

Michael Grubmüller

Entwicklung eines autonomen Batterietestsystems

Masterarbeit

Technische Universität Graz
Institut für Elektrische Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung
Institutsvorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Georg Brasseur

Betreuer: Dipl.-Ing. Dr.techn. Hannes Wegleiter
Dipl.-Ing. Dr.techn. Bernhard Schweighofer

Dezember 2013



An dieser Stelle bedanke ich mich bei meinen Betreuern am Institut für elektrische Messtechnik, welche immer ein offenes Ohr für meine Fragen und Anliegen hatten.

Großer Dank gebührt auch meiner Familie, allen voran meinen Eltern, die mich in all meinen Entscheidungen und Vorhaben unterstützen.

Ganz besonders bedanke ich mich auch bei all meinen Freunden, die während des Studiums immer für genügend Abwechslung abseits des Lernens sorgten. Vor allem gilt dieser Dank aber meiner Freundin, die bei allen meiner Hoch- und Tiefphasen während des Studiums und der Verfassung dieser Arbeit für mich da war.

Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Satutory Declaration

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/resources and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

Ort

Datum

Unterschrift

Kurzfassung

Für mobile elektrische Geräte hat sich die Batterie bereits vor Jahrzehnten als einzig praktikabler Energiespeicher durchgesetzt. Seit geraumer Zeit forscht auch die Automobilindustrie massiv an Ergänzungen zum klassischen Verbrennungskonzept. Begriffe wie E-Mobility und Hybrid Antrieb sind bereits weit verbreitet. Das Streben nach immer leistungsfähigeren Speichern stellt neue Herausforderungen an das Fahrzeuggesamtkonzept. Ein wesentlicher Punkt ist dabei die Modellierung des Energiespeichers. Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung und Evaluierung eines Systems, welches zur Parameterbestimmung einer Batterie dient. Konkret handelt sich dabei um eine Signalquelle mit einem Ausgangsstrom von ± 32 A bei einem Frequenzbereich von 0 bis 20 kHz in Verbindung mit einem hochauflösenden Messsystem zur Erfassung von Strom, Spannung und Temperatur. Zur Steuerung und weiterführenden Messdatenverarbeitung und Speicherung, ist eine Kommunikation mit einem PC vorgesehen.

Abstract

For mobile electrical devices, the battery has prevailed as the only practical energy storage decades ago. During the last years, the automotive industry is researching massively on additional concepts to the classic combustion engine. Terms such as e-mobility and hybrid cars are already in widespread use. The aim for more efficient storage systems comes up to new challenges to the overall vehicle concept. An essential point is the modeling of the energy storage system. The aim of this work is the development and evaluation of a system, which may be used for determining parameters of a battery. Specifically, it is a signal source with an output current of ± 32 A at a frequency range from 0 to 20 kHz in conjunction with a high-resolution system for measuring current, voltage and temperature. For control and further data processing and data storage, a communication with a PC is possible.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	IV
Abstract	V
Inhalt	VI
1 Einleitung	1
2 Systementwicklung	3
2.1 Hardware	3
2.1.1 Konzept	3
2.1.2 Spannungsmessung	4
2.1.3 Strommessung	13
2.1.4 Strom Sollwertvorgabe	17
2.1.5 Selbstkalibrierung	22
2.1.6 Stromregler	26
2.1.7 Leistungsendstufe	33
2.1.8 Prozessor	44
2.2 Firmware	46
2.2.1 Datenkommunikation	46
2.2.2 Firmwarekonzept	48
3 Systemevaluierung	50
3.1 Erreichte Messgenauigkeit	50
3.2 Temperaturdrift	52
3.3 Störeinfluss Lüfter	52
3.4 Evaluierung der Leistungsendstufe	53
4 Zusammenfassung	58
A Schaltpläne	59
Literatur	70

1 Einleitung

Die Batterie ist bereits seit Jahrzehnten ein etablierter Energiespeicher. Die stetig steigenden Anforderungen an mobile elektrische Geräte und den Speicher selbst, stellt Forschung und Industrie vor neue Herausforderungen. So befasst sich auch das Institut für elektrische Meßtechnik und Meßsignalverarbeitung an der TU Graz seit Jahren mit der Parametrisierung und Modellbildung von Batterien. Zur Erstellung qualitativ guter Modelle sind möglichst präzise Messwerte als Basis notwendig.

Bisher besteht der Batterieprüfstand am Institut aus einem sehr komplexen Aufbau [Gru+12]. Dieser erfüllt zwar die geforderten Spezifikationen, beinhaltet jedoch teure und große Messhardware. Oftmals sind sehr lange Messungen über mehrere Tage notwendig. Da es nur einen Aufbau am Institut gibt, können während dessen keine weiteren Messungen durchgeführt werden.

Aus diesen Gründen ist der Wunsch nach einem zusätzlichen, kompaktem Messsystem naheliegend. Folgende Anforderungen sind zu erfüllen:

- Einsatz als Zyklisierer (konstante Lade- und Entladeströme)
- Verwendung zur Impedanzspektroskopie (sinusförmige Bestromung mit variabler Frequenz)
- Temperaturmessung
- Messdatenübertragung an einen PC
- Paralleler Betrieb mehrerer Geräte an einem Rechner

Als Ausgangspunkt dieser Arbeit lag bereits ein erster Prototyp eines solchen Messsystems in Form einer bestückten Platine vor. In einem ersten Schritt wurde eine Inbetriebnahme durchgeführt und einige Schaltungsfehler behoben. In einem weiteren Schritt wurde eine Minimalfirmware für den Mikroprozessor und eine Software für den Host-Rechner zur Datenkommunikation erstellt. Somit konnte eine Verifizierung der Messgenauigkeit

durchgeführt werden. Mit Hilfe der gewonnen Erkenntnisse wurde eine weitere Hardware Version 1.0 geplant und bestückt. Da der Prototyp sehr schlechtes Verhalten bezüglich *SNR* (*Signal-to-noise-ratio*) der ADC Kanäle aufwies, wurde besonderer Wert auf ein sauberes Schaltungsdesign gelegt. Leistungsteil und Analogteil wurden auf zwei Platinen aufgeteilt. Die Überlegungen, Berechnungen und Messungen zu dieser Version werden in dieser Arbeit ausführlich erklärt. Aus diesen Erkenntnissen wurde abschließend eine Version 1.1 erstellt. Hier flossen nur mehr kleine Schaltungsänderungen ein. Das Hauptaugenmerk wurde auf die Abmessungen und das thermische Konzept gelegt, damit ein Einbau in ein Gehäuse möglich ist.

2 Systementwicklung

2.1 Hardware

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Messsystems zur Vermessung von Batterien. Hierzu ist es notwendig die zu vermessende Zelle mit Strömen verschiedener Frequenz und Amplitude zu beaufschlagen. Während dessen sind Strom und Spannung möglichst präzise zu messen. Um die Einflüsse einer Temperaturdrift bei Langzeitmessungen zu minimieren, muss das System eine Selbstkalibrierung der einzelnen Messketten durchführen können. Zusätzlich soll die Temperatur der Zelle überwacht werden.

2.1.1 Konzept

Das Messsystem wird auf zwei Funktionseinheiten, welche jeweils als eigene Platine ausgeführt sind, aufgeteilt. Abbildung 2.1 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild des Systems.

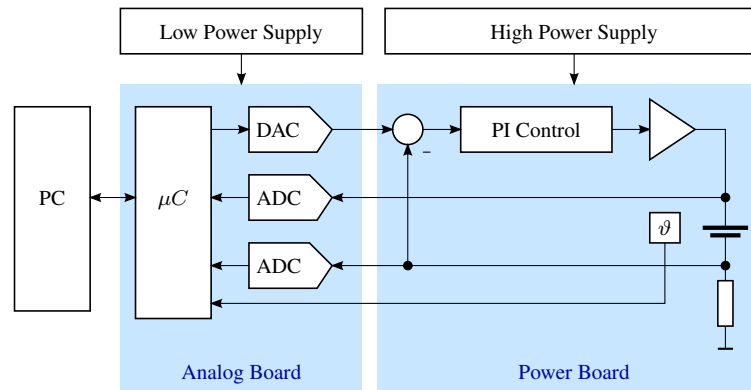


Abbildung 2.1: Blockschaltbild des Gesamtsystems.

Das *Analog Board* kann als Datenlogger mit diversen digitalen und analogen Ein- und Ausgängen angesehen werden. Zusätzliche ADC Kanäle sind bereits zur Temperaturmessung

vorkonfiguriert. Ein weiterer Kanal dient zur Messung der geräteinternen Temperatur. Die Baugruppe kann auch eigenständig, ohne das *Power Board*, verwendet und für weitere Messaufgaben adaptiert werden. Die Leistungsendstufe beinhaltet einen Stromregler und die Leistungsverstärker.

Tabelle 2.1: Anforderungen an die Messhardware.

	Parameter	Wert	Einheit
Spannungsmessung	Auflösung	24	bit
	FSR	± 5	V
	f_{data}	48	kS/s
Strommessung	Auflösung	24	bit
	FSR	± 50	A
	f_{data}	48	kS/s
Temperaturmessung	Kanäle	4	-
	Auflösung	0.1	K
	FSR	-40 bis 100	$^{\circ}\text{C}$
	f_{data}	10	S/s
Stromvorgabe	Auflösung	24	bit
	FSR	± 32	A
	Spannungsbereich	0 bis 5	V
	f_{data}	48	kS/s

Tabelle 2.1 zeigt die Anforderungen bezüglich Auflösung, Messbereich (*FSR*, *Full Scale Range*) und Abtastfrequenz f_{data} an das Messsystem. Zur Konfiguration und zum Datenaustausch kann das Gerät mit einem Rechner verbunden werden.

2.1.2 Spannungsmessung

Zur Messung der Zellspannung wird ein 24 bit Delta-Sigma ADC¹, mit differentiellem Eingang eingesetzt. Die wichtigsten Kenndaten des Bausteins sind in Tabelle 2.2 aufgelistet.

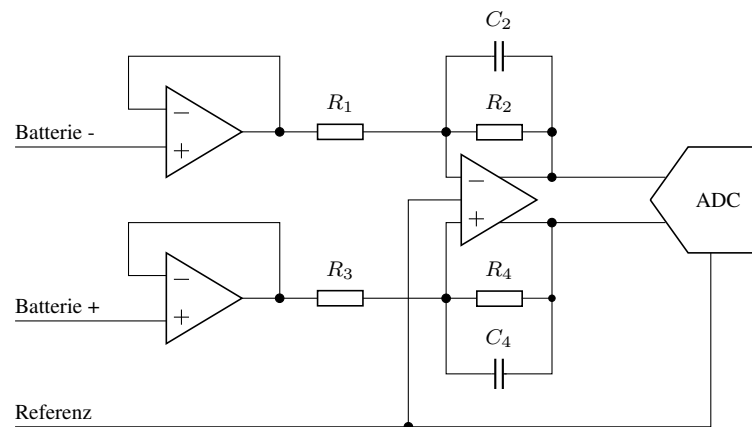
Um präzise Messergebnisse zu erreichen, wird ein besonderes Augenmerk auf die analoge Signalverarbeitung gelegt. Der ADC ist über einen *Fully Differential Amplifier* an den Umsetzer angebunden. Um einen hohen Eingangswiderstand zu Erreichen werden dem

¹Typ: Texas Instruments ADS1271

Tabelle 2.2: Kenndaten des ADC (typische Werte bei $f_{data} = 48 \text{ kHz}$).

Parameter	Wert	Einheit
Auflösung	24	bit
FSR	$\pm U_{REF}$	
Offset Drift	1.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Rauschspannung	9	V_{RMS}
SNR	106	dBFS
Gruppenlaufzeit	792	μs
Einstellzeit	1.58	ms

Differenzverstärker Spannungsfolger vorgeschaltet. Abbildung 2.2 zeigt die vereinfachte Beschaltung des ADCs.

**Abbildung 2.2:** ADC mit Impedanzwandler und *Fully Differential Amplifier* am Eingang.

Erreichbare Auflösung

Um eine möglichst hohe effektive ADC Auflösung zu erhalten, muss das zusätzlich eingebrachte Rauschen der Eingangsverstärker gering gehalten werden. Als Richtwert dient die Rauschspannung des ADC selbst. Eine detaillierte Erläuterung zum Einsatz von Differenzverstärkern und die Herleitung der Ausgangsrauschspannung kann in [Kar02] nachgeschlagen werden. Für die weiteren Betrachtungen in dieser Arbeit können bereits folgende Vereinfachungen getroffen werden:

- Symmetrische Rückkopplung.
- Der Differenzverstärker wird deutlich unter der Transitfrequenz betrieben

Somit kann die Auswirkung der einzelnen Rauschquellen auf den Verstärkerausgang wie folgt berechnet werden:

$$e_{i,out} = \frac{2 i_{in,Diffamp} R_{eq}}{\beta} \quad (2.1)$$

$$e_{u,out} = \frac{e_{in,Diffamp}}{\beta} \quad (2.2)$$

$$e_{Rg,out} = \frac{2 e_{Rg}(1 - \beta)}{\beta} \quad (2.3)$$

$$e_{Rf,out} = 2 e_{Rf} \quad (2.4)$$

Dabei stellen $e_{i,out}$ und $e_{u,out}$ die auf den Ausgang bezogenen Rauschquellen $i_{in,Diffamp}$ und $e_{in,Diffamp}$ dar. Die Rauschdichten $e_{Rg,out}$ und $e_{Rf,out}$ beschreiben das Widerstandsrauschen der Operationsverstärkerbeschaltung. Die Hilfsgrößen β und R_{eq} berechnen sich wie folgt:

$$\beta = \frac{R_g}{R_g + R_f} \quad (2.5)$$

$$R_{eq} = \frac{R_g R_f}{R_g + R_f} \quad (2.6)$$

Für das Widerstandsrauschen gilt folgende Formel:

$$e_{Rx} = \sqrt{4 k T R_x} \quad (2.7)$$

Für k ist die Boltzmann Konstante², für T die absolute Temperatur und für R_x der jeweilige Widerstand einzusetzen. Für alle folgenden Berechnungen wird $T = 300$ K (Raumtemperatur) verwendet. Die Rauschdichte der vorgeschalteten Impedanzwandler wird als Eingangsrauschen berücksichtigt:

$$e_{Preamp,out} = \frac{e_{in,Preamp}}{\beta} \quad (2.8)$$

Da die einzelnen Rauschquellen nicht korrelieren, werden diese quadratisch addiert um die gesamte Rauschdichte zu erhalten. Aufgrund der symmetrischen Rückkopplung geht das Rauschen der Common-Mode Spannung nicht in das Ausgangsrauschen ein.

$$e_{out} = \sqrt{2 e_{i,out}^2 + e_{u,out}^2 + 2 e_{Rg,out}^2 + 2 e_{Rf,out}^2 + 2 e_{preamp,out}^2} \quad (2.9)$$

² $k = 1.380\,648\,8 \times 10^{-23}$ J/K (National Institute of Standards and Technology)

Um den Effektivwert E_{out} der Rauschspannung zu erhalten, muss die Rauschdichte e_{out} noch mit der Quadratwurzel der Bandbreite B multipliziert werden.

$$E_{out} = e_{out}\sqrt{B} \quad (2.10)$$

Da bei Delta-Sigma Wandlern Überabtastung und Rauschformung verwendet wird, arbeiten diese mit sehr hohen Abtastfrequenzen. Bei dem verwendeten ADC ergibt sich bei der verwendeten Datenrate $f_{data} = 48$ kS/s eine tatsächliche Abtastfrequenz $f_{mod} = 3$ MHz. Somit müssen alle Frequenzanteile größer 1.5 MHz aus dem Signal entfernt werden. Bei Anti Alias Filtern erster Ordnung ist die Grenzfrequenz somit mindestens um den Faktor 10 unter dieser Frequenz anzusetzen, um zumindest eine Dämpfung von 20dB zu erhalten. Die Reduktion der Bandbreite hat ebenso eine Verringerung der effektiven Rauschspannung zur Folge. Der Rückkopplungswiderstand und der zugehörige Kondensator bilden einen Tiefpass erster Ordnung mit einer Grenzfrequenz f_g bei:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_f C} \quad (2.11)$$

Für Filter erster Ordnung ist die äquivalente Rauschbandbreite B wie folgt zu berechnen [siehe TS02, Kapitel 4.2.4]:

$$B = \frac{\pi}{2} f_g \approx 1.57 f_g \quad (2.12)$$

Die Grenzfrequenz f_g wird eine Dekade über der maximalen Signalfrequenz angesetzt. Folglich ergibt sich ein guter Kompromiss bei dem das Nutzsinal bei der maximalen Frequenz möglich wenig gedämpft, die Bandbreite jedoch klein gehalten wird. Um die Rauschspannung der gesamten Spannungsmesskette zu erhalten muss nun noch das Eigenrauschen des ADC quadratisch addiert werden.

$$E_{Gesamt} = \sqrt{E_{out}^2 + E_{ADC}^2} \quad (2.13)$$

Durch eine anschließende Division des Wertes durch die Verstärkung A_U kann der Wert als Rauschen der Eingangsgröße ausgedrückt werden:

$$U_{Bat,Noise} = \frac{E_{Gesamt}}{A_U} \quad (2.14)$$

Die Spannungsverstärkung A_U berechnet sich aus dem Verhältnis von Rückkopplungswiderstand R_f zu Eingangswiderstand R_g .

$$A_U = \frac{R_f}{R_g} \quad (2.15)$$

Für die Berechnung des Signal-to-Noise Verhältnisses gilt allgemein:

$$\text{SNR} = 10 \log \left(\frac{P_{Signal}}{P_{Noise}} \right) \quad (2.16)$$

$$= 20 \log \left(\frac{U_{Signal}}{U_{Noise}} \right) \quad (2.17)$$

Wird als Signal nun eine Schwingung mit voller Aussteuerung angenommen so ergibt sich:

$$\text{SNR} = 20 \log \left(\frac{\frac{\text{FSR}/2}{\sqrt{2}}}{E} \right) \quad (2.18)$$

$$= 20 \log \left(\frac{\text{FSR}}{\sqrt{8} E} \right) \quad (2.19)$$

$$\approx 20 \log \left(\frac{\text{FSR}}{E} \right) - 9 \quad (2.20)$$

Für das SNR eines idealen Quantisierers gilt [siehe OS07, Kapitel 4.8.2]:

$$\text{SNR} = 6.02 N + 10.8 - 20 \log \left(\frac{X_m}{\sigma_x} \right) \quad (2.21)$$

Wobei N der Anzahl der Bits, X_m dem Aussteuerbereich und σ_x der Varianz des Nutzsignals entspricht. Geht man wiederum von einem Sinussignal mit einer Spitze-Spitze Spannung von FSR aus, so lässt sich die Beziehung weiter vereinfachen:

$$\text{SNR} = 6.02 N + 10.8 - 20 \log \left(\frac{\text{FSR}}{\frac{\text{FSR}/2}{\sqrt{2}}} \right) \quad (2.22)$$

$$\approx 6.02 N + 1.76 \quad (2.23)$$

Somit ist es nun möglich die effektive Anzahl an Bits (*ENOB*, *Effective Number of Bits*) der gesamten Messkette abzuschätzen:

$$N = \frac{\text{SNR} - 1.76}{6.02} \approx \text{ENOB} \quad (2.24)$$

Tabelle 2.3 zeigt die somit errechneten Werte für die Spannungsmesskette bei Raumtemperatur $T = 300 \text{ K}$.

Schaltungsdesign

Um die theoretisch berechnete Genauigkeit zu erreichen müssen grundlegende schaltungs-technische Regeln berücksichtigt werden:

- Ausreichend und gut platzierte Abblockkondensatoren vorsehen
- Digitalleitungen von Analogeneinheiten fern halten

Tabelle 2.3: Evaluierung der Spannungsmesskette.

Parameter	Einheit	Wert
Beschaltung		
R_g	$k\Omega$	2
R_f	$k\Omega$	1
C	pF	560
A_U	-	0.5
Filter		
f_g	kHz	284.2
B	kHz	446.4
Datenblattwerte		
$i_{in,Diffamp}$	pA/\sqrt{Hz}	0.4
$e_{in,Diffamp}$	nV/\sqrt{Hz}	1.3
$e_{in,Preamp}$	nV/\sqrt{Hz}	3.3
E_{ADC}	μV	9
Rauschen am Differenzverstärkerausgang		
$e_{i,out}$	nV/\sqrt{Hz}	0.4
$e_{u,out}$	nV/\sqrt{Hz}	2.0
$e_{Rg,out}$	nV/\sqrt{Hz}	2.9
$e_{Rf,out}$	nV/\sqrt{Hz}	4.1
$e_{Preamp,out}$	nV/\sqrt{Hz}	3.3
e_{out}	nV/\sqrt{Hz}	8.7
E_{out}	μV	5.8
Evaluierung der Messkette		
E_{Gesamt}	μV	10.7
SNR	dB	104.4
ENOB	bit	17.0
$U_{Bat,Noise}$	μV	21.4

- Serienwiderstände in Digitalleitungen vorsehen
- Langsamst-mögliche Taktsignale verwenden, geringst-mögliche Flankensteilheit verwenden
- Verwendung einer 4-Lagen Platine, falls möglich

Temperaturdrift

Leistungsteil und Analogteil befinden sich zwar auf zwei getrennten Platinen, sind jedoch im selben Gehäuse verbaut. Es ist daher abzuschätzen wie sehr die Abwärme des Leistungsteils die Messung beeinträchtigt. Hierfür werden die Offset Drift der Operationsverstärker, die Drift der Referenz und des ADCs berücksichtigt.

$$\begin{aligned} \Delta U_{ADC,U} = & 2 \Delta U_{0,Preamp} A_U + \Delta U_{0,Diffamp} A_U + U_{Bat} \frac{\Delta A_U}{A_U} A_U \\ & + \Delta U_{Ref} + \Delta U_{0,Ref,OPV} + \Delta U_{0,ADC} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Die einzelnen Werte der Offset Drift $\Delta U_{0,Preamp}$, $\Delta U_{0,Diffamp}$, $\Delta U_{0,Ref,OPV}$ und $\Delta U_{0,ADC}$ können einfach aus den jeweiligen Datenblättern entnommen werden. Die Verstärkung A_U wird über das Rückkopplungsnetzwerk R_f zu R_g bestimmt. Diese werden als Präzisionsarray ausgeführt. Der Wert für $\Delta A_U/A_U$ entspricht der *TCR Tracking* Angabe aus dem Datenblatt des Widerstandsarrays. Der somit erhaltene Wert $\Delta U_{ADC,U}$ gibt die Drift am Eingang des ADCs an. Um die Drift des tatsächlichen Messwertes zu erhalten, muss der gesamte Term durch die Verstärkung dividiert werden.

$$\begin{aligned} \Delta U_{Bat} = & 2 \Delta U_{0,Preamp} + \Delta U_{0,Diffamp} + U_{Bat} \frac{\Delta A_U}{A_U} \\ & + \frac{1}{A_U} (\Delta U_{Ref} + \Delta U_{0,Ref,OPV} + \Delta U_{0,ADC}) \end{aligned} \quad (2.26)$$

Tabelle 2.4 zeigt eine Übersicht der Datenblattwerte und das Ergebnis der Berechnung.

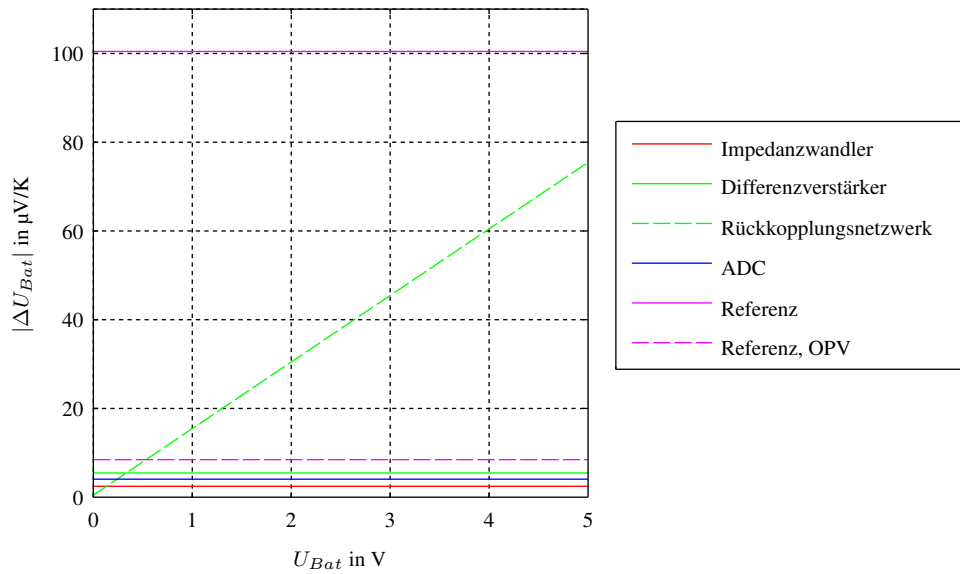
Abbildung 2.3a zeigt die Messabweichung pro Kelvin in Abhängigkeit der zu messenden Batteriespannung. Es ist dabei zu sehen, dass die Drift im Wesentlichen von der Qualität der Referenz und des Widerstandsarrays abhängig ist. Aus diesem Grund ist für eine weitere Hardwareversion ein Referenzbaustein mit besserem Temperaturverhalten vorgesehen (siehe Abbildung 2.3b). Laut Herstellerangaben³ gibt es auch bessere Widerstandsarrays, diese können jedoch von keinem der zur Verfügung stehenden Distributoren geliefert werden.

³Typ: Vishay ACAS 0606

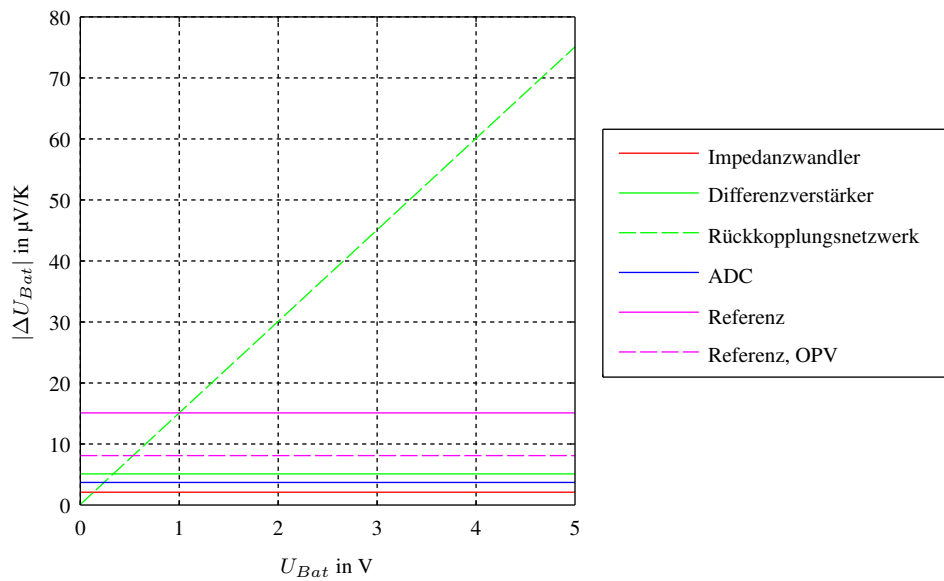
Tabelle 2.4: Datenblattwerte und Ergebnisse zur Berechnung der Temperaturdrift der Spannungsmesskette.

Parameter	Einheit	Wert
Verstärker		
$\Delta U_{0,Preamp}$	$\mu\text{V/K}$	1
$\Delta U_{0,Diffamp}$	$\mu\text{V/K}$	5
Widerstandsnetzwerk		
$\Delta A_U/A_U$	ppm/K	15
ADC		
$\Delta U_{0,ADC}$	$\mu\text{V/K}$	1.8
Referenzspannung		
$\Delta U_{Ref,v1.0}$ ^a	$\mu\text{V/K}$	50
$\Delta U_{Ref,v1.1}$ ^b	$\mu\text{V/K}$	7.5
OPV zu Pufferung der Referenzspannung		
$\Delta U_{0,Ref,OPV}$	$\mu\text{V/K}$	4
Temperaturdrift der Spannungsmesskette		
$\Delta U_{Bat,v1.0}$	$\mu\text{V/K}$	$118.6 + U_{Bat} \cdot 15 \times 10^{-6}$
$\Delta U_{Bat,v1.1}$	$\mu\text{V/K}$	$33.6 + U_{Bat} \cdot 15 \times 10^{-6}$

^a Typ: Texas Instruments REF1004^b Typ: Maxim Integrated MAX6126A



(a) Prototyp (Hardware Version 1.0).



(b) Verwendung einer besseren Referenzquelle (Hardware Version 1.1).

Abbildung 2.3: Temperaturdrift der Spannungsmesskette.

2.1.3 Strommessung

Die Messung des Batteriestroms erfolgt über einen Messshunt. Für ADC und Differenzverstärker werden die gleichen Bausteine wie bei der Spannungsmessung eingesetzt. Abbildung 2.4 zeigt die Beschaltung.

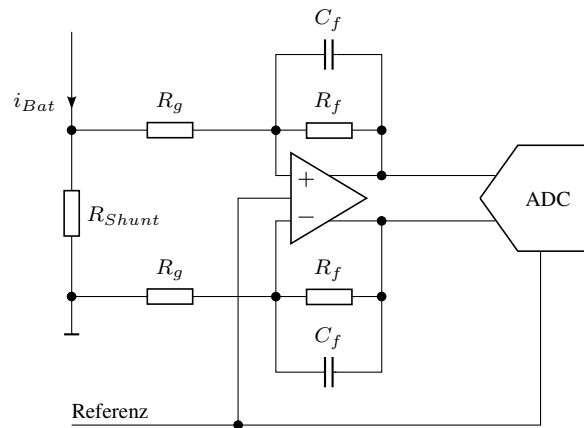


Abbildung 2.4: ADC mit Differenzverstärker und Shunt.

Erreichte Auflösung

Da die Schaltung identisch zur Spannungsmessung aufgebaut ist, werden an dieser Stelle nur die Ergebnisse der Rauschberechnung aufgelistet (Tabelle 2.5). Zur Erklärung der Rechenschritte sei auf Kapitel 2.1.2 verwiesen. Das Widerstandsrauschen des Shunt muss hier als zusätzliches Eingangsrauschen berücksichtigt werden.

Temperaturdrift

Auch hier gelten wiederum die gleichen Überlegungen wie für die Spannungsmesskette.

$$\begin{aligned} \Delta U_{ADC,I} = & I_{Bat} \Delta R_{Shunt} A_I + \Delta U_{0,Diffamp} A_I + I_{Bat} R_{Shunt} \frac{\Delta A_I}{A_I} A_I \\ & + \Delta U_{Ref} + \Delta U_{0,Ref,OPV} + \Delta U_{0,ADC} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Tabelle 2.5: Evaluierung der Strommesskette.

Parameter	Einheit	Wert
Beschaltung		
R_{Shunt}	$m\Omega$	10
R_g	$k\Omega$	1
R_f	$k\Omega$	5
C	pF	120
A_I	-	5
Filter		
f_g	kHz	265.3
B	kHz	416.7
Datenblattwerte		
$i_{in,Diffamp}$	pA/\sqrt{Hz}	0.4
$e_{in,Diffamp}$	nV/\sqrt{Hz}	1.3
E_{ADC}	μV	9
Rauschen am Differenzverstärkerausgang		
$e_{i,out}$	nV/\sqrt{Hz}	2.0
$e_{u,out}$	nV/\sqrt{Hz}	7.8
$e_{Rg,out}$	nV/\sqrt{Hz}	20.4
$e_{Rf,out}$	nV/\sqrt{Hz}	9.1
$e_{Shunt,out}$	pV/\sqrt{Hz}	77.2
e_{out}	nV/\sqrt{Hz}	32.6
E_{out}	μV	21.0
Evaluierung der Messkette		
E_{Gesamt}	μV	22.9
SNR	dB	97.8
ENOB	bit	15.9
$I_{Bat,Noise}$	μA	457.8

Um die Drift im Wertebereich der Eingangsgröße auszudrücken muss der Term durch die Verstärkung und den Widerstandswert des Shunt dividiert werden.

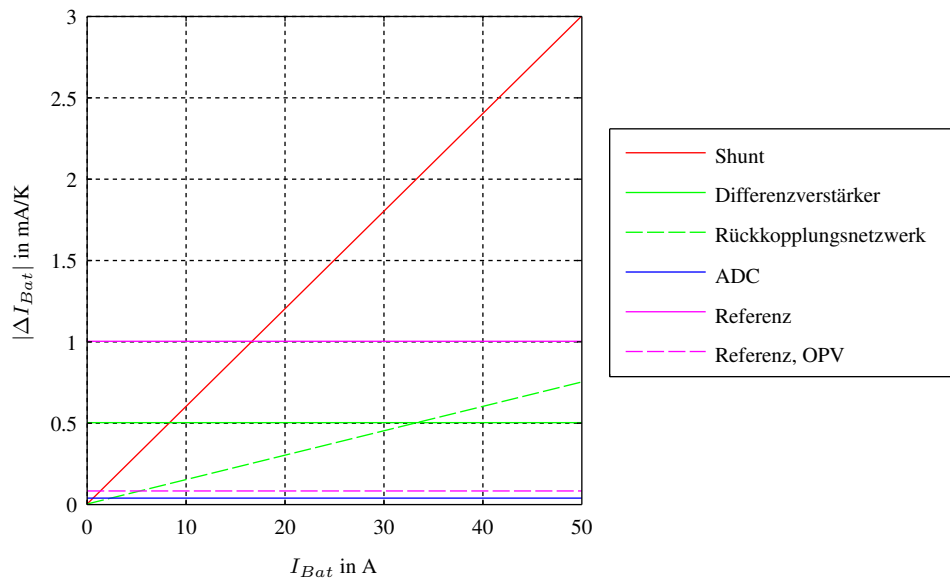
$$\Delta I_{Bat} = \frac{1}{R_{Shunt}} \left(I_{Bat} \Delta R_{Shunt} + \Delta U_{0,Diffamp} + I_{Bat} R_{Shunt} \frac{\Delta A_I}{A_I} + \frac{1}{A_I} (\Delta U_{Ref} + \Delta U_{0,Ref,OPV} + \Delta U_{0,ADC}) \right) \quad (2.28)$$

Tabelle 2.6 zeigt die benötigten Werte aus den Datenblättern und das Ergebnis der Berechnung. Abbildung 2.5 veranschaulicht den Einfluss der einzelnen Größen auf die gesamte Drift der Messkette.

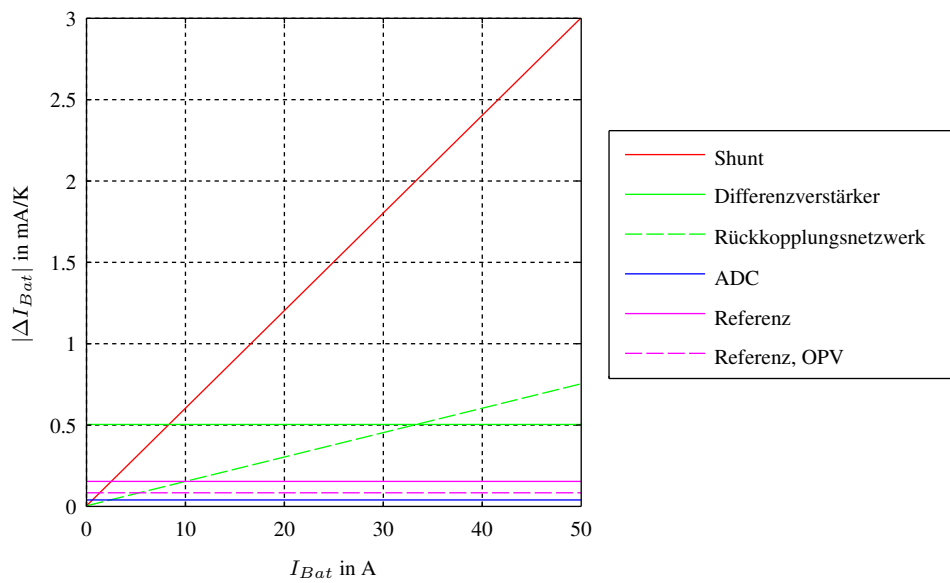
Tabelle 2.6: Datenblattwerte und Ergebnisse zur Berechnung der Temperaturdrift der Strommesskette.

Parameter	Einheit	Wert
Shunt		
$\Delta R_{Shunt}/R_{Shunt}$	ppm/K	60
Verstärker		
$\Delta U_{0,Diffamp}$	$\mu\text{V/K}$	5
Rückkopplungsnetzwerk		
$\Delta A_I/A_I$	ppm/K	15
ADC		
$\Delta U_{0,ADC}$	$\mu\text{V/K}$	1.8
Referenzspannung		
$\Delta U_{Ref,v1.0}$	$\mu\text{V/K}$	50
$\Delta U_{Ref,v1.1}$	$\mu\text{V/K}$	7.5
OPV zu Pufferung der Referenzspannung		
$\Delta U_{0,Ref,OPV}$	$\mu\text{V/K}$	4
Temperaturdrift der Strommesskette		
$\Delta I_{Bat,v1.0}$	mA/K	$1.62 + I_{Bat} \cdot 75 \times 10^{-6}$
$\Delta I_{Bat,v1.1}$	mA/K	$0.77 + I_{Bat} \cdot 75 \times 10^{-6}$

Da am Shuntwiderstand Verlustleistungen von über 10 W auftreten können, ist anzunehmen, dass sich dieser stärker erwärmt als die restliche Elektronik. Abbildung 2.6 zeigt eine Kennlinienschar für verschiedene Shunt Temperaturen. Es ist zu sehen dass die Temperatur des Shunts sehr großen Einfluss auf die Gesamtdrift hat. Aus diesem Grund ist eine Temperaturfühler direkt am Widerstand vorgesehen um die Drift rechnerisch zu korrigieren.



(a) Prototyp (Hardware Version 1.0).



(b) Verwendung einer besseren Referenzquelle (Hardware Version 1.1).

Abbildung 2.5: Temperaturdrift der Strommesskette.

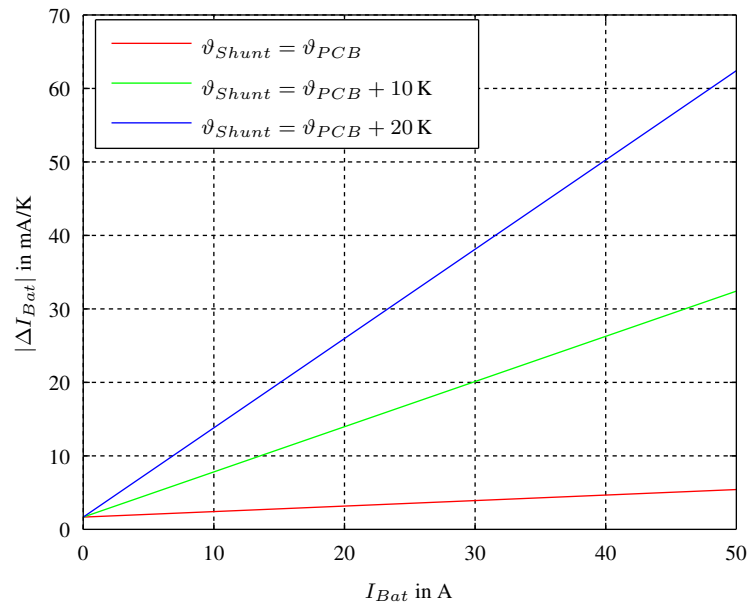


Abbildung 2.6: Temperaturdrift der Strommesskette bei verschiedenen Shunt Temperaturen (bei Hardware Version 1.1).

2.1.4 Strom Sollwertvorgabe

Zur Sollwert-Vorgabe des Batteriestroms wird ein 24 bit Delta-Sigma DAC⁴ verwendet. Die wichtigsten Eckdaten sind in Tabelle 2.7 aufgelistet.

Tabelle 2.7: Kenndaten des DAC bei $f_{data} = 48\text{ kHz}$.

Parameter	Wert	Einheit
Auflösung	24	bit
Ausgangsstrom	7.8	mA _{p-p}
Center Strom	-6.2	mA
SNR	127	dBFS
Gruppenlaufzeit	1.15	ms

Der Baustein ist für den Audio Sektor konzipiert und liefert ein symmetrisches Ausgangsstromsignal um I_{center} . Zur Generierung einer Ausgangsspannung wird ein Strom- zu Spannungsumsetzer wie in Abbildung 2.7 gezeigt aufgebaut. Dieser dient zusätzlich als

⁴Typ: Texas Instruments PCM1794A

Anti-Imaging Filter. Die beiden Verstärkerschaltungen am Ausgang des DAC setzen das Stromsignal in eine Spannung um, die nachgeschaltete Stufe bildet anschließend die Differenz.

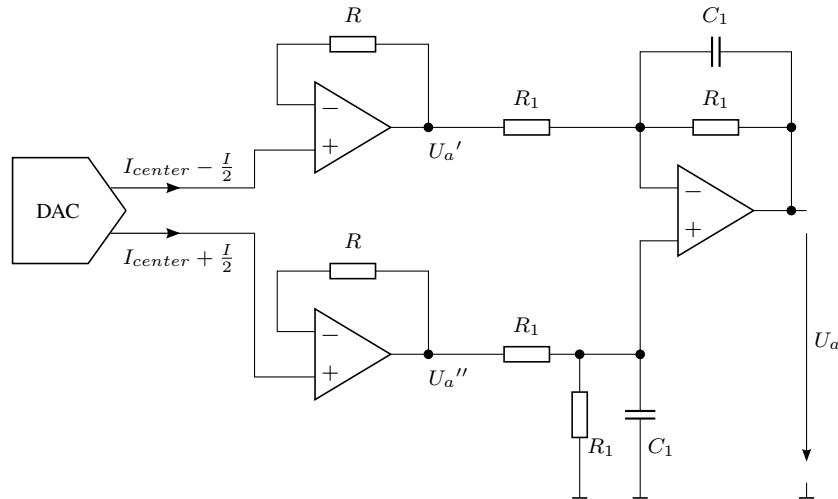


Abbildung 2.7: DAC mit I/U Wandler am Ausgang.

Die Ausgangsspannung U_a wird durch die Subtraktion der Teilspannung U_a' von U_a'' berechnet.

$$U_a' = - \left(I_{center} - \frac{I}{2} \right) R \quad (2.29)$$

$$U_a'' = - \left(I_{center} + \frac{I}{2} \right) R \quad (2.30)$$

$$\Rightarrow U_a = U_a'' - U_a' \quad (2.31)$$

$$= - \left(I_{center} + \frac{I}{2} \right) R + \left(I_{center} - \frac{I}{2} \right) R \quad (2.32)$$

$$= RI \quad (2.33)$$

Für die Grenzfrequenz des Anti-Imaging Filters gilt:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 270 \cdot 2.7 \times 10^{-9}} = 218.3 \text{ kHz} \quad (2.34)$$

Temperaturdrift

Für eine vereinfachte Berechnung des Temperaturverhaltens werden die Drift der Widerstände im I/U Wandler, die Drift der Verstärkung des Subtrahierers und die Temperaturabhängigkeit

der Operationsverstärker berücksichtigt. Unter der Voraussetzung dass der Subtrahierer eine Verstärkung von eins (alle Widerstände gleich groß, R_1) hat, weist die Schaltung folgende Temperaturdrift auf:

$$\Delta U_a = 2 I_{center} \Delta R + 3 \Delta U_{0,Amp} + I R \Delta A_{I/U} \quad (2.35)$$

Da die Rückkopplung in dieser Schaltung über einzelne Widerstände erfolgt, wird $\Delta A_{I/U}$ durch den Temperaturkoeffizienten des Widerstands R_1 bestimmt. Allgemein gilt für einen Subtrahierer mit symmetrischer Rückkopplung:

$$A_{I/U} = \frac{R_f}{R_g} \quad (2.36)$$

Mittels Fehlerfortpflanzung kann somit die Verstärkungsdrift berechnet werden:

$$\Delta A_{I/U} = \left| \frac{\partial A}{\partial R_f} \right| \Delta R_f + \left| \frac{\partial A}{\partial R_g} \right| \Delta R_g \quad (2.37)$$

$$= \left| \frac{1}{R_g} \right| \Delta R_f + \left| \frac{1}{R_g^2} R_f \right| \Delta R_g \quad (2.38)$$

Mit der Kenntnis dass $R_f = R_g = R_1$ und dem Verzichten auf eine Fallunterscheidung, da sämtliche Terme positiv sein müssen, kann die Formel weiter vereinfacht werden:

$$\Delta A = 2 \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (2.39)$$

Tabelle 2.8 zeigt die Bauteilwerte. Die Widerstandsdrift ist dabei einmal für Standard 1% SMD Widerstände und in Klammer die Werte für 0.1% Typen angegeben.

Abbildung 2.8 zeigt den Einfluss der einzelnen Größen für beide Widerstandstypen. Es ist dabei sehr gut zu erkennen, dass das Temperaturverhalten hauptsächlich von den Widerständen abhängig ist. Die Offsetdrift des Operationsverstärkers kann vernachlässigt werden.

In Abbildung 2.9 ist das Temperaturverhalten des Sollwertes umgerechnet auf den tatsächlichen Batteriestrom dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Verwendung von 25 ppm/K Widerständen eine wesentliche Verbesserung bringt. Die verbleibende Drift von ca. 4 mA/K erscheint immer noch sehr hoch. Da der Strom durch eine präzise Messkette gemessen wird, deren Drift wesentlich kleiner ist (siehe in Kapitel 2.1.3) kann die Drift des Sollwertes detektiert und durch eine entsprechende Firmware Routine berichtigt werden.

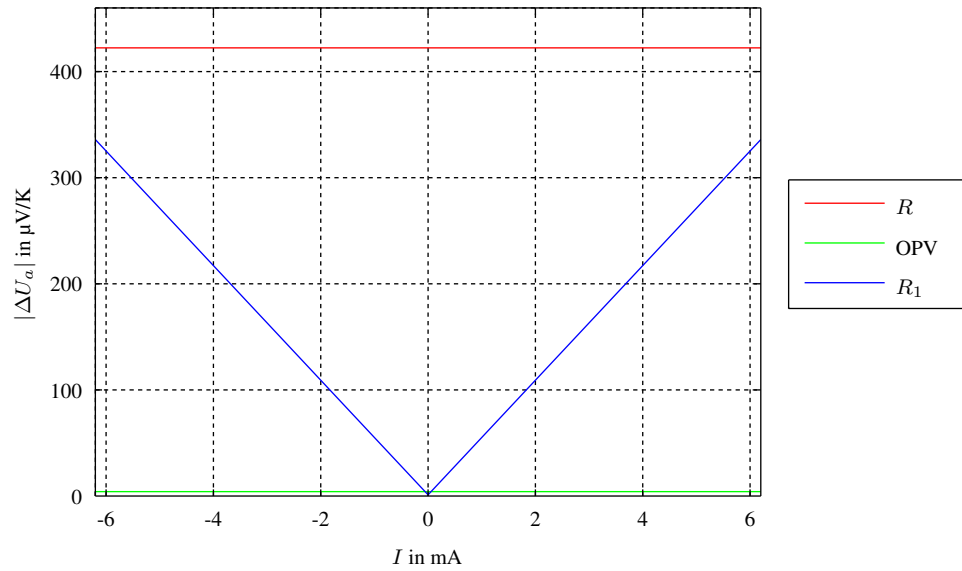
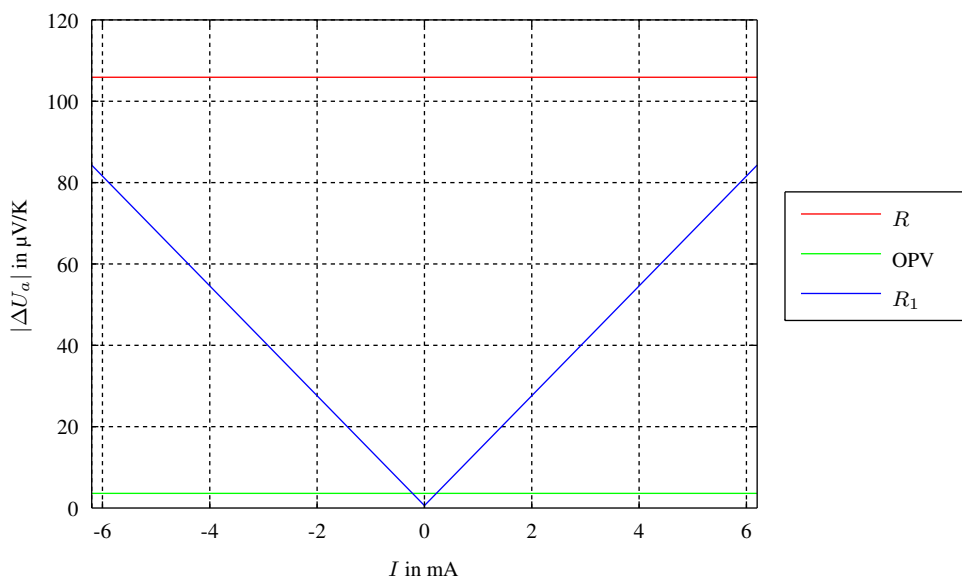
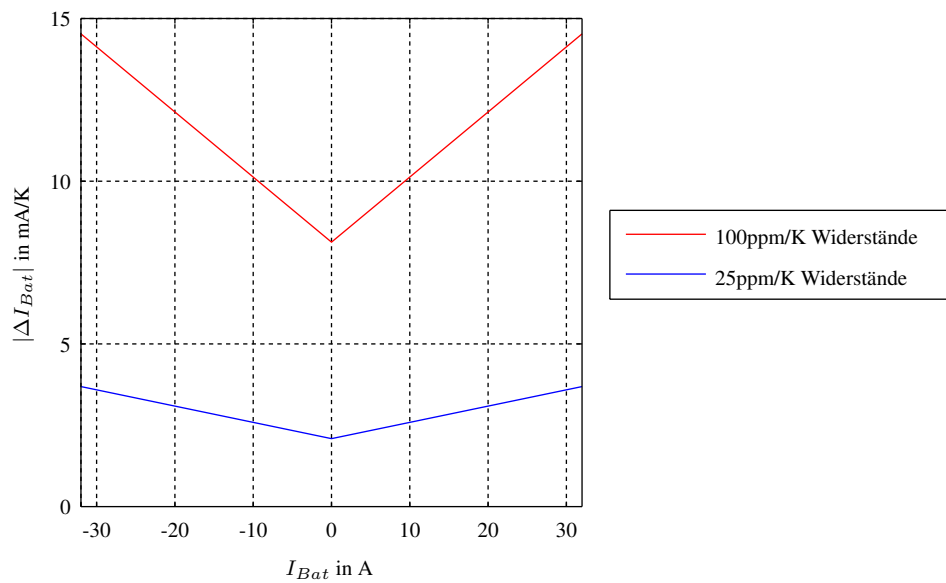
(a) R und R_1 mit 100ppm/K(b) R und R_1 mit 25ppm/K**Abbildung 2.8:** Temperaturdrift der Strom-Sollwertvorgabe.

Tabelle 2.8: Beschaltung des DAC Ausgangs.

Parameter	Wert	Einheit
I/U Wandler		
R	Ω	270
$\Delta R/R$	ppm/K	100 (25)
Subtrahierer		
R_1	$k\Omega$	1
$\Delta R_1/R_1$	ppm/K	100 (25)
Operationsverstärker		
$\Delta U_{0,Amp}$	$\mu V/K$	1

**Abbildung 2.9:** Temperaturdrift des Strom-Sollwertes, ausgedrückt im Ausgangsstrom.

2.1.5 Selbstkalibrierung

Zur Kalibrierung der Messketten ist ein Analogschalter mit verschiedenen Referenzspannungen vorgeschaltet. Die möglichen Schalterstellungen für die Spannungsmesskette sind:

1. Batteriespannung
2. Masse
3. Referenzspannung
4. Abgriff des Strom-Sollwertes (DAC)

Für die Strommesskette gelten folgende Möglichkeiten:

1. Shuntspannung
2. Masse
3. Referenzspannung
4. Negative Referenzspannung

Mit Hilfe dieser Spannungen ist es möglich eine vollständige Kalibrierung des Systems durchzuführen. Folgende Reihenfolge ist einzuhalten:

1. Beide Kanäle auf Schalterstellung 2 \Rightarrow Offsetbestimmung für beide Messketten
2. Beide Kanäle auf Schalterstellung 3 \Rightarrow Verstärkungsbestimmung für beide Messketten
3. Spannungsmessung auf Stellung 4, Strommessung auf Stellung 1, beliebigen DAC Wert ausgeben, Last oder Kurzschlussbügel an den Batterieklemmen
4. Wiederholung von Messung 3 bei einem anderem DAC Wert \Rightarrow Aus Messung 3 und 4 lassen sich somit Offset und Verstärkung der Strom-Sollwert Vorgabe berechnen.

Erreichbare Initialgenauigkeit

Als Kalibrierspannung der Spannungsmesskette dient ein hoch-genauer Referenzbaustein⁵ mit nachgeschaltetem Impedanzwandler. Da in Kapitel 2.1.2 und 2.1.3 bereits auf die Notwendigkeit einer besseren Referenz als der in Hardware 1.0 hingewiesen wird, werden sämtliche Berechnungen zur Kalibrierung nur mehr mit den Werten für Version 1.1 dargestellt. Die erreichte Kalibrierengenauigkeit ΔU_{Bat} hängt somit nur von der Initialgenauigkeit des Referenzbausteins ΔU_{Ref} und von der Offsetspannung $U_{0,Ref,OPV}$ des Operationsverstärkers ab.

$$\Delta U_{Bat} = \Delta U_{Ref} + U_{0,Ref,OPV} \quad (2.40)$$

Da bei der Strommesskette nur Eingangsspannungen von ± 0.5 V zulässig sind, der Referenzbaustein jedoch 2.5 V liefert, wird die Referenzspannung vorher mit einem Präzisionsarray geteilt. Dieser Baustein muss bei der Berechnung der Genauigkeit der Kalibrierung der Strommesskette ebenfalls berücksichtigt werden.

$$\Delta I_{Bat}' = \frac{1}{R_{Shunt}} \cdot \left(\Delta U_{Ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \Delta \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) U_{Ref} + U_{0,Ref,OPV} \right) \quad (2.41)$$

Die Widerstände R_1 und R_2 beschreiben das Widerstandsarray, wobei die Spannung über R_1 abgegriffen wird. Zur Berechnung des Fehlers durch das Array, wird folgende Vereinfachung getroffen:

$$R_1 = 10 R_2 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{R_2}{R_1} \stackrel{!}{=} A_{Array} \quad (2.42)$$

$$\Rightarrow \Delta \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \approx \Delta \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \stackrel{!}{=} \Delta A_{Array} \quad (2.43)$$

Der Matching Parameter $\Delta A_{Array}/A_{Array}$ ist im Datenblatt des Bausteins angegeben. Zusätzlich zu den Abweichungen der Kalibrierkette geht die Genauigkeit des Shunts in die Initialgenauigkeit der Strommesskette mit ein.

$$\Delta I_{Bat}'' = I \frac{\Delta R_{Shunt}}{R_{Shunt}} \quad (2.44)$$

Zur Berechnung der maximal möglichen Kalibrierengenauigkeit der Strommesskette muss der Kalibrierfehler $\Delta I_{Bat}'$ und der Fehler durch die Initialgenauigkeit des Shunts $\Delta I_{Bat}''$ addiert werden.

$$\Delta I_{Bat} = \Delta I_{Bat}' + \Delta I_{Bat}'' \quad (2.45)$$

⁵Typ: Texas Instruments REF1004 in Hardware Version 1.0, Maxim Integrated MAX6126A bei Version 1.1

Tabelle 2.9 zeigt die Ergebnisse der Berechnung. Vergleicht man die Ergebnisse mit den Rauschspannungen der beiden Messketten, so ist zu sehen, dass die Abweichungen durch die Kalibrierung mindestens um den Faktor 10 größer sind, als das überlagerte Rauschen. Um eine bessere Initialgenauigkeit zu erreichen, müssen die Kalibrierspannung und Shuntgröße mit einem Präzisionsmessgerät bestimmt und anschließend in der Firmware/Software hinterlegt werden.

Tabelle 2.9: Maximaler Kalibrierungsfehler.

Parameter	Wert	Einheit
Referenzbaustein		
U_{Ref}	V	2.5
ΔU_{Ref}	μV	500
Widerstandsarray		
R_1	$\text{k}\Omega$	10
R_2	$\text{k}\Omega$	1
$\Delta A_{Array}/A_{Array}$	%	0.1
OPV		
$U_{0,Ref,OPV}$	μV	150
Shunt		
R_{Shunt}	$\text{m}\Omega$	10
ΔR_{Shunt}	$\text{m}\Omega$	0.1
Kalibrierfehler, Spannungsmessung		
ΔU_{Bat}	μV	650
Kalibrierfehler, Strommessung		
$\Delta I_{Bat}'$	mA	42.3
$\Delta I_{Bat}''$	-	$0.01 \cdot I_{Bat}$
ΔI_{Bat}	mA	$42.3 + 0.01 \cdot I_{Bat}$
Rauschspannungen (aus Kapitel 2.1.2 und 2.1.3)		
$U_{Bat,Noise}$	μV	21.4
$I_{Bat,Noise}$	μA	457.8

Temperaturdrift

Um bei Langzeitmessungen den Einfluss der Temperaturdrift der Messkette zu eliminieren, kann es notwendig sein während einer Messung neu zu kalibrieren. Als bleibender Fehler

geht anschließend nur mehr die Temperaturdrift der Kalibrierspannung und die des Shunts in das Messergebnis ein. Zur Berechnung können wiederum die Formeln 2.40 und 2.44 herangezogen werden. Für die Werte von ΔU_{Ref} , $\Delta U_{0,Ref,OPV}$, ΔR_{Shunt} und $\Delta A_{Array}/A_{Array}$ müssen hier die Werte der Temperaturdrift und nicht die Initialgenauigkeit eingesetzt werden. Zur Berücksichtigung des Operationsverstärkers wird die Offsetdrift herangezogen.

Alle benötigten Angaben und die Ergebnisse sind in Tabelle 2.10 eingetragen. Verglichen mit den Werten der Temperaturdrift der einzelnen Messketten, ist sehr gut zu sehen dass die Kalibrierung wesentlich weniger als die Messketten selbst driften. Aus diesem Grund ist eine mehrmalige Kalibrierung bei Langzeitmessungen sinnvoll.

Tabelle 2.10: Temperaturdrift der Kalibrierung.

Parameter	Wert	Einheit
Referenzbaustein		
U_{Ref}	V	2.5
ΔU_{Ref}	$\mu\text{V/K}$	7.5
Widerstandsarray		
$\Delta A_{Array}/A_{Array}$	ppm/K	15
OPV		
$\Delta U_{0,Ref,OPV}$	$\mu\text{V/K}$	3
Shunt		
$\Delta R_{Shunt}/R_{Shunt}$	ppm/K	60
Temperaturdrift der Kalibrierung, Spannungsmessung		
ΔU_{Bat}	$\mu\text{V/K}$	10.5
Temperaturdrift der Kalibrierung, Strommessung		
$\Delta I_{Bat}'$	mA/K	0.71
$\Delta I_{Bat}''$	1/K	$I_{Bat} \cdot 60 \times 10^{-6}$
ΔI_{Bat}	mA/K	$0.71 + I_{Bat} \cdot 60 \times 10^{-6}$
Temperaturdrift der Messketten (aus Kapitel 2.1.2 und 2.1.3)		
$\Delta U_{Bat,v1.1}$	$\mu\text{V/K}$	$33.6 + U_{Bat} \cdot 15 \times 10^{-6}$
$\Delta I_{Bat,v1.1}$	mA/K	$0.77 + I_{Bat} \cdot 75 \times 10^{-6}$

2.1.6 Stromregler

Die Stromregelung erfolgt über einen diskret realisierten Regler. In Abbildung 2.10 ist der zugehörige Standardregelkreis abgebildet.

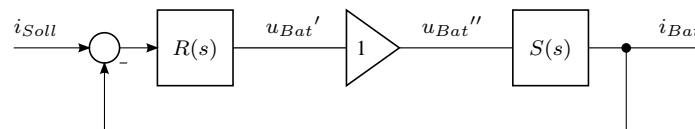


Abbildung 2.10: Klassischer Standardregelkreis.

Der Regler R ist ein klassischer PI-Regler, die Strecke S stellt die Batterie dar. Die Leistungs- endstufe wird durch den Verstärkungsfaktor 1 symbolisiert. Diese Annahme ist zulässig, da die Endstufe deutlich unter ihrer Transitfrequenz betrieben wird. Somit gilt für alle weiteren Berechnungen:

$$u_{Bat}' = u_{Bat}'' \stackrel{!}{=} u_{Bat} \quad (2.46)$$

Modellierung der Strecke

Um die erforderlichen Regelparameter zu berechnen ist ein Modell der Strecke notwendig. Prinzipiell besteht diese aus den Hauptelementen Zuleitung, Batterie und Shunt. Abbildung 2.11 zeigt das somit erhaltene Ersatzschaltbild.

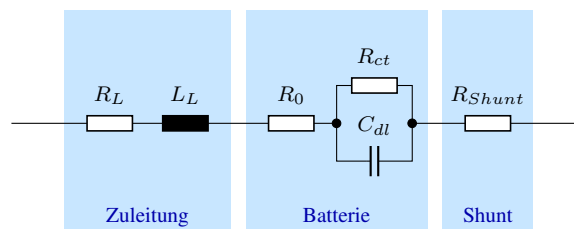


Abbildung 2.11: Ersatzschaltbild der Strecke.

Die Zuleitung wird durch ihre ohmschen Verluste und einen Induktivitätsbelag beschrieben. Das Modell der Batterie wird laut [Sch+12] angenähert. Dabei stellt R_0 den ohmschen Innenwiderstand, C_{dl} die Double-Layer-Kapazität und R_{ct} den Ladungsübergangs-Widerstand dar. Die Warburg Impedanz wird in diesem Fall nicht berücksichtigt, da diese nur bei sehr niedrigen Frequenzen wirksam wird, bei denen der Regler sicher stabil ist. In Tabelle 2.11 sind die numerischen Werte aufgelistet.

Tabelle 2.11: Parameter der Regelstrecke.

Parameter	Wert	Einheit
Zuleitung		
l	m	1
R_L	m Ω	10
L_L	μ H	1
Batterie		
R_0	m Ω	10
R_{ct}	m Ω	10
C_{dl}	F	1
Shunt		
R_{Shunt}	m Ω	10

Die Impedanz Z_S der Strecke kann durch folgende Formel beschrieben werden:

$$Z_S = R_L + X_{LL} + R_0 + R_{ct} \parallel X_{Cdl} + R_{Shunt} \quad (2.47)$$

Die Reaktanz der Leitungsinduktivität und der Double-Layer-Kapazität berechnet sich dabei wie folgt:

$$X_{LL} = j \omega L_L \quad (2.48)$$

$$X_{Cdl} = \frac{1}{j \omega C_{dl}} \quad (2.49)$$

Aus Abbildung 2.10 ist ersichtlich, dass die Eingangsgröße der Strecke eine Spannung und der Ausgang ein Strom ist. Somit ist die Streckenübertragungsfunktion der Kehrwert der Impedanz:

$$S(j\omega) = \frac{\text{Ausgang}}{\text{Eingang}} = \frac{i_{bat}}{u_{bat}} = \frac{1}{Z_S} \quad (2.50)$$

Bestimmung der Regelparameter

Für einen PI (*Proportional-Integral*) Regler gilt allgemein folgende Beschreibung im Zeitbereich:

$$u(t) = K_1 e(t) + K_2 \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.51)$$

Die Variable e ist die Regelabweichung, sprich der Eingang des Reglers. Der Ausgang des Reglers ist die Stellgröße u . Die Koeffizienten K_1 und K_2 sind reelle Konstanten. Mit Hilfe

der Laplace Transformation kann die Übertragungsfunktion angeschrieben werden:

$$R(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_1 + \frac{1}{s} K_2 \quad (2.52)$$

Da die Strecke vom *einfachen Typ* [siehe Kapitel 16.3 HD04] ist, erfolgt ein Reglerentwurf nach dem klassischen Frequenzkennlinienverfahren. Dabei wird der offene Regelkreis betrachtet. Folgende Faustformeln dienen der Dimensionierung:

$$\phi_r \text{ (in Grad)} + \ddot{u} \text{ (in Prozent)} \stackrel{!}{=} 70 \quad (2.53)$$

$$\omega_c \text{ (in rad/s)} \cdot t_r \text{ (in s)} \stackrel{!}{=} 1.5 \quad (2.54)$$

Zur Anwendung muss die Phasenreserve ϕ_r in Grad und die Überschwingweite \ddot{u} in Prozent eingesetzt werden. Über die Anstiegszeit t_r der Sprungantwort kann die Durchtrittsfrequenz ω_c bestimmt werden. Es handelt sich dabei um jene Frequenz bei der der Betragsgang des offenen Regelkreises die 0 dB Achse schneidet. Für die Bestimmung von t_r wird angenommen, dass die Leistungsendstufe unendlich schnell sei. Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit des Stromes ist somit nur mehr durch die Leitungsinduktivität beschränkt. Im Allgemeinen gilt folgender Zusammenhang zwischen Strom und Spannung an einer Induktivität:

$$u_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.55)$$

Für hinreichend kleine Δt ist folgende Form zulässig:

$$u_L = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2.56)$$

Im Fall der vorliegenden Leistungsendstufe ist u der zur Verfügung stehende Spannungshub, L die Leitungsinduktivität und Δt die Anstiegszeit.

$$\Rightarrow t_r = \Delta t = L \frac{\Delta i}{u_L} \quad (2.57)$$

Für Δi wird 1 A eingesetzt, da die Anstiegszeit für den Einheitssprung berechnet werden muss. Für den Spannungshub u gilt:

$$u_L = u_{V+} - u_{Zelle} \quad (2.58)$$

Die Größe u_{V+} steht für die positive Versorgungsspannung, u_{Zelle} für die Zellspannung des Prüflings. Zur Dimensionierung des Reglers wird somit folgende Berechnung der Anstiegszeit verwendet:

$$\Delta t = L_L \frac{\Delta i}{u_{V+} - u_{Zelle}} = 1 \times 10^{-6} \cdot \frac{1}{5 - 3} = 500 \text{ ns} \quad (2.59)$$

Mit Hilfe von Formel 2.54 kann anschließend die geforderte Durchtrittsfrequenz ω_c des offenen Kreises bestimmt werden:

$$\omega_c = \frac{1.5}{t_r} = \frac{1.5}{500 \times 10^{-9}} = 3 \times 10^6 \text{ rad s}^{-1} \quad (2.60)$$

In einem weiteren Schritt wird die allgemeine Übertragungsfunktion in die Regelungsnormalform gebracht:

$$R(s) = K_1 + \frac{1}{s} K_2 \quad (2.61)$$

$$= \frac{s K_1 + K_2}{s} \quad (2.62)$$

$$= K_2 \frac{\frac{K_1}{K_2} s + 1}{s} \quad (2.63)$$

Anschließend können die Regelparameter bestimmt werden:

Schritt 1 Als erstes wird die Übertragungsfunktion des offenen Kreises mit den bisher bekannten Parametern betrachtet:

$$L_1(s) = \frac{S(s)}{s} \quad (2.64)$$

Aus dem zugehörigen Bode Diagramm kann die Phasenverschiebung ϕ an der Stelle ω_c abgelesen werden. Mit Hilfe des Zählerterms in $R(s)$ kann diese um ϕ_{komp} angehoben werden um die geforderte Phasenreserve ϕ_r (aus Formel 2.53) zu erreichen. Ein Überschwingen \ddot{u} von 10 Prozent ist dabei eine gängige Wahl.

$$\phi_{komp} = \phi_r - \phi(\omega_c) - 180 \quad (2.65)$$

$$= 70 - \ddot{u} - \phi(\omega_c) - 180 \quad (2.66)$$

$$= 70 - 10 + 179 - 180 = 59^\circ \quad (2.67)$$

Die Anhebung der Phase wird nun durch das Verhältnis von K_1 zu K_2 bestimmt:

$$\tan(\phi_{komp}) = \omega_c \frac{K_1}{K_2} \quad (2.68)$$

$$\Rightarrow \frac{K_1}{K_2} = \frac{\tan(\phi_{komp})}{\omega_c} \stackrel{!}{=} T_I \quad (2.69)$$

$$\Rightarrow T_I = \frac{\tan(59 \cdot \pi/180)}{3 \times 10^6} = 554.76 \times 10^{-9} \quad (2.70)$$

Schritt 2 Nun kann die Übertragungsfunktion des offenen Kreises mit den neuen Erkenntnissen erweitert werden.

$$L_2(s) = S(s) \frac{T_I s + 1}{s} \quad (2.71)$$

Anhand des Bode Diagramms kann die notwendige Betragsanhebung abgelesen werden. Der Betragsgang soll bei w_c die 0 dB Achse schneiden. Die Betragsanhebung erfolgt durch die Konstante K_2 .

$$K_2 = 10^{L_2(\omega_c)/20} \quad (2.72)$$

$$= 10^{134/20} = 5.01 \times 10^6 \quad (2.73)$$

Schritt 3 Abschließend erhält man die Übertragungsfunktion des somit dimensionierten Reglers.

$$L_3(s) = S(s) K_2 \frac{T_I s + 1}{s} \quad (2.74)$$

In Abbildung 2.12 sind die Bode Diagramme aus Schritt 1 bis 3 graphisch veranschaulicht. Abbildung 2.13 zeigt die Sprungantwort des geschlossenen Kreises.

Realisierung mit diskreten Bauelementen

Die schaltungstechnische Realisierung des Reglers erfolgt mit Operationsverstärkerschaltungen. Abbildung 2.14 zeigt das Schaltbild.

Der PI Regler ist als Umkehrintegrator mit der Beschaltung R_1 , R_2 und C ausgeführt. Die Übertragungsfunktion kann wie folgt angeschrieben werden:

$$A(s) = -\frac{Z_f}{Z_g} \quad (2.75)$$

$$= -\frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_1} \quad (2.76)$$

$$= -\frac{1}{R_1 C} \frac{s R_2 C + 1}{s} \quad (2.77)$$

Mittels Koeffizientenvergleich mit Formel 2.63 kann der Zusammenhang der Regelparameter und der Bauteile erreicht werden. Zur Kompensierung des negativen Vorzeichens, werden die Eingänge des Subtrahierers genau gegen-gleich wie beim Standardregelkreis angeschlossen.

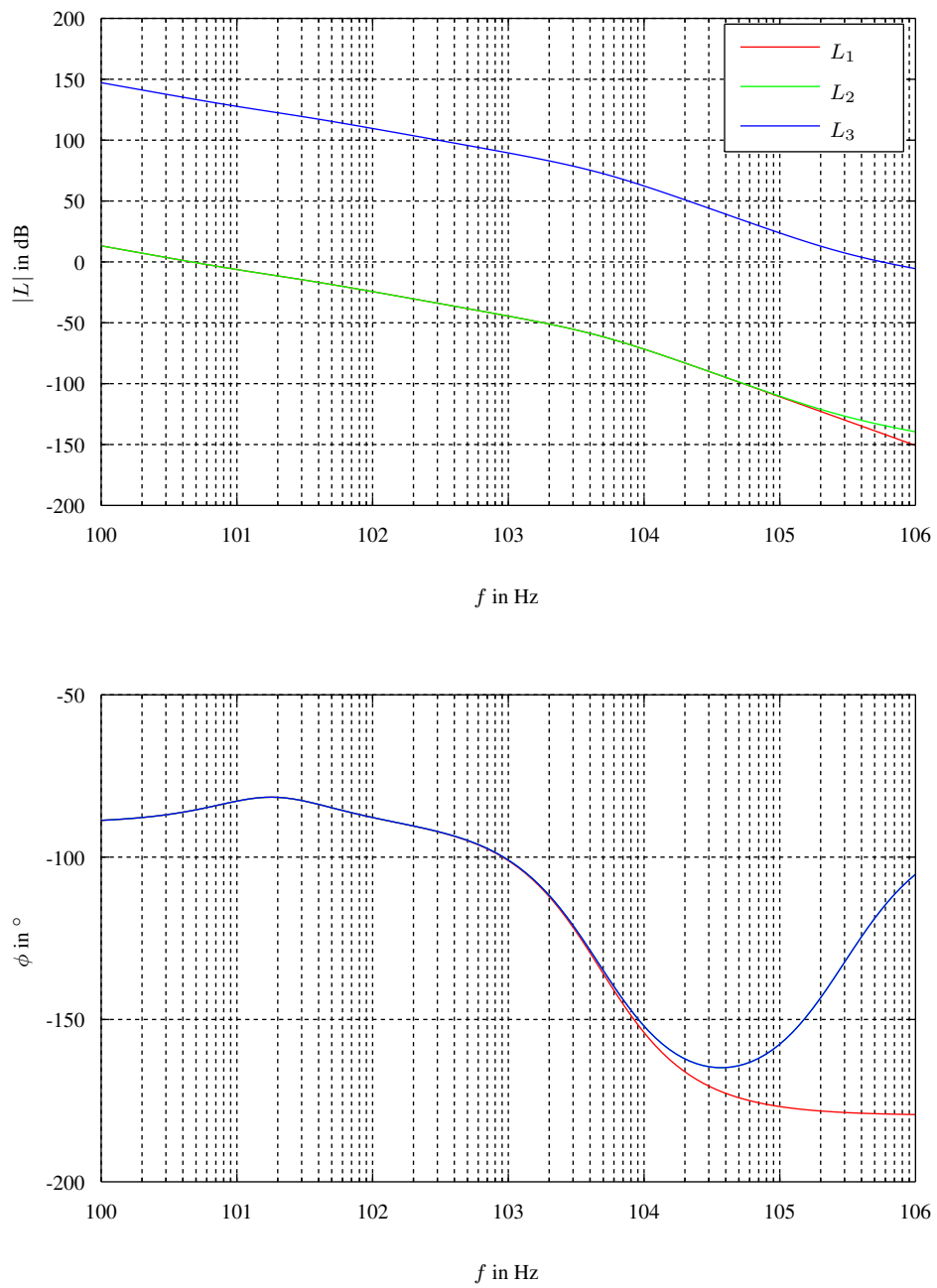


Abbildung 2.12: Frequenzgang des offenen Regelkreises.

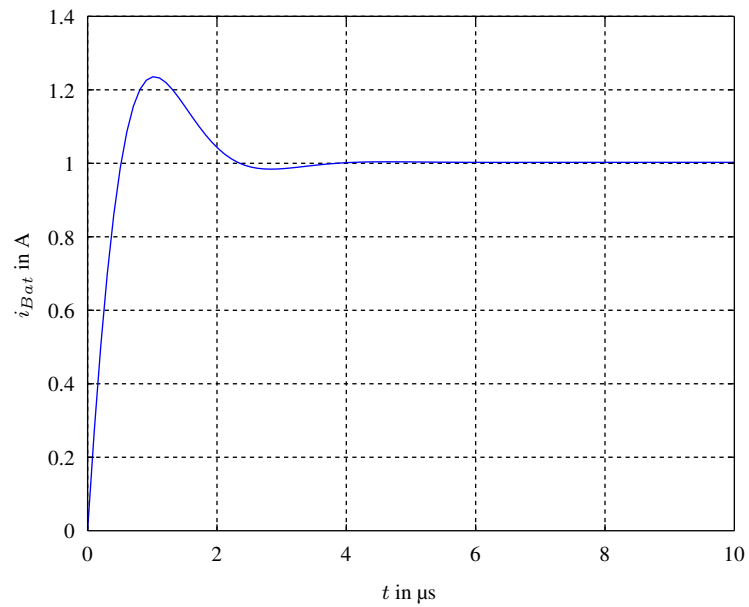


Abbildung 2.13: Theoretische Sprungantwort des Regelkreises.

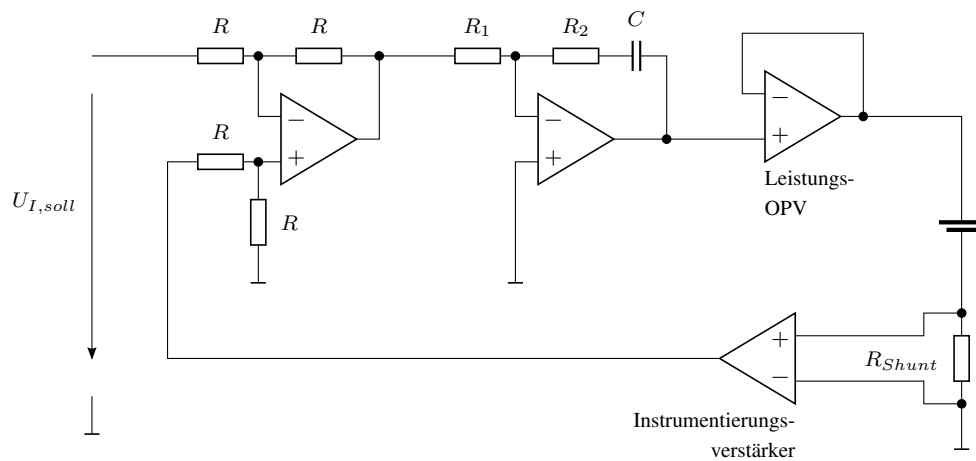


Abbildung 2.14: Diskret realisierter Regelkreis.

Das negative Vorzeichen der Übertragungsfunktion muss somit für die weiteren Betrachtungen nicht berücksichtigt werden.

$$K_2 = \frac{1}{R_1 C} \quad (2.78)$$

$$T_I = R_2 C \quad (2.79)$$

Da dieses Gleichungssystem unterbestimmt ist, muss ein Bauteilwert vorgegeben werden. Die Wahl von R_1 erweist sich hierbei als sinnvoll, da dieser den Eingangswiderstand des Integrators bestimmt. Tabelle 2.12 zeigt die somit errechneten Bauteilwerte.

Tabelle 2.12: Bauteilwerte des Umkehrintegrators/PI-Reglers.

Parameter	Einheit	Theoretisch	Realisiert
R_1	k Ω	1	1
R_2	k Ω	2.8	9.1
C	nF	0.2	3.3

Um den Einfluss der Stellgrößenbeschränkung und der nicht idealen Eigenschaften der Operationsverstärker zu berücksichtigen wird eine Schaltungssimulation⁶ durchgeführt. Abbildung 2.15 zeigt den Schaltplan der Simulation. Eine erste Simulation mit den theoretisch errechneten Bauteilwerten, zeigt dass der reale Kreis instabil ist. Mittels Parametervariation von C und R_2 wird ein geeigneter Wert ermittelt. Dieser ist ebenfalls in Tabelle 2.12 angeführt. Die Ergebnisse der Schaltungssimulation sind in den Abbildungen 2.16 bis 2.18 grafisch dargestellt.

2.1.7 Leistungsendstufe

Wie bereits in Abbildung 2.14 gezeigt, ist die Leistungsendstufe als Impedanzwandler realisiert. Für die geforderten Aussteuer-Grenzen von ± 32 A sind jedoch keine Einzel-Operationsverstärker erhältlich. Die Endstufe ist mit Leistungsoperationsverstärkern⁷ realisiert, deren Ausgang parallel betrieben werden kann. Tabelle 2.13 zeigt die Eckdaten der Leistungsverstärker und die Werte für die somit realisierte Endstufe.

⁶LTSpice, Operationsverstärker: UniversalOpamp2 in Level3b

⁷Typ: Texas Instruments OPA569

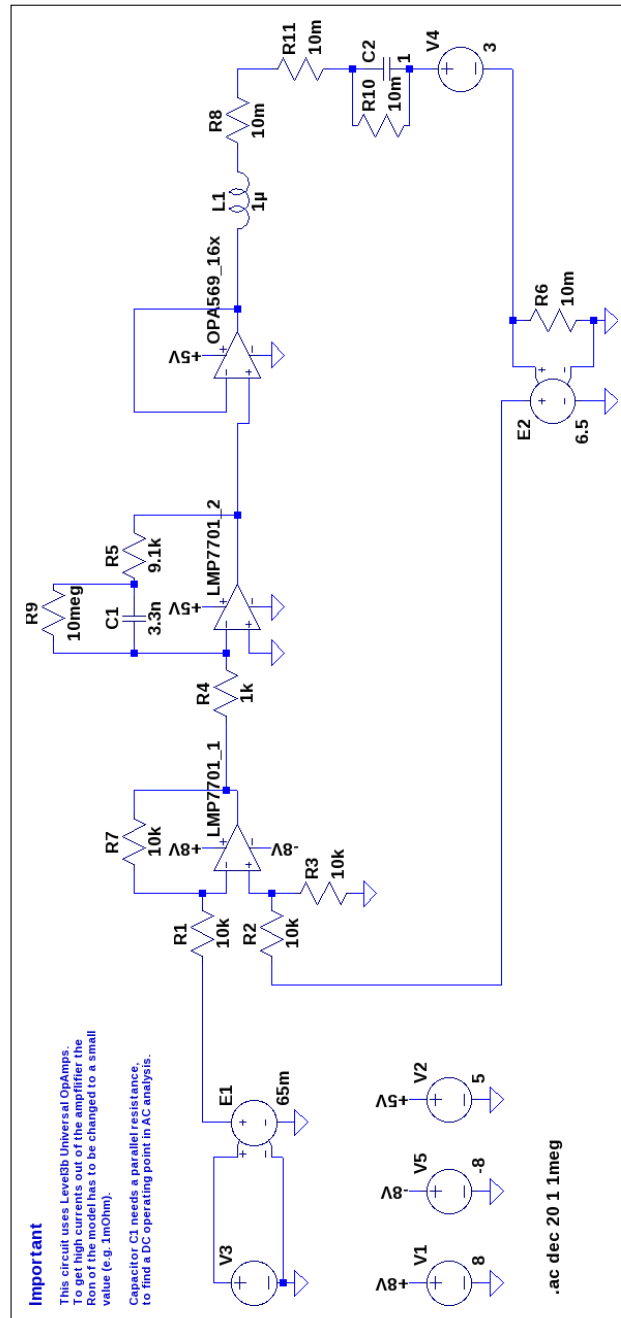


Abbildung 2.15: Schematic der Schaltungssimulation in LTSpice

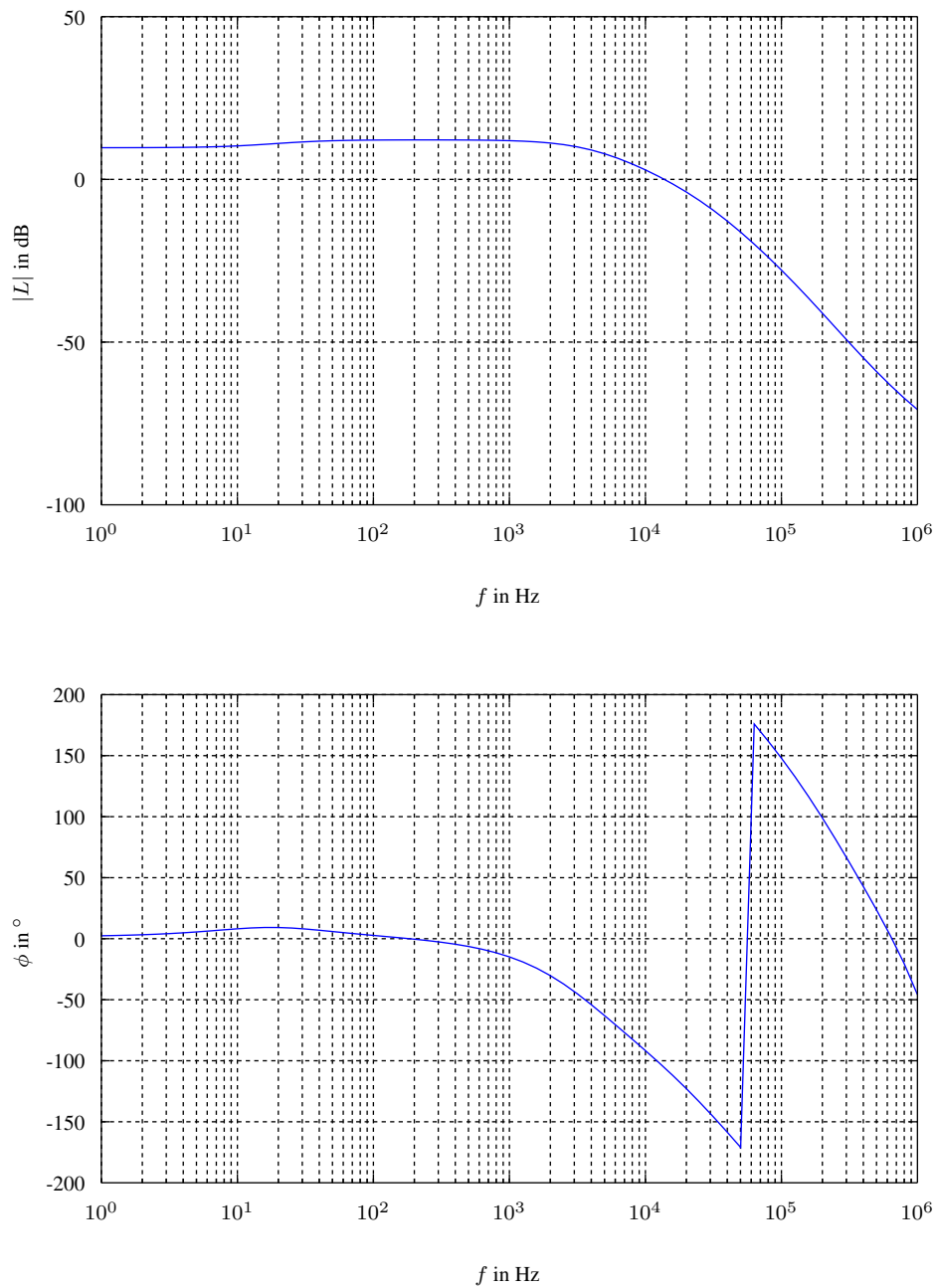


Abbildung 2.16: Schaltungssimulation des offenen Regelkreises.

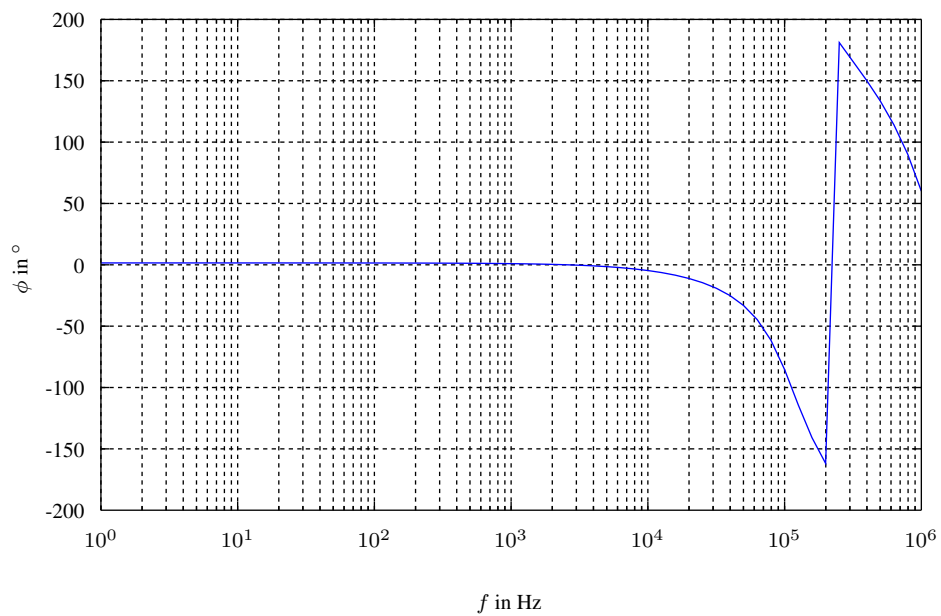
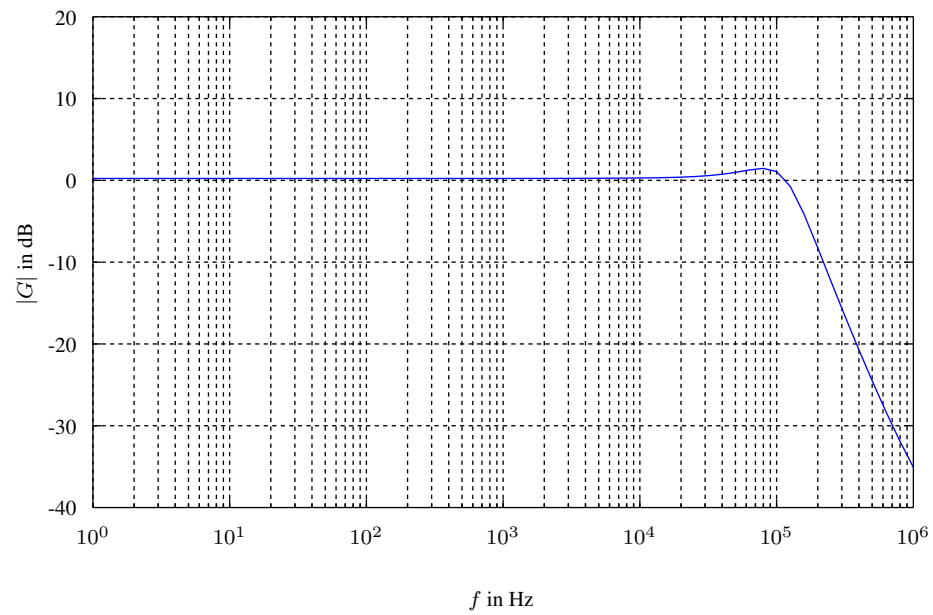


Abbildung 2.17: Schaltungssimulation des geschlossenen Regelkreises.

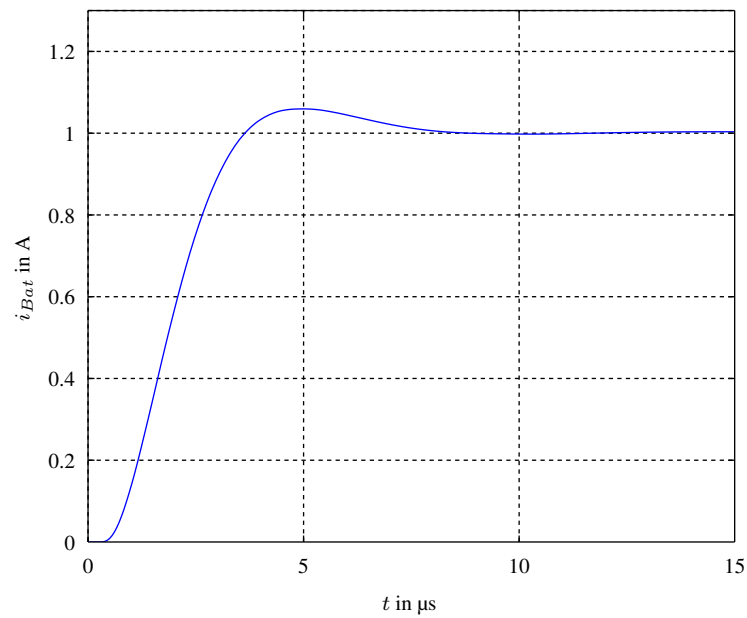


Abbildung 2.18: Schaltungssimulation der Sprungantwort.

Tabelle 2.13: Spezifikation der Leistungsendstufe bei 5 V Versorgungsspannung.

Parameter	Einheit	Leistungs-OPV	Gesamte Endstufe
Anz. der OPVs	-	1	16
I_{out}	A	± 2	± 32
U_{out}	V	0.2 - 4.8	0.2 - 4.8
R_{out} ^a	M Ω pF	12 570	0.75 9120

^a Bei deaktiviertem (EN = 0) Operationsverstärker.

Verlustleistung und thermische Berechnungen

Da in der Leistungsstufe Verlustleistungen auftreten, ist ein Kühlsystem notwendig. Für eine Worst-Case Abschätzung wird der Entladevorgang einer Lithium Polymer Zelle mit maximal möglichem Strom herangezogen. Für die Auslegung des Kühlsystems werden die Verlustleistungen der Leistungsoperationsverstärker und des Messshunts berücksichtigt.

$$P_{V,Endstufe} = U_{Bat} I_{Bat} = 3.7 \cdot 32 = 118.4 \text{ W} \quad (2.80)$$

$$P_{V,Shunt} = R_{Shunt} I_{Bat}^2 = 0.01 \cdot 32^2 = 10.24 \text{ W} \quad (2.81)$$

Abbildung 2.19 zeigt das thermische Ersatzschaltbild des Leistungsteils.

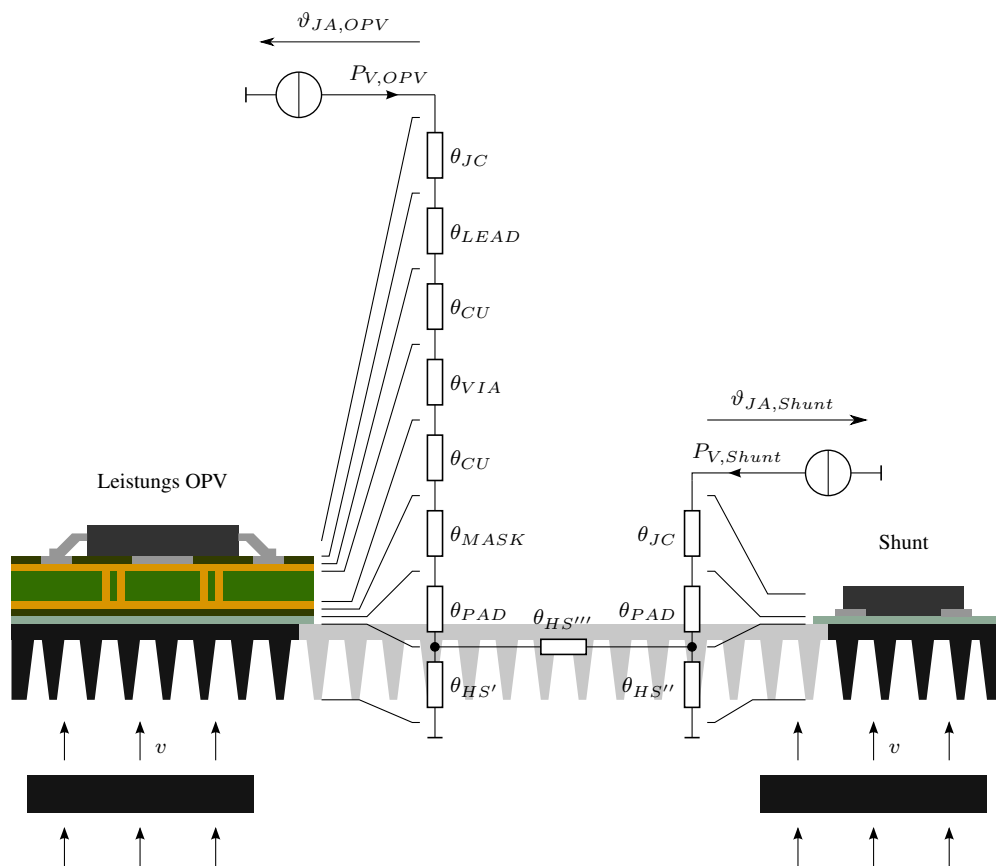


Abbildung 2.19: Thermisches Ersatzschaltbild des Leistungsteils.

Die thermischen Widerstände θ der einzelnen Schichten berechnen sich allgemein:

$$\theta = \frac{h}{kA} \quad (2.82)$$

Wobei h die Höhe der Schicht, A die Fläche und k die spezifische Wärmeleitfähigkeit des Materials bezeichnet. Diese Beziehung gilt für den thermischen Widerstand bei einem Wärmetransport normal zur Fläche A . Für die Berücksichtigung der Durchkontaktierungen wird ein Hohlzylinder angenähert:

$$\theta_{Via} = \frac{h_{PCB}}{k_{Cu} (r_a^2 - r_i^2) \pi} \quad (2.83)$$

Die Werte r_a und r_i beschreiben den Außen- bzw. Innendurchmesser einer Durchkontaktierung. Da der thermische Widerstand der Durchkontaktierungen wesentlich kleiner ist als der des Leiterplattenmaterials wird dieses nicht weiter berücksichtigt.

Der Wärmewiderstand R_{th} des Kühlkörpers ist dem jeweiligen Datenblatt zu entnehmen. Bei Anwendung einer zusätzlichen Zwangskühlung muss dieser noch mit einem Korrekturfaktor α multipliziert werden.

$$\theta_{HS} = \alpha R_{th} \quad (2.84)$$

Üblicherweise wird in Datenblättern der Volumenstrom \dot{V} angegeben. Dieser muss zuerst in eine Strömungsgeschwindigkeit umgerechnet werden. Um ein Druckgefälle von Lüftereingang zu -ausgang zu berücksichtigen wird die Geschwindigkeit anschließend noch mit einem Sicherheitsfaktor von 0.5 multipliziert. Hierbei handelt es sich um eine einfache Worst-Case Abschätzung.

$$v = 0.5 \frac{\dot{V}}{A} \quad (2.85)$$

Mit dem somit erhaltenen Wert für die Strömungsgeschwindigkeit kann der Korrekturfaktor α einer entsprechenden Kennlinie abgelesen werden, siehe Abbildung 2.20.

In Tabelle 2.14 sind die zur Berechnung notwendigen Parameter aufgelistet. Abbildung 2.21 veranschaulicht die Ergebnisse der Berechnungen. Um die maximale Substrattemperatur von 125 °C nicht zu überschreiten, darf die Umgebungstemperatur maximal 60 °C betragen.

Strombelastbarkeit der Leiterbahnen

Um eine unzulässige Eigenerwärmung und hohe Spannungsabfälle auf leistungsführenden Leiterbahnen zu vermeiden, müssen diese mit genügend Querschnitt ausgeführt werden. Alle folgenden Berechnungen gehen von einer maximalen Eigenerwärmung durch Leiterbahn- und Durchkontaktierungsverluste um 10 K aus.

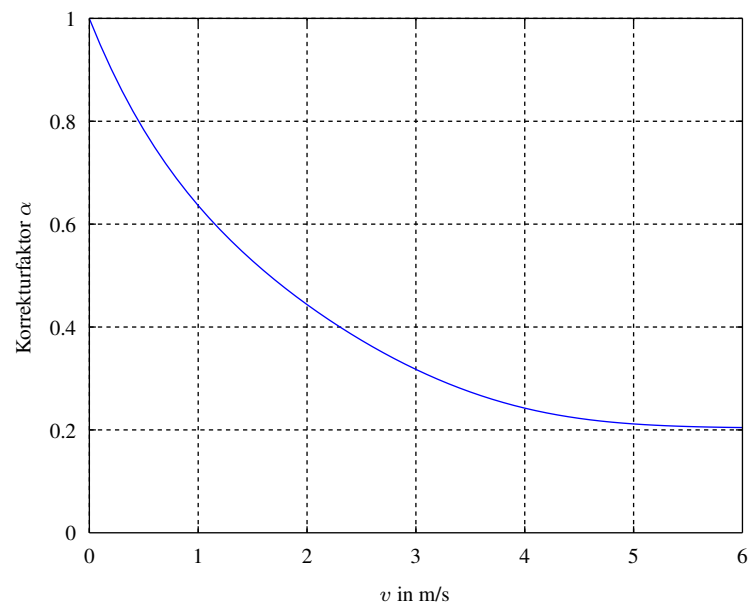


Abbildung 2.20: Korrekturfaktor zur Berücksichtigung der erzwungenen Kühlung [Erstellt mit Daten aus Fis10].

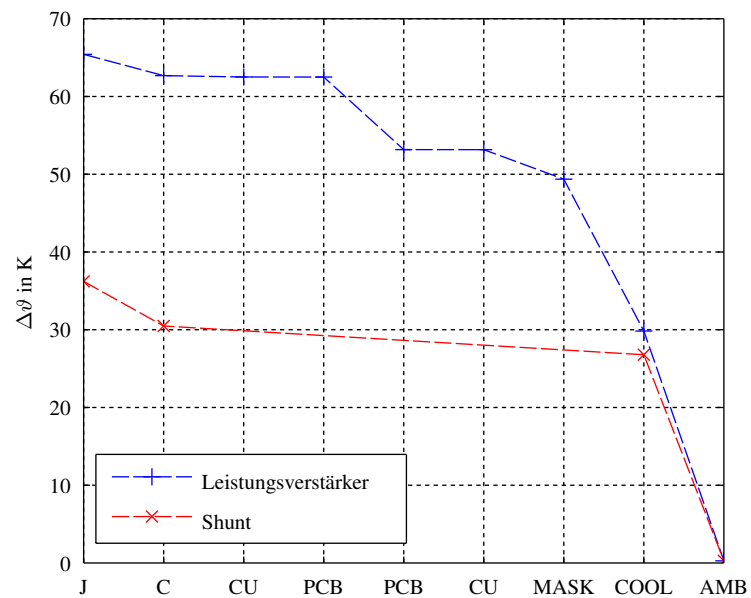


Abbildung 2.21: Temperaturgefälle von Umgebung zu Leistungsverstärker bzw. Umgebung zu Shunt bei $U_{Bat} = 3.7\text{ V}$ und $I_{Bat} = -32\text{ A}$.

Tabelle 2.14: Kennwerte zur Auslegung der Kühlung des Leistungsteils.

Parameter	Wert	Einheit
Materialeigenschaften [Werte aus Kol05]		
k_{Cu}	W/(m K)	355
k_{Al}	W/(m K)	175
k_{FR4}	W/(m K)	0.25
k_{Zinn}	W/(m K)	39
k_{Lack}	W/(m K)	0.3
Leiterplattenspezifikation ^a		
h_{Cu}	μm	35
h_{Zinn}	μm	20
h_{Lack}	μm	20
h_{PCB}	mm	1.6
Durchkontaktierung ^a		
r_a	μm	150
r_a	μm	125
Wärmeleitfolie ^b		
k_{Folie}	W/(m K)	0.37
h_{Folie}	mm	0.127
Kühlkörper ^c		
R_{th}	K/W	0.9
Lüfter ^d		
Anzahl	-	2
\dot{V}	m^3/h	70
d	mm	80

^a Spezifikationen laut PCB Pool, 11/2013

^b Fischer Elektronik SLFT 404

^c Fischer Elektronik SK85-100-SA

^d EBM PAPST 8412NG

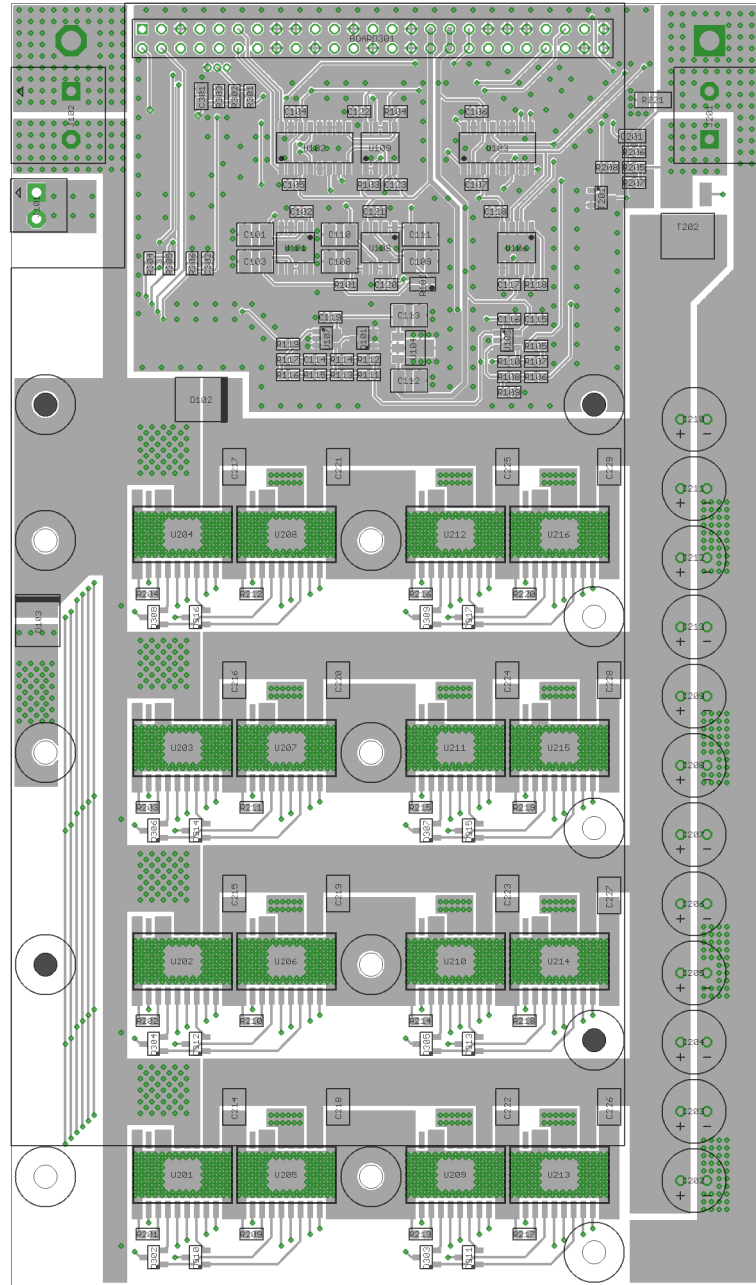


Abbildung 2.22: PCB Bauteilseite des *Power Board*.

Abbildung 2.22 zeigt die Bauteilseite des *Power Board*. Es ist zu sehen, dass die 16 Leistungsverstärker (U201 bis U216) auf vier Gruppen aufgeteilt sind. Der Gesamtstrom von 32 A wird durch die Summation von vier Teilströmen zu je 8 A erhalten.

Zur Ermittlung der notwendigen Leiterbahnbreite wird Abbildung 2.23 herangezogen.

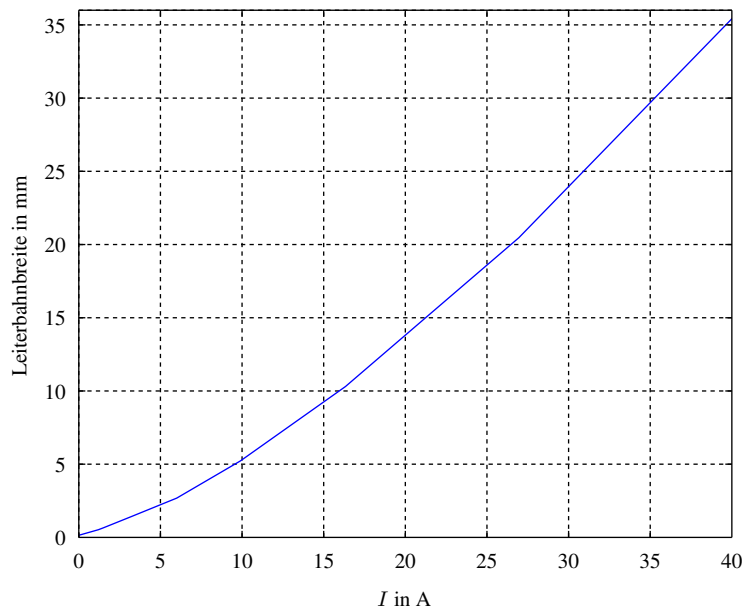


Abbildung 2.23: Strombelastbarkeit von Leiterbahnen bei einer Eigenerwärmung von 10 K [Erstellt mit Daten aus Kan05].

Für die Teilströme von 8 A sind somit mindestens 4 mm notwendig. Sicherheitshalber werden diese Leiterbahnen mit Minimum 6 mm ausgeführt. Im Diagramm kann ebenfalls abgelesen werden, dass für den vollen Strom von 32 A eine Breite von 26 mm notwendig ist. Diese Abmessung ist jedoch auf Grund des Platzbedarfs nicht zulässig. Aus diesem Grund werden alle Leiterbahnen, die diese Stromstärke führen müssen, durch eine aufgelötete 2.5 mm² Kupferleitung ausgeführt (siehe Abbildung 2.24).

Standardmäßig wird die Platine mit 0.3 mm Durchkontaktierungen erstellt. Zur Berechnung der notwendigen Anzahl kann eine Stromtragfähigkeit von 1 A pro Durchkontaktierung [Kan05] herangezogen werden.

Da die Ausgangsspannung sehr nahe an die Versorgungsspannung reichen muss, ist eine Betrachtung des Spannungsabfalls auf Leiterbahnen mit hohem Strom notwendig. Tabelle 2.15 zeigt die Ergebnisse einer Worst-Case Abschätzung. Tatsächlich fließt der maximale

Strom nie über die gesamte Leiterlänge. Da bei Verbindungen von 8 A und 32 A immer mindestens mit 40 Durchkontaktierungen geführt werden, wird dieser Spannungsabfall nicht weiter berücksichtigt.

2.1.8 Prozessor

Zur Ablaufsteuerung, digitalen Signalverarbeitung und Datenübertragung wird ein Mikrocontroller eingesetzt. Um den zusätzlichen Schaltungsaufwand zu minimieren wird ein fertiges Evaluierungsboard als Aufsteckplatine verwendet. Das gewählte STM32F4 Discovery Board liefert folgende Eigenschaften:

- 32-bit ARM Cortex M4 Kern mit 168 MHz
- 1 MB Flash
- 192 kB RAM
- Floating Point Unit, DSP Instruction Set
- Vielfältige Peripherie (ADC, DAC, Timer,...)
- Zahlreiche Schnittstellen (UART, I2C, I2S, SPI, USB, Ethernet)
- On-board Programmer
- 4 freie LEDs
- 1 freier Button
- Geringe Abmessungen (ca. 95 mm × 65 mm)
- Günstiger Anschaffungspreis⁸

⁸Preise vom 22.11.2013: 14.63 €(RS Components), 12.79 €(Farnell)

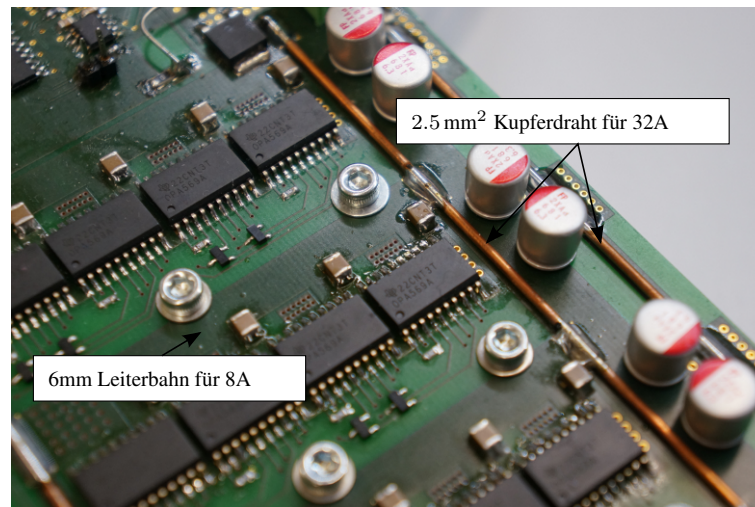


Abbildung 2.24: Breite Leiterbahn und aufgelöteter Kupferdraht für Hochstromverbindungen.

Tabelle 2.15: Spannungsabfall auf der Leiterplatte.

Parameter	Wert	Einheit
Leiterbahn mit 6 mm Breite		
R'	$\mu\Omega/\text{mm}$	103
l	mm	80
R	$\text{m}\Omega$	8.3
I	A	8
ΔU	mV	66.3
Kupferleitung mit 2.5 mm^2 Querschnitt		
R'	$\mu\Omega/\text{mm}$	8.7
l	mm	150
R	$\text{m}\Omega$	1.3
I	A	32
ΔU	mV	47.7
Durchkontaktierung mit 0.3 mm Durchmesser		
R'	$\text{m}\Omega/\text{VIA}$	1.6

2.2 Firmware

Die Erstellung einer vollständigen und benutzerfreundlichen Firmware würde den vorgesehenen Aufwand dieser Arbeit überschreiten. Dennoch ist zur Vermessung und Inbetriebnahme der Hardware eine gewisse Grundfunktionalität der Prozessoreinheit notwendig. In diesem Kapitel sind die zu Grunde liegenden Überlegungen bezüglich Firmwaredesign und Datenübertragungskonzept erläutert.

2.2.1 Datenkommunikation

Zur Messdatenverarbeitung ist eine Übertragung an einen Rechner notwendig. Um eine geeignete Schnittstelle zu wählen, ist eine Abschätzung der erforderlichen Übertragungsbandbreite durchzuführen.

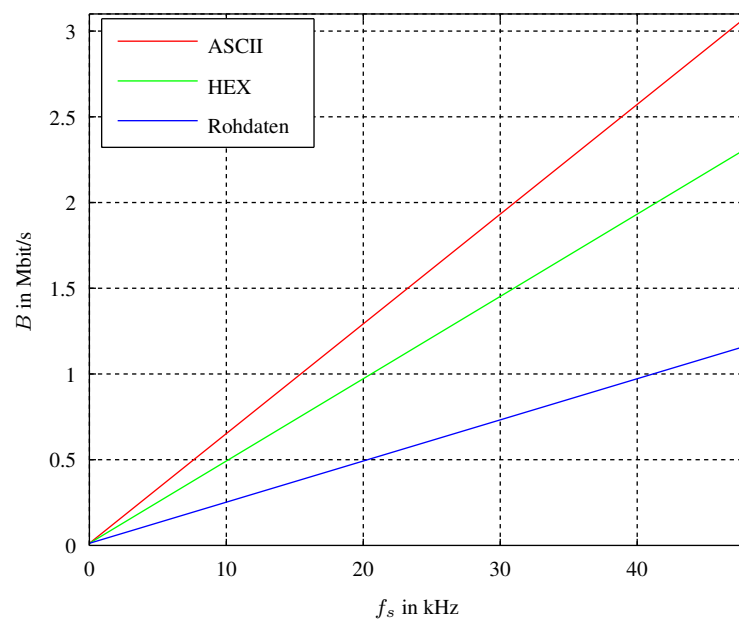


Abbildung 2.25: Benötigte Übertragungsbandbreite pro Kanal in Abhängigkeit der Abtastfrequenz bei verschiedenen Kodierungsvarianten.

In Abbildung 2.25 kann die benötigte Übertragungsbandbreite pro Kanal abgelesen werden. Es ist zu sehen, dass bei ASCII und hexadezimaler Codierung der Daten bereits bei wenigen Kanälen sehr hohe Übertragungsgeschwindigkeiten notwendig sind. Für den zu Grunde

liegenden Fall von 3 Kanälen (2xADC, 1xDAC) wird bei einer Rohdatenübertragung eine Übertragungsbandbreite von 3.3 Mbit/s benötigt. Die vom Prozessor Board zur Verfügung gestellte USB Anbindung ist somit eine geeignete Schnittstelle.

Die *USB Full-Speed* Spezifikation [Eklärungen/Überlegungen zu USB aus Kel99] definiert eine Übertragungsrate von 12 Mbit/s. Hier handelt es sich jedoch um die Busübertragungsrate. Da die Schnittstelle, abhängig von gewählter Transferart und Klasse, unterschiedlich viel Overhead benötigt, weicht die maximal mögliche Datenrate von diesem Wert ab. Prinzipiell unterscheidet USB zwischen vier verschiedenen Transferarten:

- Control-Transfer
- Interrupt-Transfer
- Bulk-Transfer
- Isochronous-Transfer

Zur Übermittlung großer Datenmengen, bei denen der exakte Zeitpunkt der Übertragung nicht wichtig ist, ist der *Bulk-Transfer* geeignet. Die maximale Datenrate beträgt hier 9.7 Mbit/s. Eine Gerätekategorie die diese Übertragungsart nutzt ist die *Comunciation Device Class (CDC)*. Ein weiterer Vorteil dieser Klasse ist, dass das USB Gerät am Rechner als virtuelle serielle Schnittstelle erscheint. Die serielle Schnittstelle ist in der Messtechnik bereits seit vielen Jahren etabliert und wird daher sehr gut von diversen Softwarepaketen und Programmiersprachen unterstützt. Unter UNIX Betriebssystemen erfolgt das Lesen und Schreiben auf diese Schnittstellen mittels einfacher Dateioperationen.

Wie bereits am Anfang dieses Kapitels erwähnt, erfolgt die Datenübertragung ohne jegliche Codierung. Der Vorteil dieser Übertragungsart ist der geringe Bandbreitenbedarf. Ein klarer Nachteil ist jedoch, dass kein Datentrennzeichen, oder das klassische *Newline* zum Beenden eines Datensatzes verwendet werden kann. Jedes mögliche Zeichen kann genauso in den Daten vorkommen. Aus diesem Grund wird ein genau definiertes Übertragungsprotokoll verwendet. Abbildung 2.26 zeigt den allgemeinen Aufbau eines Datenpakets.

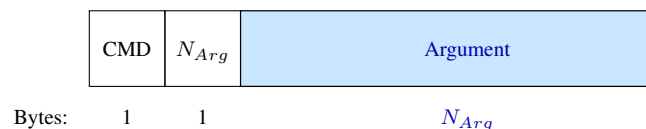


Abbildung 2.26: Allgemeine Struktur eines Datenpakets.

In Abbildung 2.27 ist die genaue Struktur eines Messdatenpakets dargestellt.

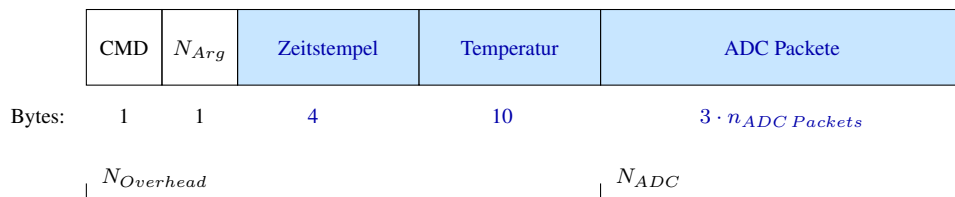


Abbildung 2.27: Aufbau eines Messdatenpakets.

Damit die Überlegung aus Abbildung 2.25 weiterhin verwendet werden kann, muss folgende Beziehung eingehalten werden:

$$N_{ADC} \gg N_{Overhead} \quad (2.86)$$

2.2.2 Firmwarekonzept

Die Aufgabe der Minimalfirmware ist das Übertragen der Messdaten vom Gerät zu einem Rechner und umgekehrt. Durch Verwendung des *Direct Memory Access (DMA)* kann diese Aufgabe sehr Ressourcenschonend am Mikrocontroller realisiert werden. Dies ist außerdem nützlich, um möglichst viel Rechenleistung für die digitale Signalverarbeitung zur Verfügung zu halten.

Die Abbildungen 2.28 und 2.29 zeigen die Ablaufdiagramme des Hauptprogramms und des DMA Interrupts.

Ein weiterer Interrupt dient zur Verwaltung des USB Protokolls. Dieser wird von der verwendeten Software Bibliothek zur Verfügung gestellt und nicht weiter erklärt. Um einen Messdatenverlust zu vermeiden, müssen den Interrupts Prioritäten zugeteilt werden:

1. ADC Data Ready Interrupt, höchste Priorität, wird mit 48 kHz aufgerufen.
2. USB Interrupt, wird von der USB Bibliothek verwaltet.
3. ADC DMA Interrupt, wird aufgrund einer Buffergröße von 96 Werten mit 1 kHz aufgerufen. In diesem Interrupt wird der halbe Bufferinhalt an den Rechner übertragen. Die jeweils andere Hälfte kann während dessen bereits beschrieben werden.
4. Alle weiteren Interrupts

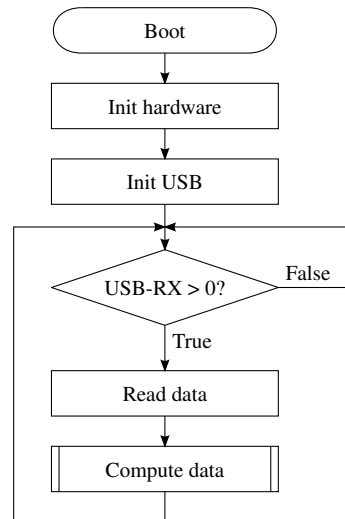


Abbildung 2.28: Ablaufdiagramm des Hauptprogramms.

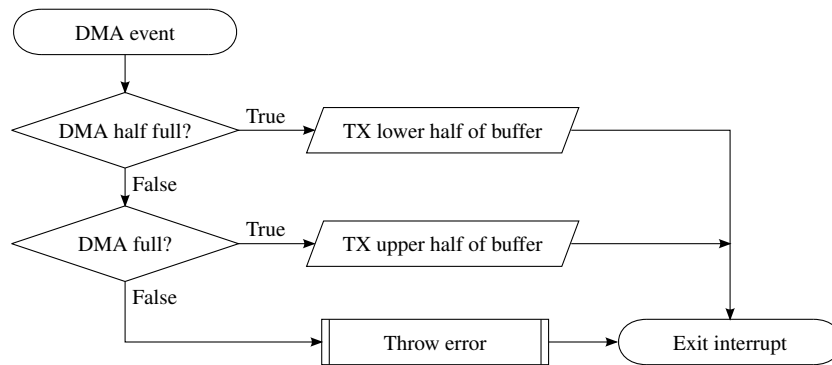


Abbildung 2.29: Interrupt bei einem *DMA Event*.

3 Systemevaluierung

In diesem Kapitel werden einige exemplarische Messungen mit dem entwickelten System dargestellt. Alle Messungen werden mit dem Prototypen (Rev. 1.0) durchgeführt. Die Erkenntnisse sind in eine verbesserte Version der Hardware eingeflossen (Rev. 1.1). Der Schaltplan der verbesserten Version ist im Anhang wiedergegeben.

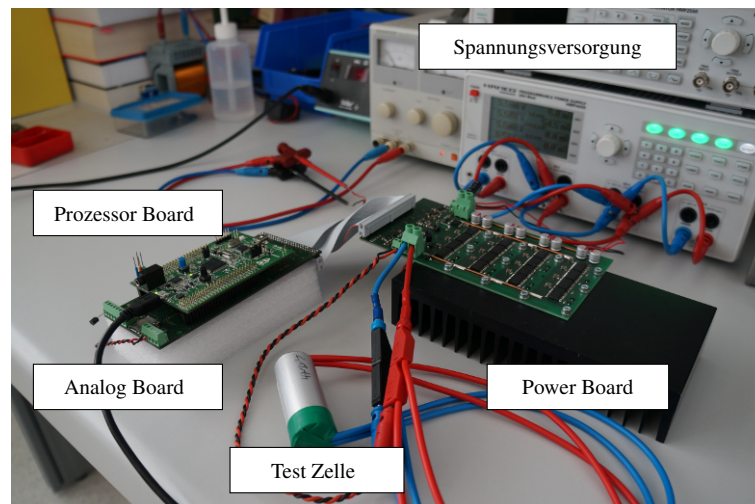
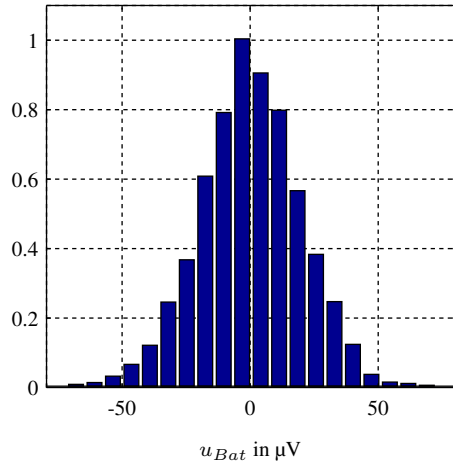


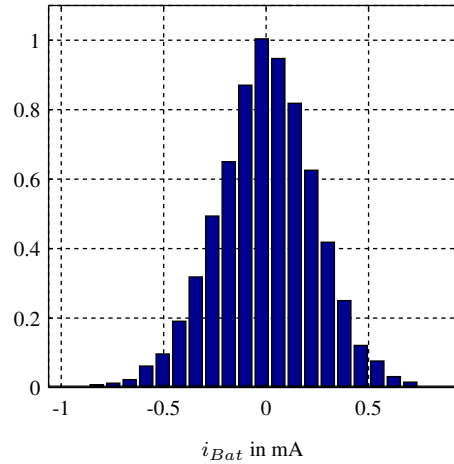
Abbildung 3.1: Testaufbau mit Hardware Prototyp (Rev. 1.0).

3.1 Erreichte Messgenauigkeit

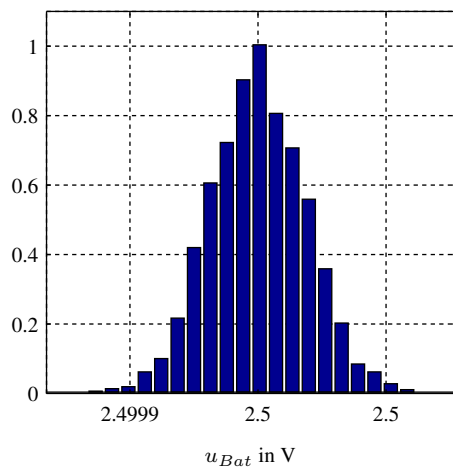
Zur Evaluierung der erreichten stationären Genauigkeit werden die vorgesehenen Kalibrier-
spannungen verwendet. Mit Hilfe der Analogschalter wird zum einen eine Spannung von 0 V
und im zweiten Schritt die Kalibrierspannung angelegt. In Abbildung 3.2 sind die Ergebnisse
zu sehen. Vergleicht man die Werte mit den Berechnung aus Kapitel 2.1.2 und 2.1.3 ist zu
erkennen, dass Berechnung und Messung sehr gut übereinstimmen.



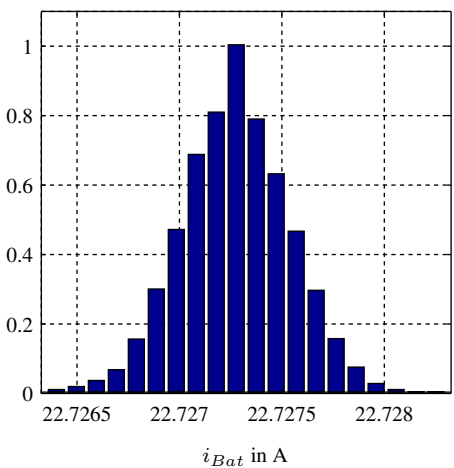
(a) Spannungskanal bei GND, $18 \mu\text{V}$ (31 digits) Standardabweichung, SNR: -105.7 dBFS



(b) Stromkanal bei GND, $259 \mu\text{A}$ (43 digits) Standardabweichung, SNR: -102.8 dBFS



(c) Spannungskanal bei Referenzspannung, $18 \mu\text{V}$ (31 digits) Standardabweichung, SNR: -105.7 dBFS



(d) Stromkanal bei Referenzspannung, $259 \mu\text{A}$ (43 digits) Standardabweichung, SNR: -102.8 dBFS

Abbildung 3.2: Verteilung der Messwerte von Strom- und Spannungsmessketten bei kurzgeschlossenem Eingang bzw. Kalibrierspannung am Eingang.

3.2 Temperaturdrift

Zur Evaluierung der Temperaturdrift werden einzelne Baugruppen punktuell mit einem 50 °C heißen LötKolben erwärmt. Bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C ergibt sich somit eine Erwärmung um ca. 25 K (Die Temperatur im Inneren des Bauteils wird nicht gemessen). Das Messergebnis (siehe Abbildung 3.3) bestätigt die vorangegangenen Überlegungen.

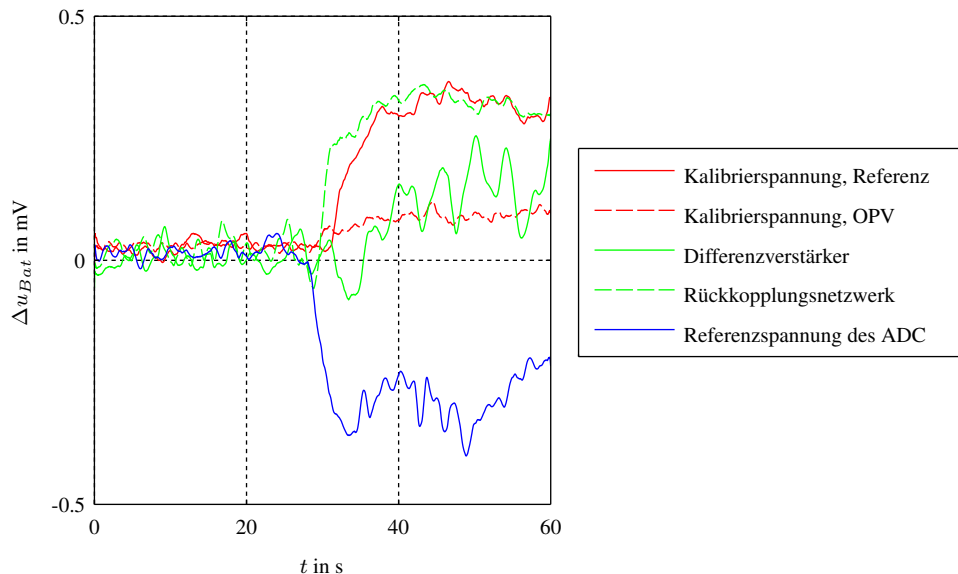


Abbildung 3.3: Temperaturdrift der Spannungsmesskette und Kalibrierspannung bei einer Erwärmung um 25 K.

Die Drift wird zum größten Teil durch die Referenzspannung und das Rückkopplungsnetzwerk der Differenzverstärker bestimmt. Aus diesem Grund wird für Version 1.1 der Schaltung eine bessere Referenz gewählt. SMD-Präzisions-Arrays mit besserem Temperaturverhalten sind bei den zur Verfügung stehenden Distributoren nicht erhältlich.

3.3 Störeinfluss Lüfter

Da die Eigenerwärmung des Shunt-Widerstandes großen Einfluss auf die Temperaturdrift der Strommessung hat (siehe Kapitel 2.1.3), ist es naheliegend diesen möglichst gut zu kühlen. Aus diesem Grund wird in einem ersten Versuch ein 40 mm Lüfter direkt auf dem Shunt angebracht. Ein anschließender Messvorgang mit dem System zeigt jedoch, dass der

Lüfter ein Störsignal auf den Shunt einkoppelt. Abbildung 3.4 zeigt das gestörte Signal und das Spektrum des Strommesskanals, wobei der ADC der Strommesskette über den Analogschalter auf GND gekoppelt ist. Eine direkte Montage des Lüfters auf dem Shunt ist somit nicht zulässig.

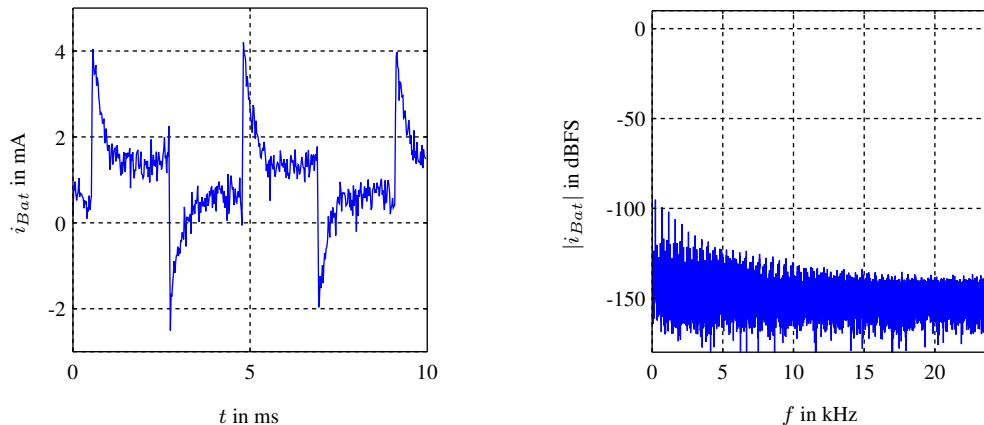


Abbildung 3.4: Störsignal durch den Lüfter bei Strommessung.

3.4 Evaluierung der Leistungsendstufe

Zur Evaluierung der Leistungsendstufe und des Stromreglers wird ein Test-Akku¹ mit Strömen verschiedener Amplitude und Frequenz beaufschlagt. Abbildung 3.5 zeigt die Messergebnisse bei 1 A Amplitude, Abbildung 3.6 bei 32 A.

Bei einem Sollwert von 32 A und 20 kHz Signalfrequenz ist ein deutliches Einsinken der Stromamplitude zu erkennen. Betrachtet man das Stromsignal mit einer höheren Abtastfrequenz (siehe Oszilloskop Messung in Abbildung 3.7), ist eine deutliche Verzerrung des Sinus zu sehen. Ebenfalls auffällig ist, dass die Verzerrung und das Einsinken der Amplitude nur bei positiver Halbwelle, sprich beim Laden des Akkus, auftreten. Dieser Effekt kann durch die größere Leitungslänge und die zusätzlichen Kontaktwiderstände für den Ladevorgang gegenüber dem Entladevorgang begründet werden. Während des Ladens muss die Energie von einem externen Netzgerät zum Leistungsteil und anschließend weiter zum Akku. Beim Entladen hingegen muss nur die Strecke vom Akku bis zum Leistungsteil überwunden werden. Die gesamte Energie wird bereits im Leistungsteil in Wärme umgesetzt. Weist die angeschlossene Zelle eine Spannung von 3.5 V auf, so kann die Leistungsendstufe bei einer

¹Typ: A123 Systems ANR26650M1-B, LiIon Zelle

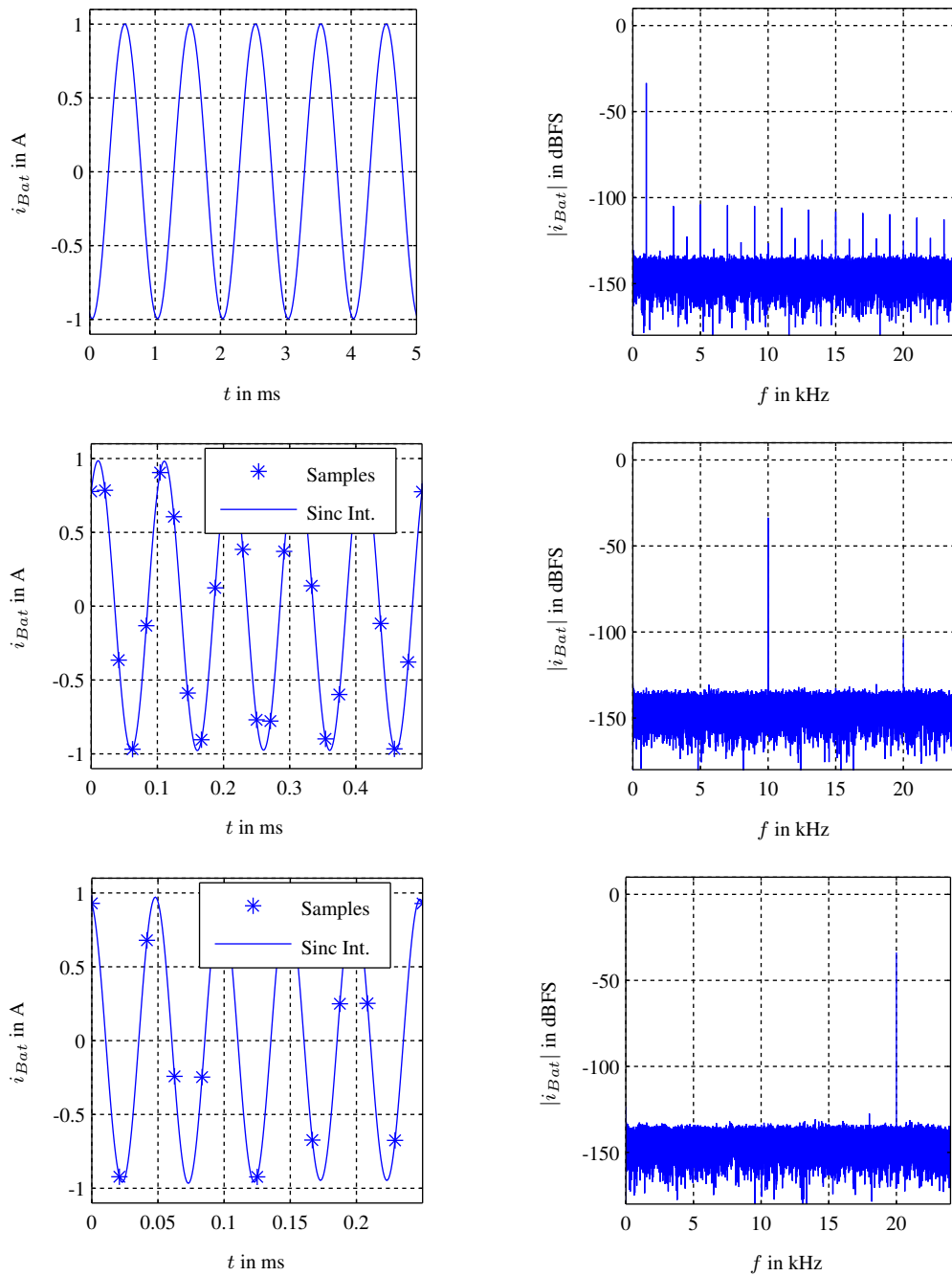


Abbildung 3.5: Sinusförmiges Testsignal mit 1 A Amplitude bei 1, 10 und 20 kHz (Aufnahmezeit jeweils 1 s, $N_{FFT} = 48000$).

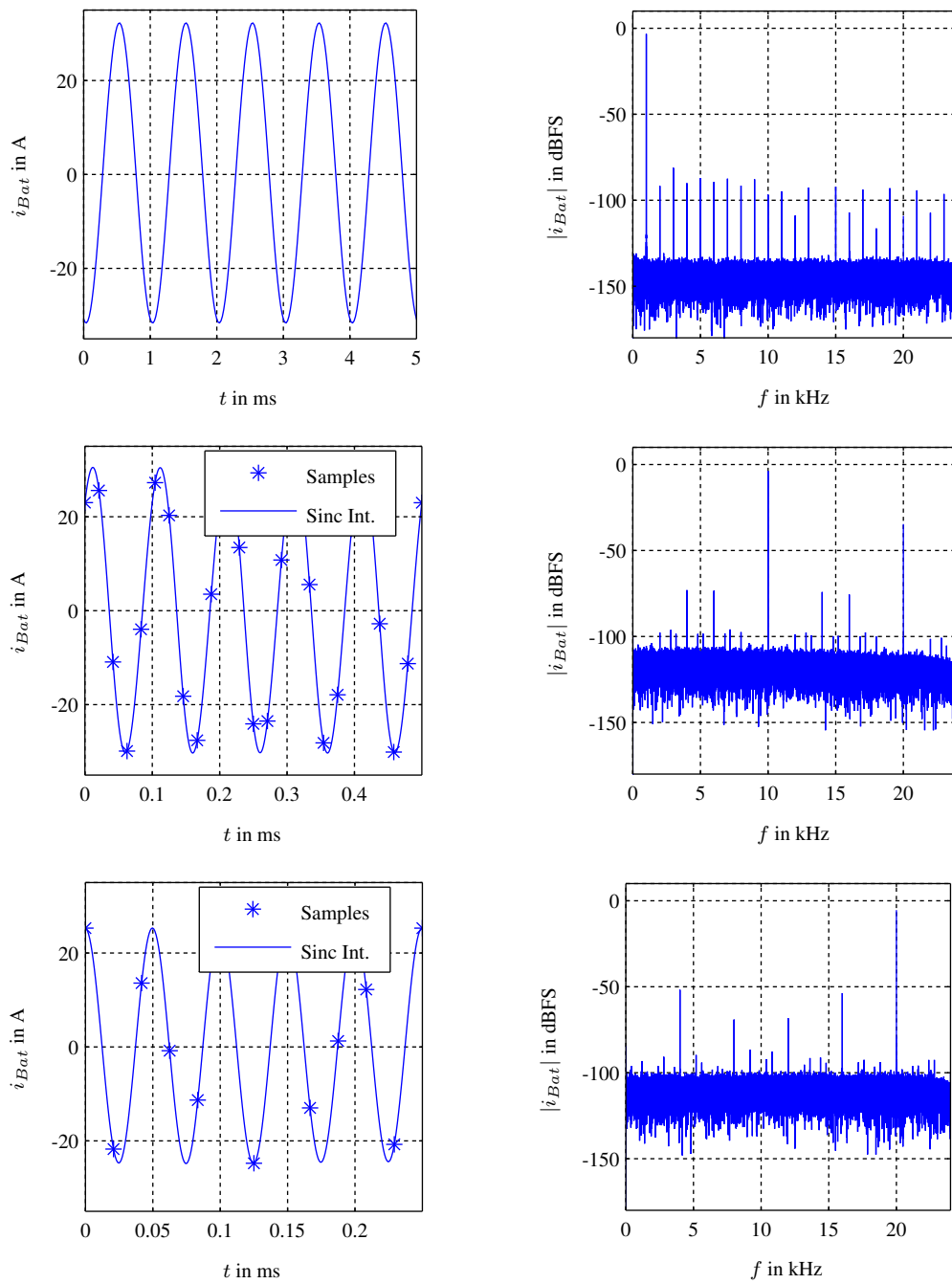


Abbildung 3.6: Sinusförmiges Testsignal mit 32 A Amplitude bei 1, 10 und 20 kHz (Aufnahmezeit jeweils 1 s, $N_{FFT} = 48000$).

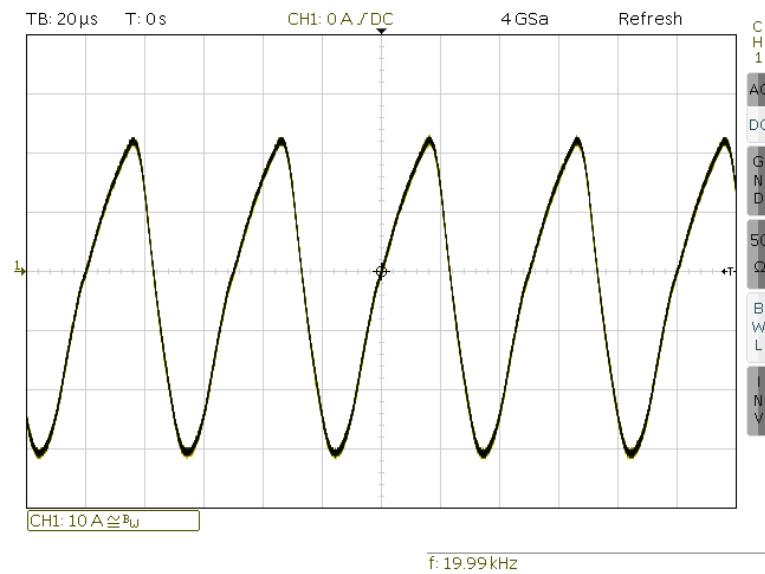


Abbildung 3.7: Strom bei einer Sollwertvorgabe von 32 A Amplitude bei 20 kHz

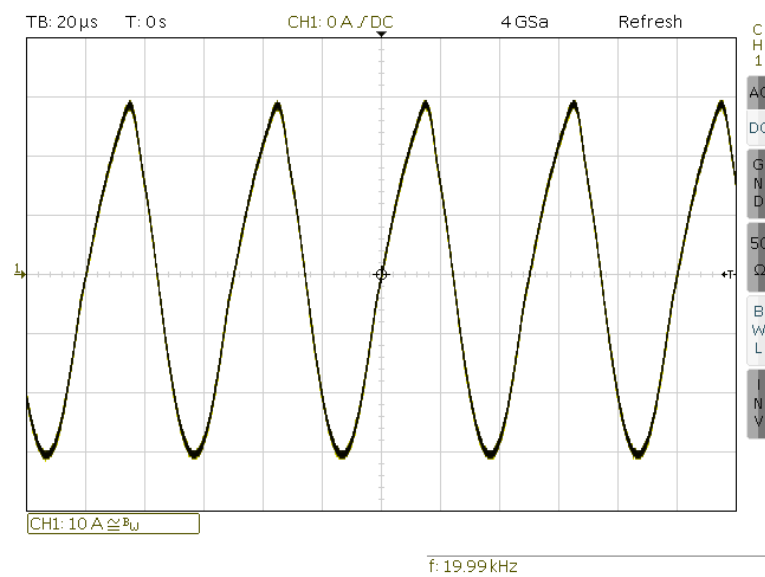


Abbildung 3.8: Strom bei einer Sollwertvorgabe von 32 A Amplitude bei 20 kHz mit verkürzten Anschlussleitungen

Versorgung von 5 V einen Spannungshub von 3.5 V für negative Ströme und einen Hub von 1.5 V für positive Ströme erzeugen. Die erhöhte Leitungsinduktivität und der verringerte Spannungshub begrenzen somit die Anstiegsgeschwindigkeit des Stromes bei der positiven Halbwelle. Ein weiterer Versuch mit kürzen Leitungen zeigt bereits ein deutlich besseres Verhalten (siehe Abbildung 3.8). Es sind daher möglichst kurze Leitungen mit großem Querschnitt zu verwenden. Durch zusätzliches Verdrillen oder durch Verwendung von Koaxialkabeln kann die Induktivität weiter verringert werden. Ein Anheben der Betriebsspannung auf 5.5 V erhöht den Spannungshub für positive Ströme. Betriebsspannungen größer als 5.5 V sind aufgrund der gewählten Leistungsoperationsverstärker nicht zulässig.

4 Zusammenfassung

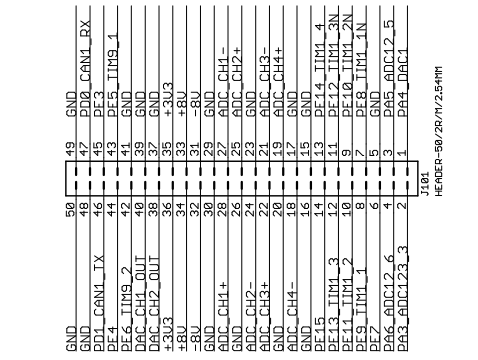
Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein elektronisches Messsystem zur Vermessung von (Batterie) Einzelzellen entwickelt. Es wird gezeigt, dass eine gut überlegte BauteilAuswahl und ein absolut sauberes Leiterplattendesign unbedingt notwendig sind, um möglichst präzise Eigenschaften zu erreichen. Die Kombination von hoher Genauigkeit und einer Leistungsendstufe mit hoher Ausgangsleistung stellt zusätzliche Anforderungen an das Leiterplattendesign und das Kühlkonzept. Die abschließende Inbetriebnahme des Prototypen, zeigt dass die Genauigkeit der Messketten für Strom und Spannung, bereits sehr gut an den SNR der 24 bit ADCs angepasst sind. Die Werte der Temperaturdrift können durch die Wahl eines besseren Referenzbausteins weiter verkleinert werden. Der Betrieb der Leistungsendstufe mit einer Testzelle zeigt, dass für den Betrieb mit großen Strömen bei hohen Frequenzen auf kurze Leitungen geachtet werden muss. Auf Basis der gewonnen Erkenntnisse bei der Erstellung und Vermessung des Prototypen wird abschließend eine verbesserte Hardware entwickelt, welche für Messungen am Institut zur Verfügung steht.

A Schaltpläne

Auf den folgenden Seiten sind die im Zuge dieser Arbeit erstellten Schaltpläne beigelegt. Es handelt sich dabei um die bereits verbesserte Version 1.1.

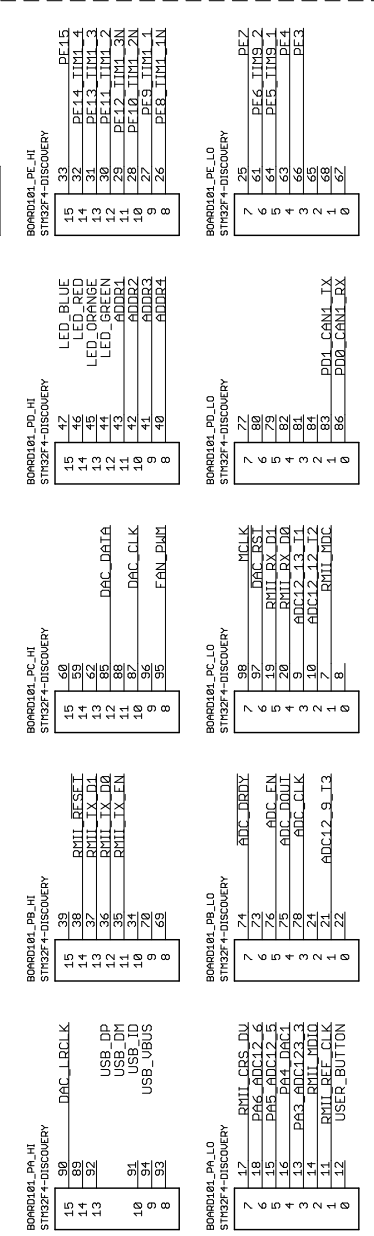
1 2 3 4 5 6 7 8

Expansion board connector

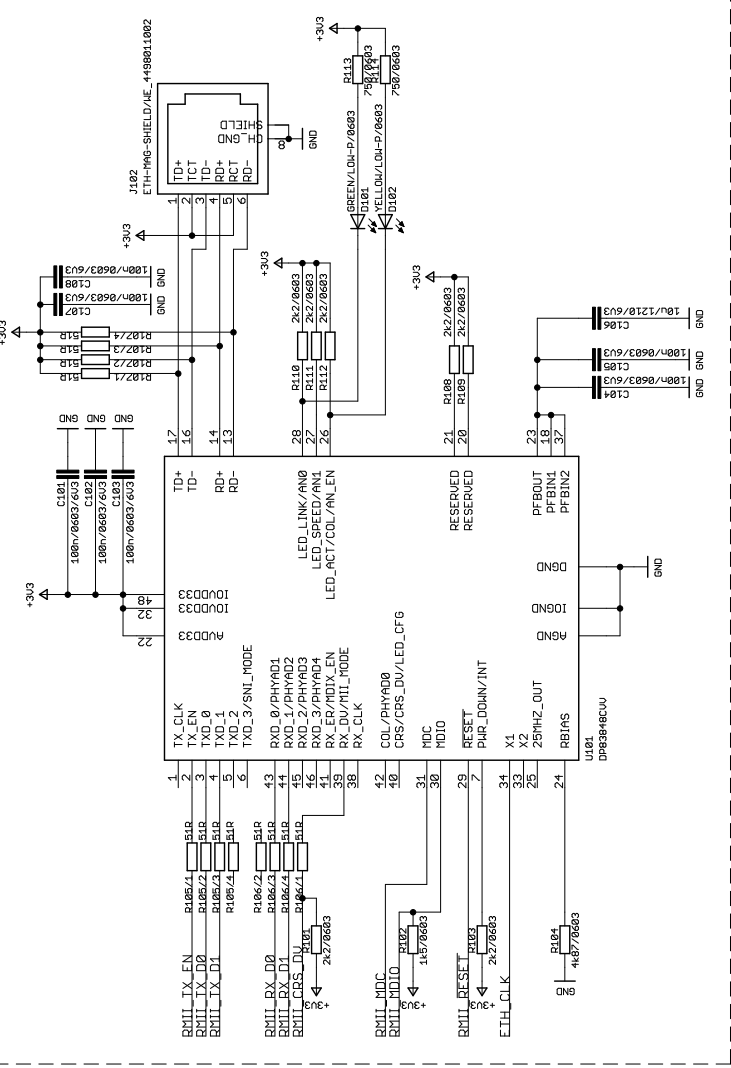


Processor

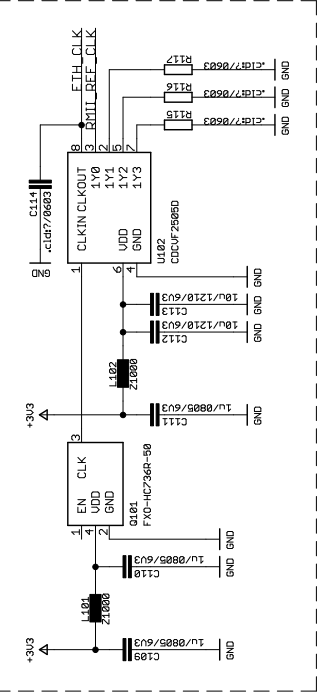
To avoid conflicts, the solder bridge SB12 and IC U5 of the Discovery Board have to be removed.
 The on-board reference voltage of the STM32F4 Discovery Board should be changed to 2V5.
 The Discovery board gets powered from the analog board with 5V DC and feeds back 3V, 3V3 if the D3 of the Discovery Board gets removed.



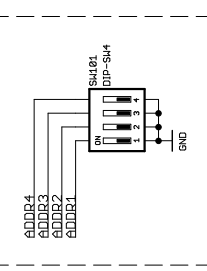
Ethernet with RMII

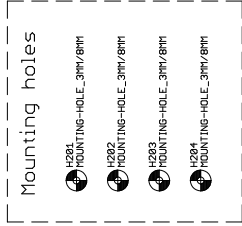
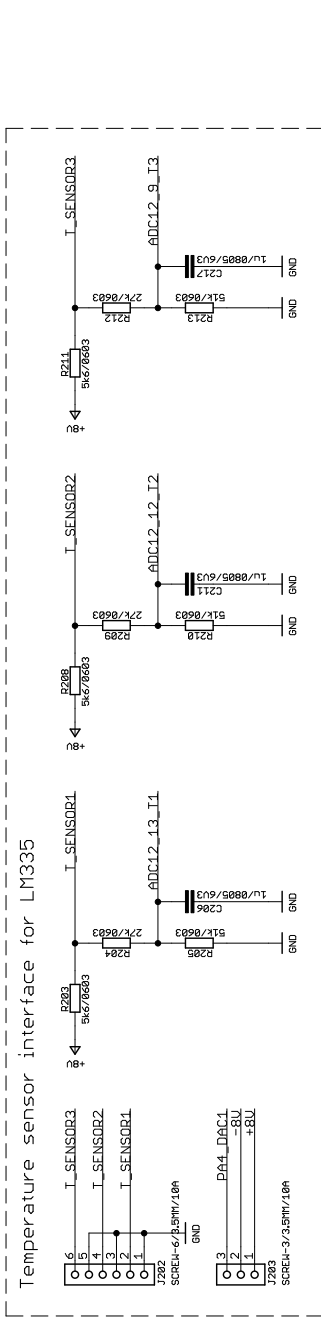
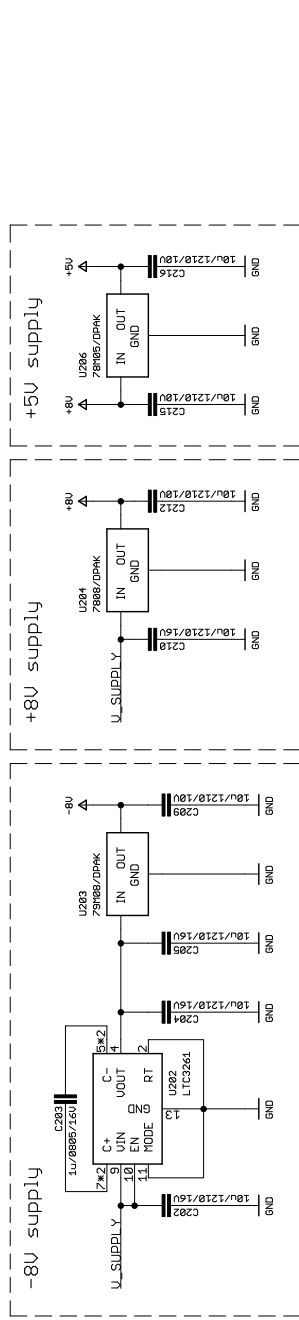
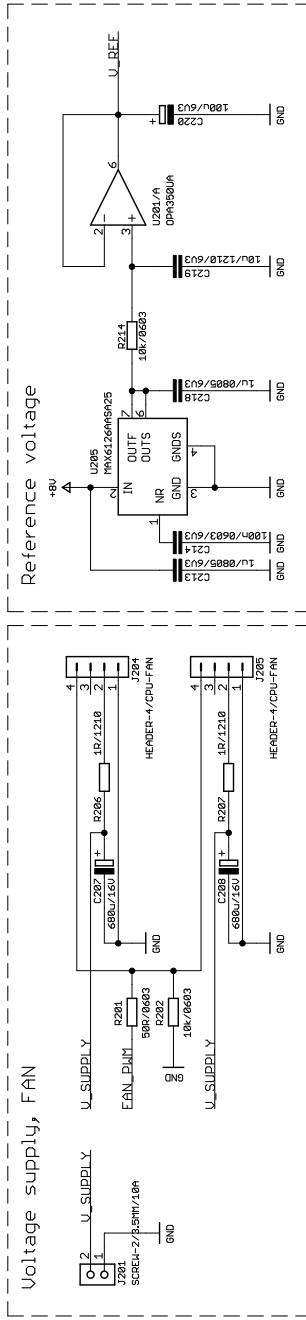


Ethernet clock

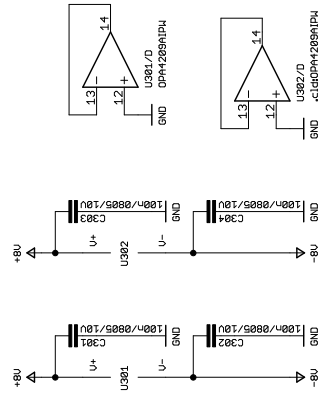
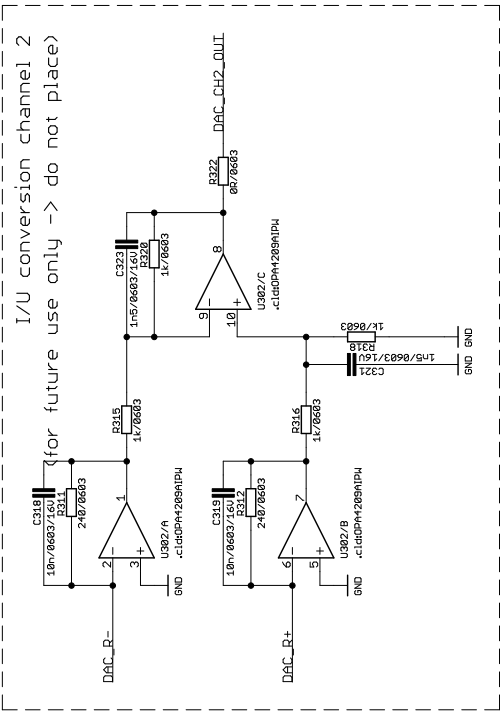
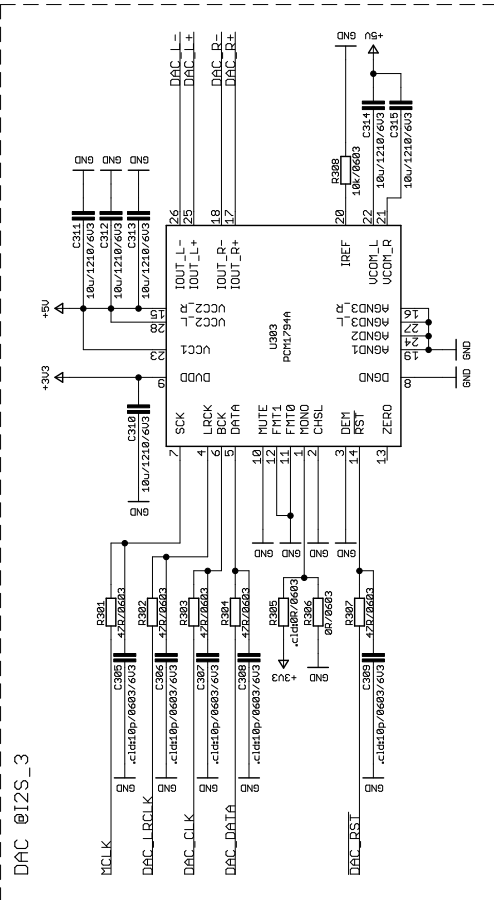
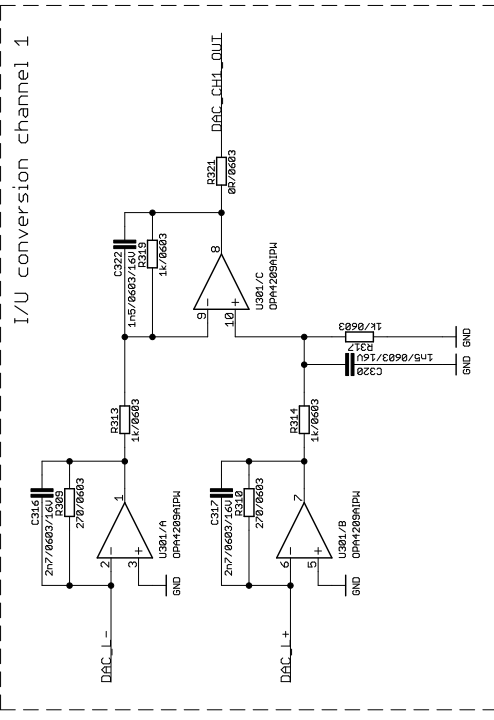


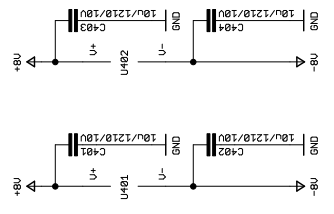
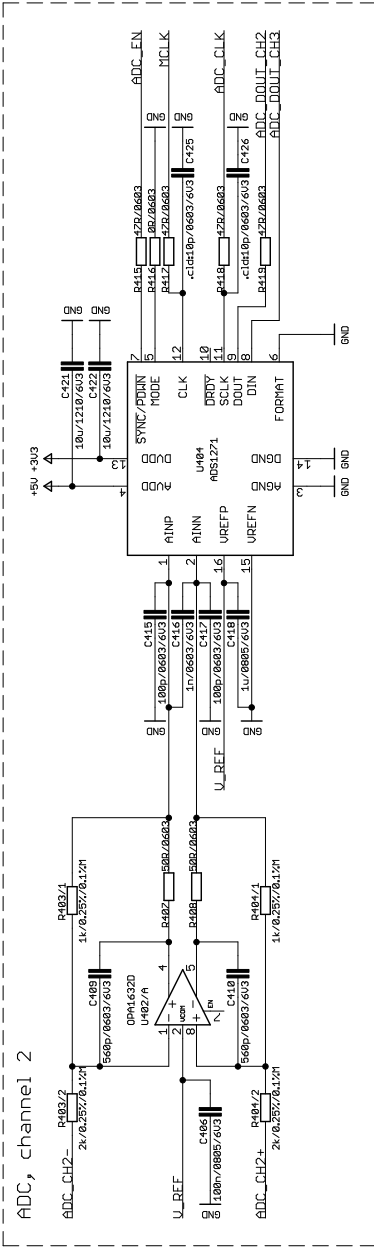
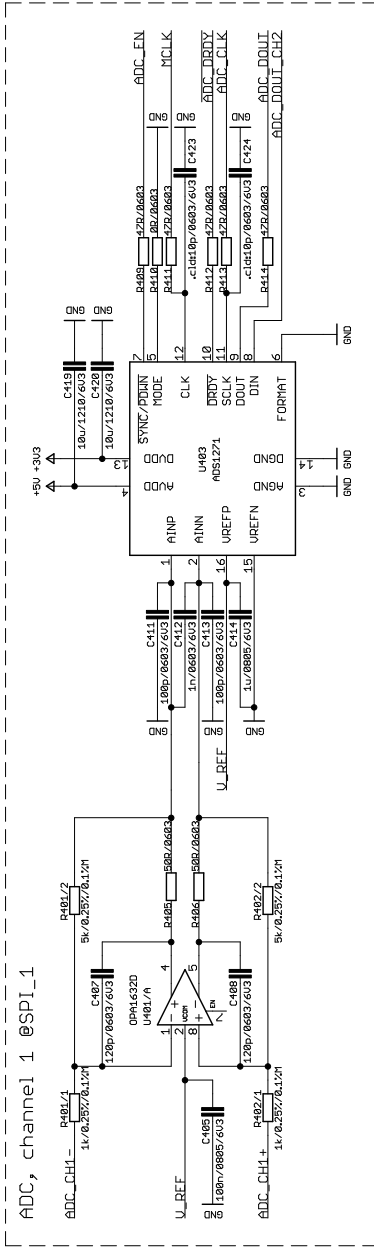
Hardware address



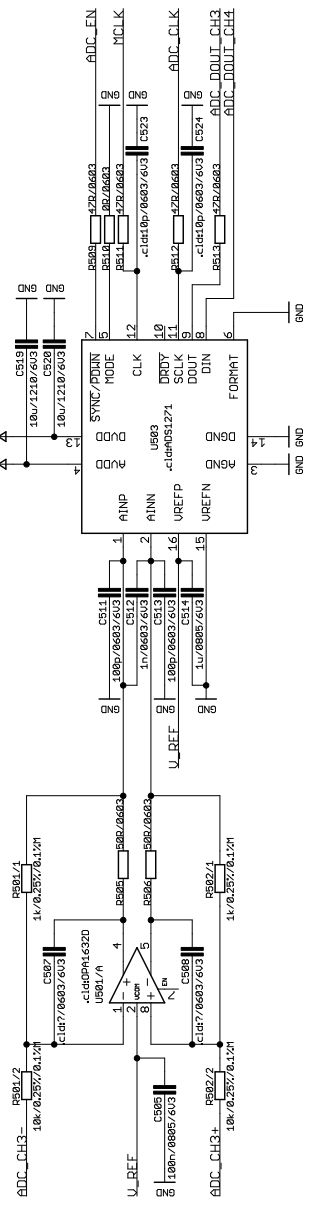


1 2 3 4 5 6 7 8

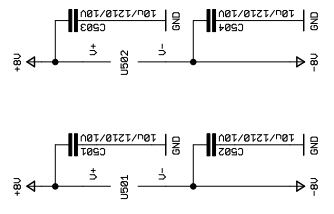
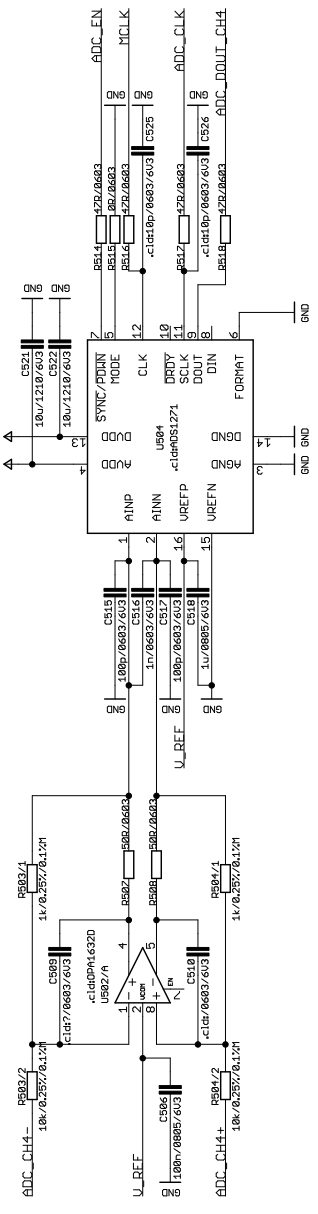




ADC, channel 3 (for future use only -> do not place)



ADC, channel 4 (for future use only -> do not place)



ADDITIONAL INFORMATION

- All capacitor voltage ratings in this schematic are minimum values. Higher rated parts may be used.

ROUTING GUIDANCE

- Use a 4-layer design
 TOP: signal, connectors
 INNER 2: U+, +3V3, +5U
 INNER 1: GND
 BOTTOM: signal, components
- Only the following parts have to be placed on the top side of the board:
 BOARD101: STM32F4 Discovery Board
 J201, J202, J203: Screw terminals for supply input, supply output and temperature sensors
 J102, D101, D102: Ethernet connector and LEDs
 J204, J205, C207, C208: Connectors und capacitors for fan
 SW101: Hardware address dip switch
- Print a pin description behind the connectors into the copper layer (no silk screen)

VERSION CONTROL

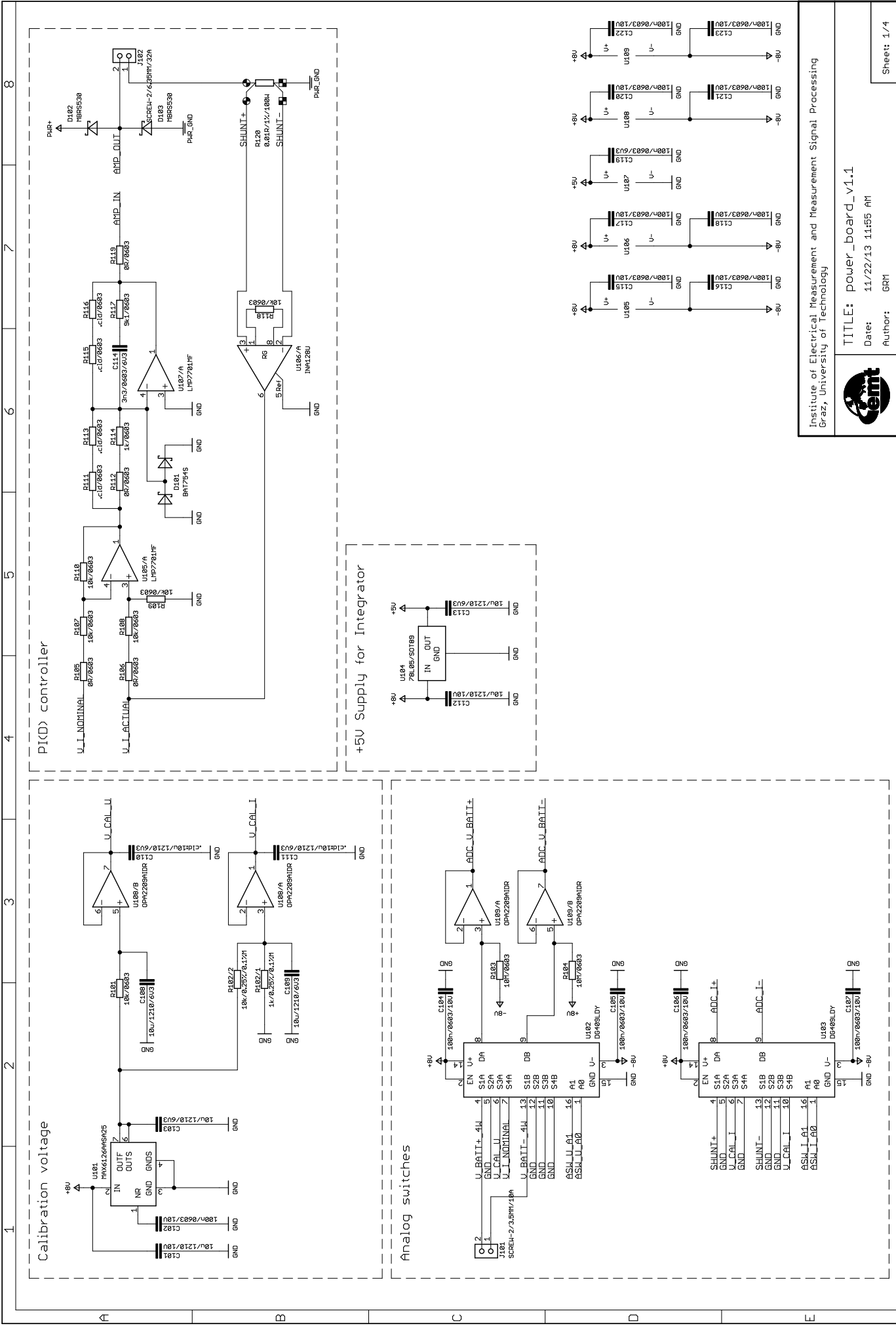
Version	Date	Author	Information/Changes
1.0	2013-09-01	GRM	Initial version of the analog board.
1.1	2013-11-12	GRM	Minor changes, based on measurements of v1.0: - Changed from +/-5U to +/-8U - Better reference voltage because temperature drift Communciation: - Deleted microSD card - Added Ethernet interface Further: - Added CPU fan connectors - Changed outline an drillings to fit on power board v1.1

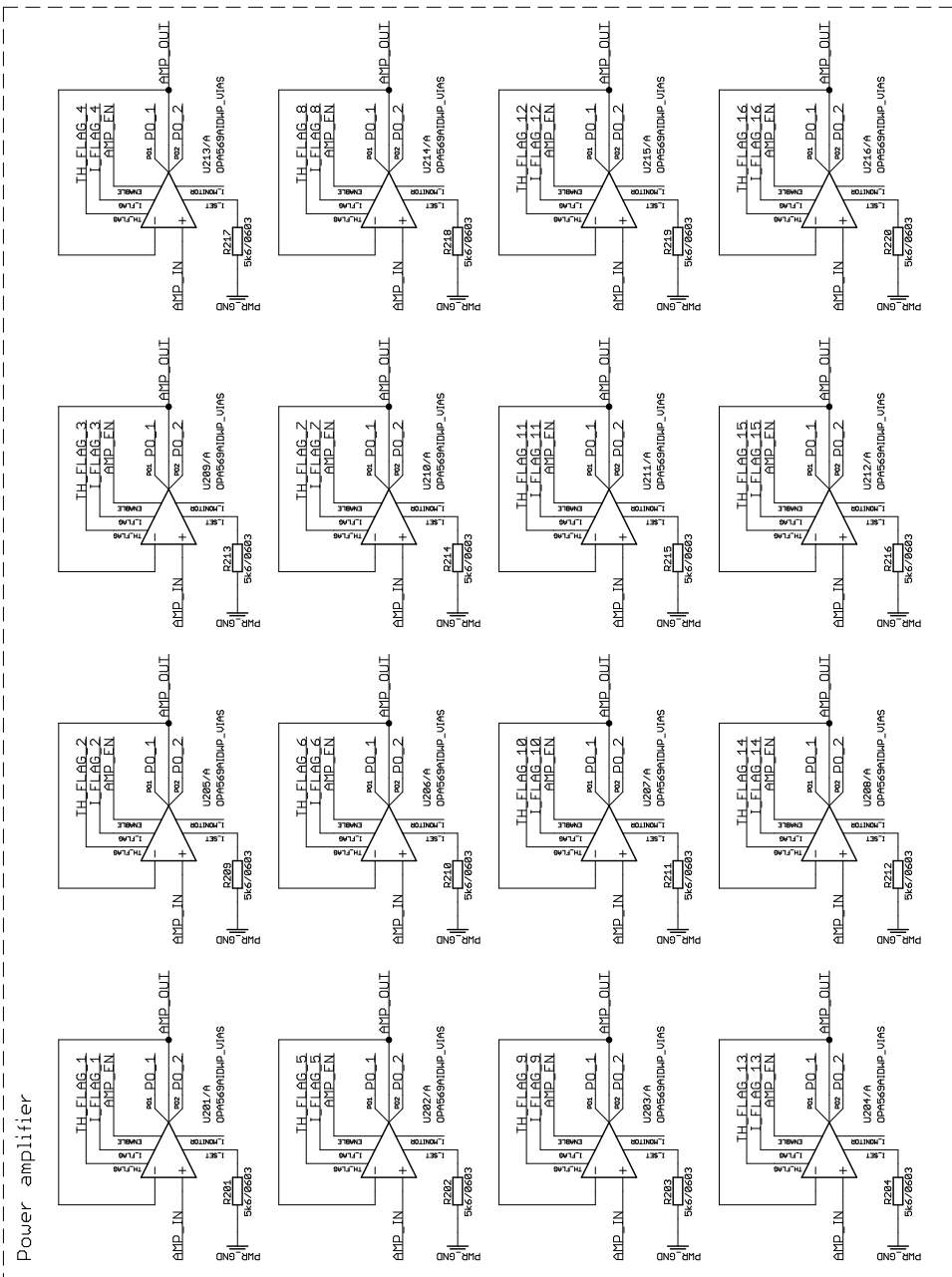
EM1/ZPHI_MASK

Institute of Electrical Measurement and Measurement Signal Processing
 Graz, University of Technology

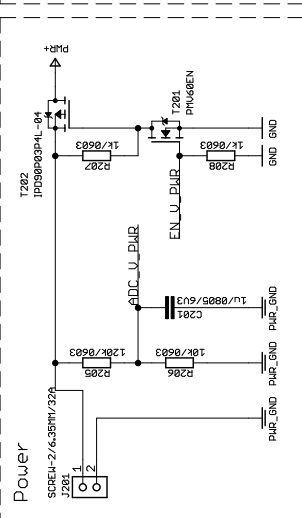
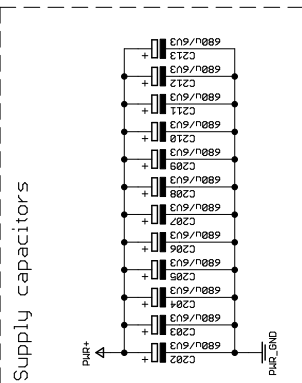


TITLE: analog_board_v1.1
Date: 11/27/13 6:05 PM
Author: GRM





GND
 This resistor should connect GND at a single point.
 -> High currents on the PHR_GND net cannot cause any voltage drop on the GND net.



Power amplifier

Power

Supply capacitors



ADDITIONAL INFORMATION

- All capacitor voltage ratings in this schematic are minimum values. Higher rated parts may be used.
- Capacitors 202 - 213 have to deal with high ripple currents. Types with >4A should be choosen.

ROUTING GUIDANCE

- Use a 2-layer design
- High current nets (>8A) have to be conducted over an external soldered copper wire.
- Make shure that there are not parts on bottom layer for mounting the heatsink.
- All vias under heatsink (except PWR_GND) have to be covered with stop cream.

VERSION CONTROL

Version	Date	Author	Information/Changes
1.0	2013-09-01	GRM	Initial version of the power board.
1.1	2013-11-06	GRM	Some changes based on measurements of v1.0: - Optimized size to fit on 160x100mm heatsink - Deleted fan control - Changed to +/-8U from +/-5U - Changed various parts for better temperature behaviour

EM1/2PHI_MASK



Literatur

- [Fis10] Fischer Elektronik. *Technische Erläuterungen*. 2010. URL: <http://www.fischerelektronik.de> (siehe S. 40).
- [Gru+12] Stefan Gruber u. a. »Low Distortion Power Amplifier for Battery Measurement Systems«. In: *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), IEEE International*. Graz, Austria, Mai 2012, S. 565–570 (siehe S. 1).
- [HD04] Martin Horn und Nicolaos Dourdoumas. *Regelungstechnik, Rechnerunterstützter Entwurf zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Regelkreise*. 1. Aufl. Pearson, 2004. ISBN: 3-8273-7059-0 (siehe S. 28).
- [Kan05] Bob Kando. *PCB Layout Guidelines for Power Controllers*. SLUA366. Application Report. Okt. 2005. URL: <http://www.ti.com/litv/pdf/slua366> (siehe S. 43).
- [Kar02] James Karki. *Fully-Differential Amplifiers*. Revision D. SLOA054D. Application Report. Jan. 2002. URL: <http://www.ti.com/litv/pdf/sloa054d> (siehe S. 5).
- [Kel99] Hans Joachim Kelm. *USB Universal Serial Bus*. Franzis, 1999. ISBN: 3-7723-7962-1 (siehe S. 47).
- [Kol05] Robert Kollman. *Constructing Your Power Supply - Layout Considerations*. Juni 2005. URL: <http://www-s.ti.com/sc/techlit/slup230.pdf> (siehe S. 41).
- [OS07] Alan Oppenheim und Ronald Schafer. *Discrete-Time Signal Processing*. 3. Aufl. Pearson, 2007. ISBN: 978-0-13-206709-6 (siehe S. 8).
- [Sch+12] Bernhard Schweighofer u. a. »Fast and accurate battery model applicable for EV and HEV simulation«. In: *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), IEEE International*. Graz, Austria, Mai 2012, S. 565–570 (siehe S. 26).
- [TS02] Ulrich Tietze und Christoph Schenk. *Halbleiter Schaltungstechnik*. 12. Aufl. Springer, 2002. ISBN: 3-540-42849-6 (siehe S. 7).