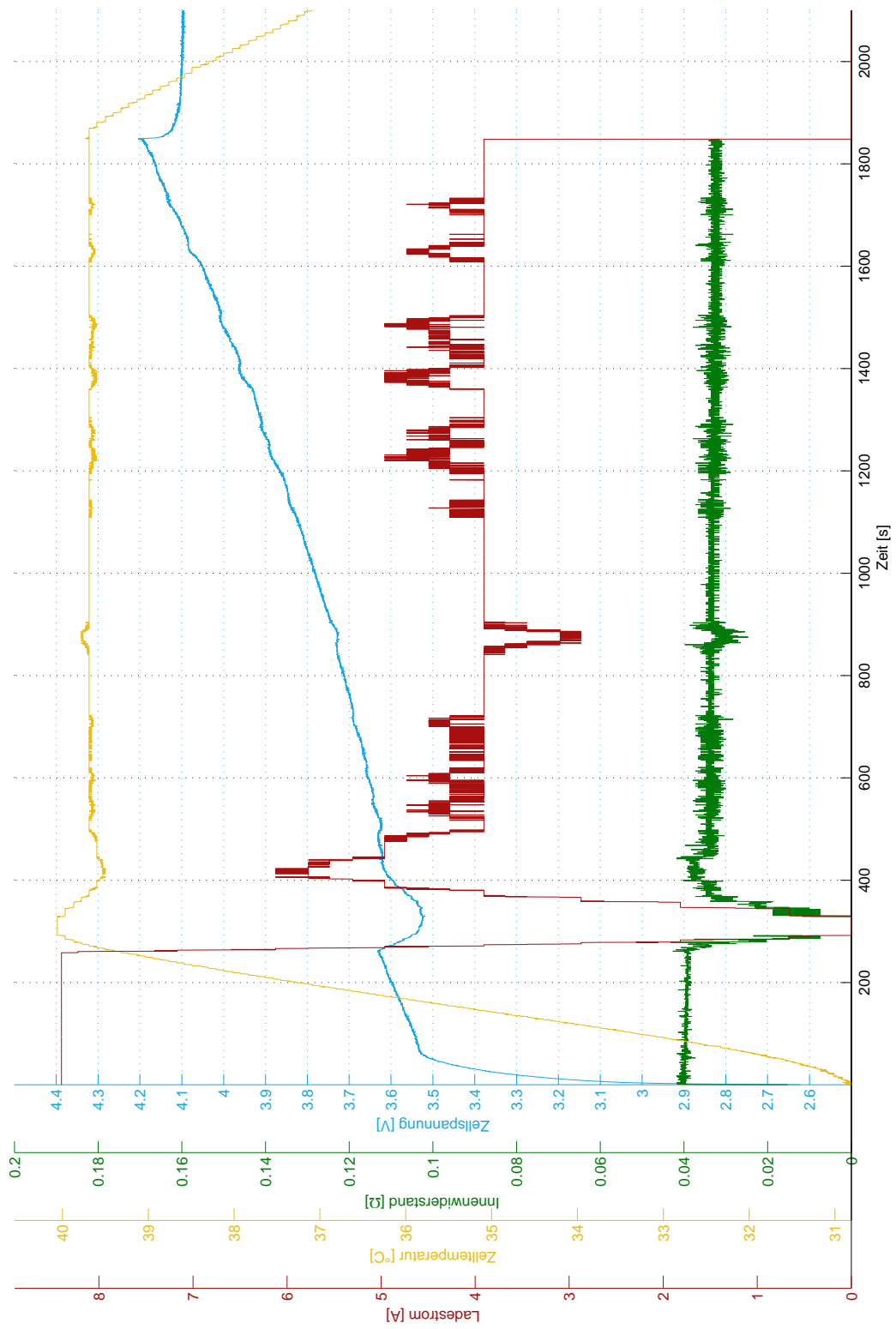
Ladevorgang mit IU-Kennlinie zur Referenzwertermittlung



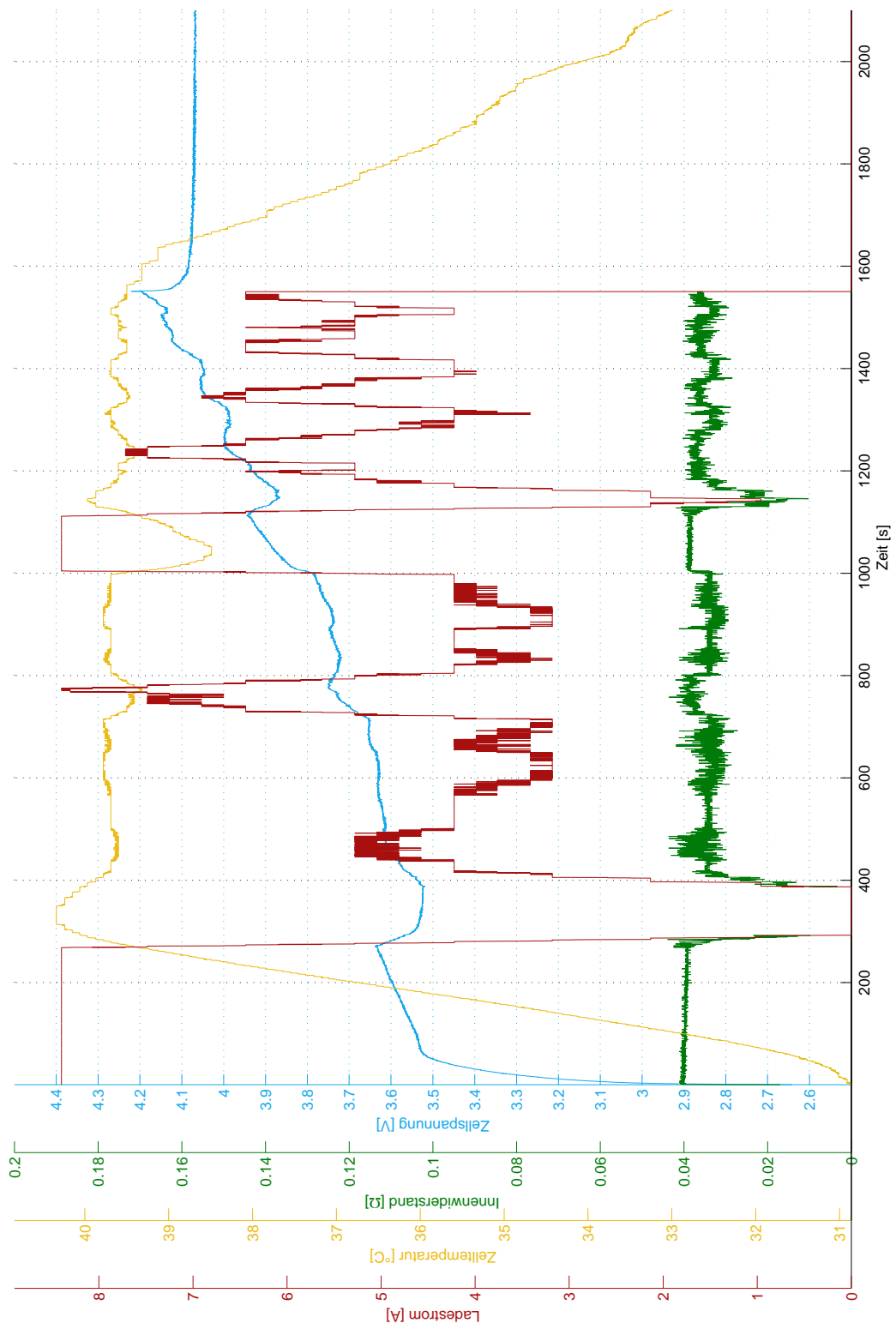
Ladevorgang mit einem Strom von 4,2 A (2C)



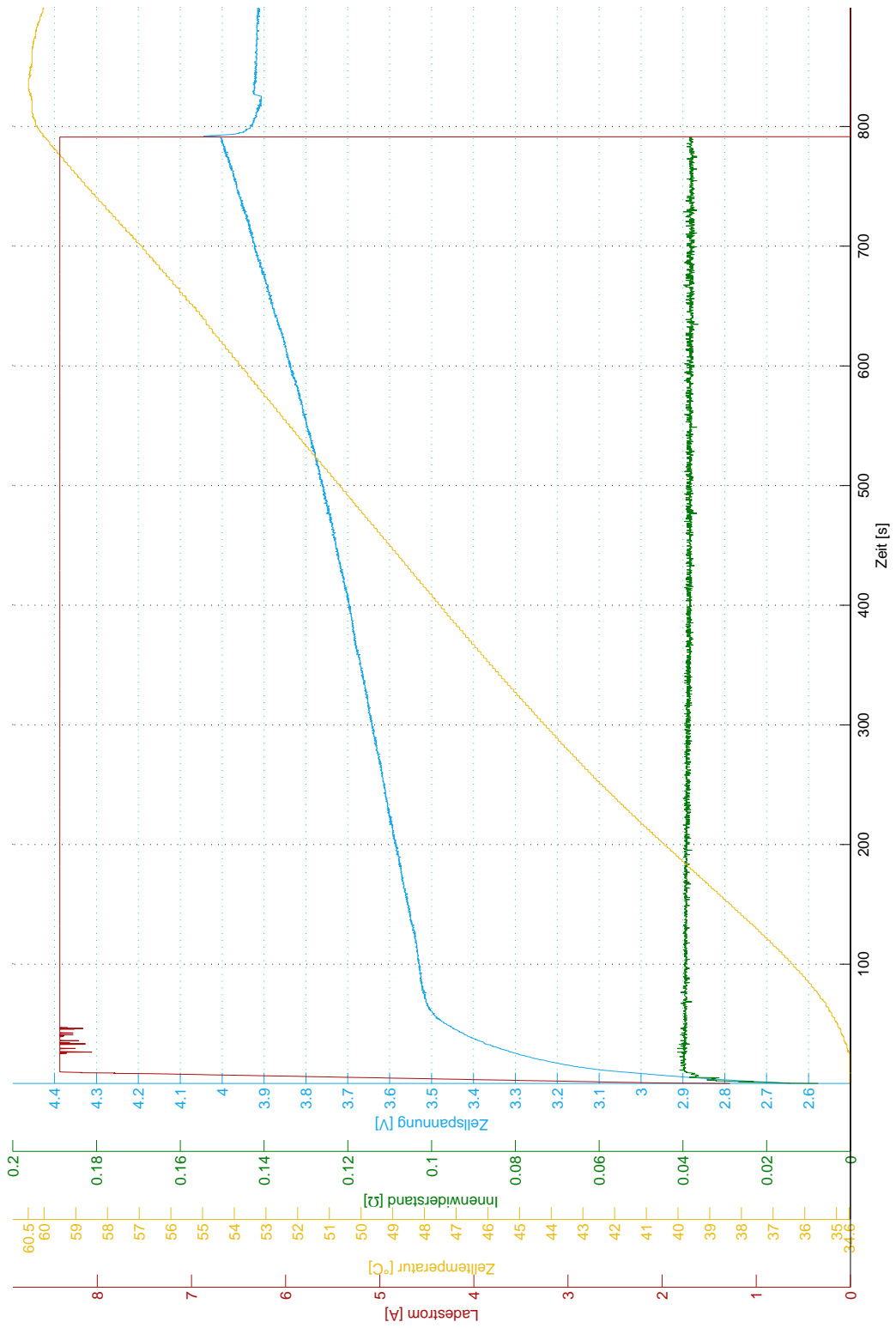
Ladevorgang mit einem Strom von 8,4 A (4C)



Verhalten des Regelkreises nach einem Führungsgrößensprung



Kennlinien des Ladereglers bei Störgrößenprüngen



Test der Sicherheitsabschaltung mit thermisch isolierter Zelle

# Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 11. März 2013

Ort, Datum

Unterschrift