

Masterarbeit

# Entwicklung eines präzisen und breitbandigen Stromsensors mit großem Messbereich

Michael Pumberger

Institut für Elektronik  
Technische Universität Graz  
Institutsleitung: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Wolfgang Bösch



Begutachter: Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler

Betreuer: Dipl.-Ing. Dr.techn. Roland Greul  
Tomas Correa, MSc

Graz, im November 2013

---

# Kurzfassung

Für die Testsysteme und Emulatoren der Abteilung ITS NP - ELECTRIFICATION PRODUCTS der Firma AVL List, werden spezielle Genauigkeitsanforderungen an die Messung der Ströme gestellt. Im Rahmen dieser Arbeit werden zunächst die physikalischen Möglichkeiten einen Strom zu messen betrachtet und anschließend einige kommerziell verfügbare Messmodule und Sensoren verglichen.

Der eigentliche Schwerpunkt dieser Arbeit ist die Eigenentwicklung eines Strommessmoduls auf Basis eines Messshunt, sowie zusätzlich eines Halleffektsensors. Die Idee ist, mit einem niederohmigen Messshunt den großen Messbereich abzudecken und zusätzlich im kleinen Strombereich einen Genauigkeitsvorteil durch die Zusatzinformation des Hallsensors zu erhalten. Der Umfang dieser Arbeit inkludiert die Auswahl der Komponenten, die Entwicklung eines Schaltplanes mit Layout auf einer Platine, Bestückung und Inbetriebnahme, sowie Entwicklung der notwendigen Software für den Mikrocontroller.

Finale Messungen am Prototypen zur Genauigkeit und Bandbreite zeigen die erreichte Performance auf, und geben eine Abschätzung darüber, welche Ergebnisse bei welchem Aufwand erreichbar sind. Im Ausblick werden Verbesserungsvorschläge auf Basis des neu erworbenen Wissens diskutiert, sowie eine technische und kommerzielle Entscheidungsgrundlage für den Entscheid zukünftiger Sensorentwicklungen dieser Abteilung gegeben.

---

# Abstract

The measurement systems and emulators at the departement ITS NP - ELECTRIFICATION PRODUCTS from AVL List have special needs regarding the accuracy of the current measurement system. This theses discusses the physical effects, which can be used to measure currents and compares some of the commercially available current sensor modules.

The main focus is on the development of a current measurement module with a shunt resistor and a hall sensor. The idea is to cover the whole measurement range with the small shunt resistor by adding the additional accuracy to the low current ranges with the information from the hall sensor. The scope of work for this theses ranges from component choice, development of the schematic and layout, component placement, tests and the development of microcontroller software.

Measurements of accuracy and bandwidth will show the reached performance and give an estimation of the possible results. Based on the gained knowledge, suggestions for improvement are given in the outlook and this knowledge is also the technical and commercial base for future decisions about sensor development at this departement.

---

# 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.

.....

(Datum)

.....

(Unterschrift)

---

# Danksagung

Diese Arbeit wurde im Jahr 2013 am INSTITUT FÜR ELEKTRONIK der Technischen Universität Graz, in Kooperation mit der Abteilung NP\_H der Firma AVL LIST durchgeführt.

Zunächst möchte ich meinen Dank an meine beiden Betreuer Dipl.-Ing. Dr.techn. Roland Greul und Tomas Correa, MSc von der Firma AVL List aussprechen, die mir dieses ehrgeizige Projekt übergeben haben und mir stets mit Hilfestellungen (sowohl organisatorisch, als auch technisch) zur Seite standen.

Seitens der Technischen Universität Graz geht mein Dank an Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler, für die Betreuung meiner Arbeit und die Klärung vieler Detailfragen.

Ebenfalls sehr dankbar bin ich meinen Kollegen Ing. Frank Rodler, Ing. Manfred Seidl, Dr. Robert Eberhardt, Dipl.-Ing. Gottfried Schipfer und Mag. Nina Wilfinger, welche mich bei meiner Arbeit unterstützten, wann immer es auch notwendig war, sowie allen weiteren Personen, die an der Umsetzung dieser Arbeit einen Beitrag geleistet haben.

Abschließend geht besonderer Dank an meine Eltern, für die gesamte Unterstützung, während meiner Ausbildung und die Möglichkeit diese Ausbildung zu erlangen. Ebenso mein Dank an Marion Thalhammer für die Hilfe und Beratung in allen Lebenslagen.

Graz, im November 2013

Michael Pumberger



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung und Motivation</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>5</b>
2.1	Messverfahren im Überblick . . . . .	5
2.1.1	Spannungsabfall an einem Widerstand . . . . .	5
2.1.2	Halleffekt . . . . .	7
2.1.3	Magnetoresistiv . . . . .	8
2.2	Verfügbare Lösungen . . . . .	8
2.3	Messfehler . . . . .	9
2.3.1	Fehlerarten . . . . .	9
2.3.2	Fehlerangabe . . . . .	10
<b>3</b>	<b>Konzept</b>	<b>11</b>
3.1	Eigenentwicklung . . . . .	11
3.1.1	Messshunts . . . . .	11
3.1.2	Halleffekt / Magnetoresistiv . . . . .	12
3.1.3	Integrierter automotiver Batteriesensor . . . . .	13
3.1.4	Hybrides Sensorkonzept . . . . .	13
3.2	Spezifikationen . . . . .	14
3.3	Definition des Messfehlers . . . . .	15
<b>4</b>	<b>Umsetzung</b>	<b>17</b>
4.1	Aufbau . . . . .	17
4.2	Hallsensor . . . . .	19
4.3	Messshunt . . . . .	20
4.4	Verstärkerkette . . . . .	21
4.5	Genauigkeit . . . . .	25
4.5.1	Rauschen . . . . .	25
4.5.2	Auflösung . . . . .	26
4.6	Software . . . . .	27
4.6.1	Mikrocontroller . . . . .	27
4.6.2	Allgemeines . . . . .	28
4.6.3	Datenverarbeitung . . . . .	28
4.6.4	Peripherie . . . . .	28
4.6.5	Benutzerinterface . . . . .	28
4.6.6	Kalibrierung . . . . .	29
4.7	Spannungsversorgung . . . . .	30
4.8	Temperaturmessung . . . . .	32

4.9	Pegelumsetzung . . . . .	33
4.10	Digitale Schnittstellen . . . . .	34
4.10.1	Programmierbarer Verstärker . . . . .	34
4.10.2	Analog Digital Wandler . . . . .	34
4.10.3	Power Control Unit . . . . .	35
4.10.4	Serielles Monitoring und Kalibrierinterface . . . . .	35
4.11	Evaluationshardware . . . . .	37
4.11.1	Analog Devices EVAL-AD7760EDZ . . . . .	37
4.11.2	Analog Devices EVAL-CAD1Z . . . . .	37
4.11.3	Texas Instruments TMS320F28335 controlCARD . . . . .	37
4.12	Preiskalkulation . . . . .	38
4.13	Integrierter Sensor ADuC33x . . . . .	39
<b>5</b>	<b>Inbetriebnahme</b>	<b>41</b>
5.1	Allgemeines . . . . .	41
5.2	Spannungsversorgung . . . . .	42
5.3	Temperaturmessung - NTC . . . . .	44
5.4	Variabler Verstärker - LMH6518 . . . . .	44
5.5	Analog Digital Wandler - AD7760 . . . . .	44
5.6	Hallsensor - MLX91208 . . . . .	47
5.7	Integrierter Batteriesensor - ADuC33x . . . . .	47
<b>6</b>	<b>Verifikation</b>	<b>49</b>
6.1	Eingangsverstärker Übertragungsfunktion . . . . .	49
6.2	Rauschen . . . . .	49
6.3	Shuntmessung . . . . .	52
6.3.1	Kalibrierung . . . . .	52
6.3.2	DC Messungen . . . . .	54
6.3.3	AC Messungen . . . . .	60
6.4	Hallsensor . . . . .	63
<b>7</b>	<b>Fazit und Ausblick</b>	<b>65</b>
<b>8</b>	<b>Anhang</b>	<b>69</b>
	<b>Literatur</b>	<b>81</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>83</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>85</b>

# Abkürzungen

---

<i>I</i>	Elektrischer Strom
<i>U</i>	Elektrische Spannung
<i>R</i>	Ohmscher Widerstand
SNR	Signal-zu-Rausch Verhältnis
<i>B</i>	Magnetische Flussdichte
SPS	Abtastwerte pro Sekunde
ADC	Analog-Digital Wandler
PCU	Power Control Unit
PGA	Verstärker mit einstellbarer Verstärkung
GPIO	Allgemein verwendbarer Ein-/Ausgang
FPU	Gleitkommaeinheit

---



# 1 Einleitung und Motivation

Nach meinen bisherigen Erfahrungen im Bereich von Batteriesystemen und automotiver Elektronik, sowie meiner mehrjährigen Mitarbeit beim TERA TU Graz - Verein für effiziente Fahrzeugtechnologien <sup>1</sup> möchte ich mich im Rahmen meiner Masterarbeit einem neuen Bereich zuwenden: der Messung von Strömen ausgehend von der Signalerfassung über die Digitalisierung bis zur Verarbeitung des Messwertes in einem Mikrocontroller. Es handelt sich bei diesem Projekt um eine Kombination aus Elektronikentwicklung und Softwareentwicklung.

Die Firma AVL List beschäftigt sich seit langem mit Prüfständen und Testsystemen aller Art, so auch mit Batterie- und Zelltestern und Batterieemulatoren. Die hier auftretenden Ströme liegen im Bereich mehrerer hundert Ampere, doch im Falle eines Batterieladevorganges sinkt der Strom kontinuierlich und beträgt beim Ladeschluss nur mehr einige Ampere. Um die Performance des Prüflings (geladene Kapazität) über die gesamte Ladephase zu bestimmen, ist es erforderlich, dass die Messung des Stromes einerseits den Bereich der mehreren hundert Ampere erfassen kann, als auch bei kleinen Strömen im Bereich weniger Ampere eine hohe Genauigkeit aufweist. Zusätzlich zu diesem sehr großen Messbereich, kommt zu dem hohen Gleichstromanteil des Lade-/Entladestroms auch hochfrequenter Stromrippel, welcher durch Schaltvorgänge verursacht wird. Dies geschieht üblicherweise mit Frequenzen von 10 - 20 kHz, was eine breitbandige Messung bis zu Frequenzen von mindestens 40 - 100 kHz erforderlich macht.

Den elektrischen Strom nun als Größe zu erfassen ist eine Aufgabe, welche seit langer Zeit durch verschiedenste Verfahren bewältigt werden kann. Unterschiedliche physikalische Messverfahren ermöglichen mit unterschiedlichen Vor- und Nachteilen einen Stromfluss zu erfassen und aufzuzeichnen und unzählige Firmen bieten Stromsensoren an, welche auf diesen Verfahren setzen. Je nach Umsetzung und Aufwand hat jeder dieser erhältlichen Sensoren seine Stärken wie beispielsweise hohe Genauigkeit, hohe Bandbreite, eine galvanische Trennung vom Messstrom oder auch ein günstiger Preis. Bei dem Kauf eines solchen Sensors ist es demnach notwendig an (mindestens) einer Stelle Abstriche zu machen.

Das Ziel dieses Projektes ist zunächst eine vergleichende Marktübersicht über die für den vorliegenden Anwendungsfall besten verfügbaren Stromsensoren. Anschließend soll die Machbarkeit einer Eigenentwicklung, welche ideal auf die Anforderungen zugeschnitten werden kann, im Rahmen eines selbst entwickelten Sensors geprüft werden. Die hier auftretende Frage ist insbesondere, welche Genauigkeiten sind bei welchem Aufwand realisierbar. Für diesen selbst entwickelten Stromsensor sollen zunächst die möglichen Messverfahren verglichen, und basierend auf einem oder mehreren Messverfahren ein Sensor entwickelt werden.

---

<sup>1</sup><http://tera.tugraz.at>



## 2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden einige physikalische Möglichkeiten einen Strom zu messen beschrieben und erklärt. Anschließend werden einige kommerziell verfügbare Strommessmodule aufgelistet und die Vor- und Nachteile besprochen. Abschließend wird der Messfehler definiert, sowie unterschiedliche Messfehlerarten erläutert.

### 2.1 Messverfahren im Überblick

Der Strom als physikalische Grundgröße ist definiert durch die Ladung, welche bedingt durch einen Potentialunterschied pro Zeit bewegt wird. Diese Elektronenbewegung ist für den Menschen nicht sichtbar, daher bedarf es spezieller Messgeräte um diese Elektronenbewegung in eine quantitative Größe umzuwandeln. Ein Strom in einem Leiter ruft in unterschiedlichen Materialien und Bauteilen messbare Effekte hervor. Diese können erfasst und weiterverarbeitet werden, um auf den durch einen Leiter fließenden Strom zurückzuschließen. In Tabelle 2.1 sind verschiedene Messverfahren zur Messung des elektrischen Stromes erläutert.

Messverfahren	Messprinzip
Resistiver Messshunt	Der Messstrom generiert über einen bekannten (Leistungs-) Widerstand einen Spannungsabfall, welcher die Messgröße darstellt.
Hall Sensor	Ein spezieller Halbleiter wird von einem Ruhestrom durchflossen und generiert durch das entstehende Magnetfeld des Messstromes eine Ausgangsspannung.
Magnetoresistiv	Beschreibt Effekte, bei denen aus einer Magnetfeldänderung eine Änderung des elektrischen Widerstandes eines Materials folgt.

Tabelle 2.1: Messverfahren im Überblick [1, 2]

#### 2.1.1 Spannungsabfall an einem Widerstand

Bei der Strommessung über einen Widerstand (Shunt) wird der zu messende Strom über einen bekannte (Leistungs-) Widerstand geführt, wodurch ein Spannungsabfall an diesem Widerstand entsteht. Diese Spannung wird als repräsentative Größe für den unbekanntem Strom weiterverarbeitet und erfasst. Das Prinzip dieser Messung ist in dem Blockschaltbild in Abbildung 2.1a dargestellt.

Die Auswahlkriterien für den Messwiderstand umfassen wie in [1] aufgelistet unter anderem:

- Geringer Widerstandswert um Verluste klein zu halten
- Geringe Induktivität
- Geringe Toleranz und Temperaturabweichung
- Hohe Spitzenlast um Stromspitzen zu überstehen
- Geringer thermischer Widerstand

Präzisionsmessshunts sind oft in der Vierleitertechnik ausgeführt, um die Genauigkeit des Messergebnisses zu verbessern. Dies bedeutet 2 Anschlüsse für den unbekanntes Messstrom und 2 zusätzliche Anschlüsse um den Spannungsabfall abzugreifen. Da über diese zusätzlichen Kontakte idealerweise kein Stromfluss erfolgt, fällt an den Kontaktwiderständen keine Spannung ab. Da es sich bei der entnommenen Größe um eine sehr kleine Spannung handelt, würde sich dieser Spannungsabfall an den Kontaktwiderständen als Fehler zum Messergebnis addieren (Abbildung 2.1b). In Abbildung 2.2 ist beispielhaft ein Leistungsshunt der Firma Isabellenhütte dargestellt, wobei deutlich die beiden Lastanschlüsse und die Messabgriffe an der Oberseite zu sehen sind, sowie die Befestigungsbohrungen der Kühlfläche an der Unterseite.

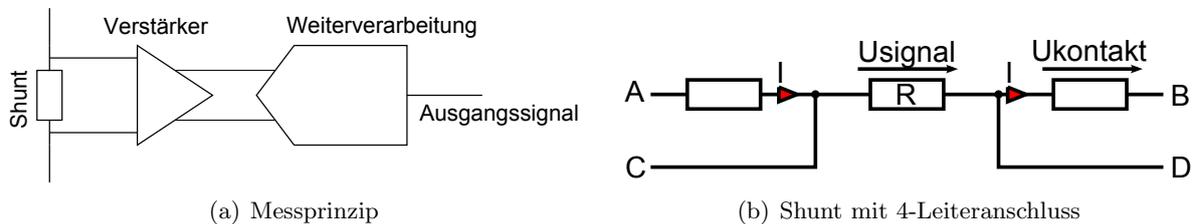


Abbildung 2.1: Strommessung mit Shunt



Abbildung 2.2: Leistungsmessshunt von Isabellenhütte [3]

### 2.1.2 Halleffekt

Ein Hallsensor ist ein spezieller Halbleiter, welcher die Messung von Magnetfeldern ermöglicht. Der Sensor wird von einem Ruhestrom durchflossen und im rechten Winkel zur Stromrichtung von einem Magnetfeld durchsetzt. Durch die Verschiebung der Ladungsträger, aufgrund des Magnetfeldes, kann nun eine (dem Produkt aus Magnetfeld und Ruhestrom proportionale) Spannung gemessen werden. Dies ist in der Abbildung 2.3 dargestellt, wobei der Ruhestrom durch den Sensor durch den Pfeil  $I$  markiert ist und Magnetfeld den Sensor senkrecht durchsetzt. Der genaue Zusammenhang zwischen den einzelnen Größen lautet wie in Formel 2.1 angegeben, wobei  $I$  der Ruhestrom,  $B$  das zu messende Magnetfeld und  $K_H$  eine Proportionalitätskonstante ist [1].

$$V_H = K_H \times I \times B \quad (2.1)$$

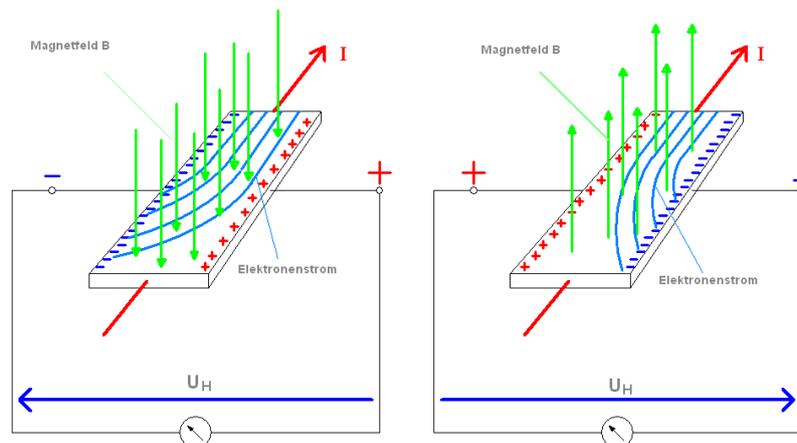


Abbildung 2.3: Zusammenhang von Ruhestrom, Magnetfeld und Hallspannung am Hallelement [4]

Um einen Hallsensor zur Strommessung zu verwenden, muss dieser so positioniert werden, dass das durch den zu messenden Strom hervorgerufene Magnetfeld den Sensor durchsetzt. Dies ist möglich durch ein direktes Platzieren des Sensors neben oder auf dem stromführenden Leiter. Um den Einfluss von Streufeldern zu verringern und die Genauigkeit zu erhöhen, kann das Magnetfeld in einem Flusssammler aus ferromagnetischem Material gesammelt, und der Hallsensor in einem Luftspalt im Flusssammler positioniert werden, was allerdings zusätzliche Verluste durch die Magnetisierung bringt und auch die Grenzfrequenz der Messung senkt. Ab einer gewissen Feldstärke erreicht das Material des Flusssammlers den Sättigungsbereich, was im Rahmen der Messung vermieden werden sollte, um Nichtlinearitäten und Hystereseeffekte zu minimieren.

Bei Verwendung eines Flusssammlers gibt es die Möglichkeit der Open Loop oder der Closed Loop Konfiguration, wie in Abbildung 2.4 dargestellt. Bei der Open Loop Konfiguration wird der Flusssammler um den Primärleiter positioniert und mittels Hallsensor das auftretende magnetische Feld gemessen. Bei einem Closed Loop Wandler wird über eine Spule um den Flusssammler das Feld des Primärstromes kompensiert und die Summe des Magnetfeldes

auf null gehalten. Diese Methode ermöglicht eine höhere Genauigkeit und bessere Linearität der Messung, jedoch ist die Bandbreite der Messung begrenzt durch die Regelschleife der Kompensationsschaltung [5].

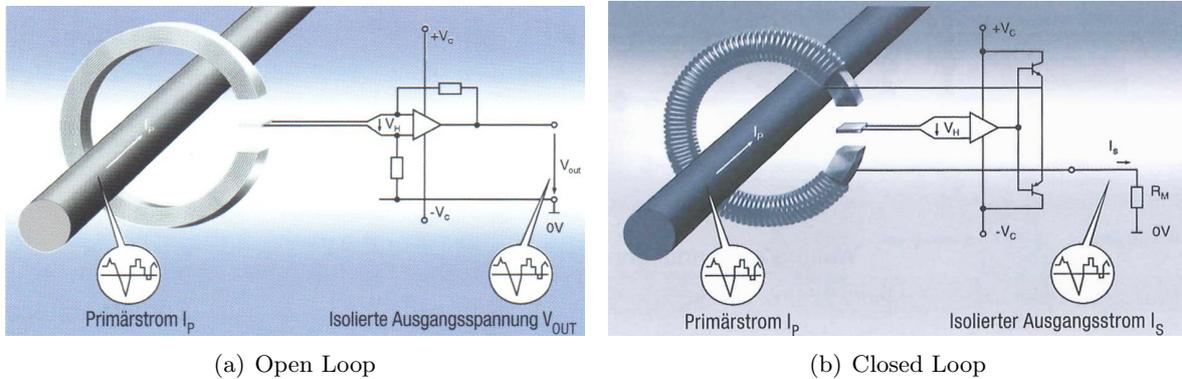


Abbildung 2.4: Hallensensor in Open und Closed Loop Konfiguration [5]

### 2.1.3 Magneto-resistiv

Alle Effekte, welche in einem Material eine Widerstandsänderung aufgrund der Änderung des angelegten Magnetfeldes bewirken, fallen in die Kategorie der magneto-resistiven Effekte. Von besonderer Bedeutung sind der ANISOTROPISCHE MAGNETORESISTIVE EFFEKT und der GIGANTISCHE MAGNETORESISTIVE EFFEKT, wobei der GIGANTISCHE MAGNETORESISTIVE EFFEKT zunehmend an Bedeutung gewinnt.

Der ANISOTROPISCHE MAGNETORESISTIVE EFFEKT zeigt sich in ferromagnetischen Materialien durch eine Neuausrichtung der Atome durch das angelegte Magnetfeld. Der Effekt ist somit abhängig vom Winkel zwischen Stromfluss und Magnetisierung.

Der GIGANTISCHE MAGNETORESISTIVE EFFEKT, hingegen, tritt dann auf, wenn ferromagnetische Materialien durch dünne Schichten nicht magnetischer Bereiche getrennt sind, wobei dieser Effekt wesentlich stärker ausgeprägt ist, als andere magneto-resistive Effekte [2, Kapitel 2.1.6].

## 2.2 Verfügbare Lösungen

Unterschiedliche Hersteller bieten bereits fertige Messeinheiten mit digitalen oder analogen Schnittstellen an. In Tabelle 2.2 sind einige Vertreter aufgelistet. Isabellenhütte hat viele Shuntmesssysteme in der Produktpalette während LEM Sensoren auf Basis der Magnetfeldmessung anbietet. Durch stark unterschiedliche Angaben im Datenblatt ist es sehr schwierig die einzelnen Merkmale der Sensoren direkt miteinander zu vergleichen und einige der Tabellenzellen enthalten keine Informationen.

Da eine Genauigkeit von besser als 0.1 % bei einem möglichst günstigem Preis gefordert wird, kann keiner der aufgelisteten Sensoren die Anforderungen zur Gänze erfüllen. Das Modell

IPC MODULAR entspricht bezüglich Genauigkeit und Bandbreite am nächsten den Vorgaben bei einem akzeptablen Preis, doch ist dieses Produkt noch in der Entwicklung und bisher nur vorangekündigt. Der Sensor IT 1000-S ist derzeit bei einigen Testsystemen im Einsatz, doch ist dieser Sensor sehr teuer und da es sich nur um einen Stromwandler handelt muss das analoge Ausgangssignal wiederum möglichst präzise digital erfasst werden.

Zusätzlich zu der Möglichkeit einen eigens entwickelter Sensor auf die erforderlichen Anforderungen hin zu optimieren, gibt es weitere Vorteile bei der Integrierbarkeit in das Gesamtsystem.

	Isabellenhütte IPC Mod	Isabellenhütte IVT-B	Isabellenhütte IVT Mod	LEM LT 505-T	LEM IT 1000-S
Sensortyp	Shunt	Shunt	Shunt	C/L Hall	Fluxgate
Messbereich	1000 A	1500 A	1000 A	500 A	1000 A
Auflösung	95 mA	10 mA	47 mA	200 mA	
Rauschen		120 $mA_{pp}$	560 $mA_{pp}$		
Genauigkeit	0.6 %	0.2 %	0.6 %	0.6 %	0.0054 %
Bandbreite	361 kHz			150 kHz	500 kHz
Abtastrate	125 kSPS	3.5 kSPS			
Preis	200 €				1000 €
Schnittstelle	RS485	CAN	CAN	analog	analog

Tabelle 2.2: Auszug der am Markt verfügbare Strommessmodule [6–10]

## 2.3 Messfehler

### 2.3.1 Fehlerarten

Wird eine Größe messtechnisch erfasst, so ist das Messergebnis immer mit einem gewissen Fehler behaftet. Der SYSTEMATISCHE MESSFEHLER ergibt sich beispielsweise durch den Temperatureingang des Messgerätes oder die Beeinflussung der Messschaltung durch das Messgerät. Dieser Fehler ist jedoch reproduzierbar und daher korrigierbar. Der ZUFÄLLIGE MESSFEHLER hingegen, ergibt sich durch Ablesefehler, zufällige Einstreuungen in die Messelektronik, schlechte Kontakte, Reibung (bei mechanischen Messeinrichtungen) und ist nur durch häufiges Wiederholen der Messung erkennbar und durch Mittelwertbildung aus dem Ergebnis entfernbar. [11]

### 2.3.2 Fehlerangabe

Der Messfehler ist immer eine Angabe von der Abweichung des gemessenen Wertes zu dem wahren Wert der Messgröße. Es ist nun möglich diesen Fehler absolut anzugeben, wie in Formel 2.2 oder relativ auf den wahren Messwert wie in Formel 2.3. Bei Messgeräten ist es weiters noch üblich den maximalen Anzeigefehler auf den Messbereichsendwert zu beziehen, wie in Formel 2.4 gezeigt. [11]

$$F = \Delta x = x - x_R \quad (2.2)$$

$$f = \frac{F}{x_R} = \frac{x - x_R}{x_R} \quad (2.3)$$

$$f_A = \frac{F}{x_E} = \frac{x - x_R}{x_E} \quad (2.4)$$

$F$  = Absoluter Fehler

$x$  = Gemessener Wert

$f$  = Relativer Fehler

$x_R$  = Wahrer Wert

$f_A$  = Relativer Fehler bezogen auf Messbereichsendwert

$x_E$  = Messbereichsendwert

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Messfehler definiert als relativer Fehler des Messwertes, sowie als relativer Fehler des Messbereichsendwertes, wie später in Abschnitt 3.3 nachzulesen.

# 3 Konzept

## 3.1 Eigenentwicklung

Wie in Abschnitt 2.2 festgestellt gibt es am Markt derzeit wenige Sensoren, welche die Anforderungen bezüglich Leistungsdaten und Preis zufriedenstellend erfüllen. Aus diesem Grund ist eine Eigenentwicklung angedacht, um den Sensor besser auf die vorliegende Anwendung zu optimieren sowie die beste Performance aus den verfügbaren Messprinzipien vereinen zu können. In den folgenden Abschnitten werden basierend auf den bisherigen Erkenntnissen, die, für die Umsetzung und Entwicklung eines eigenen Sensors, vorhandenen Möglichkeiten diskutiert. Es werden grundlegende Bauteile wie Hallsensoren und Hochstrommessshunts verglichen, sowie die Spezifikationen an eine Eigenentwicklung definiert. Ebenso wird der geforderte maximale Messfehler genauer definiert.

### 3.1.1 Messshunts

Für den vorliegenden Anwendungsfall bietet die Isabellenhütte Heusler GmbH & Co. KG hochpräzise Messshunts in unterschiedlichen Leistungsklassen und Widerstandswerten, wovon eine Auswahl in Tabelle 3.1 aufgelistet ist. Bei den Typen R-Z und RUG-Z handelt es sich um hochpräzise Leistungsmessshunts welche primär für den Einsatz im Labor entwickelt wurden, während die Type BAS in Richtung günstiger Serienfertigung zielt und daher auch mit wesentlich größeren Toleranzen angeboten wird. Dieser Messshunt kommt auch bei dem Komplettmesssystem IPC von Isabellenhütte zum Einsatz.

Bei einem nominalen Strom von 600 A und beispielsweise der Wahl des Types R-Z mit  $0.5m\Omega$  ergibt eine Verlustleistung von 180 W nominal (Formel 3.1.1) beziehungsweise 500 W im Überstromfall bei 1000 A (Formel 3.1.1). Diese Verlustleistung kann theoretisch nur von den Type R-Z oder RUG-Z abgeführt werden, wobei diese Widerstände nicht dauerhaft für solche Ströme konzipiert sind <sup>1</sup>.

Nach dem Einholen von Preisangeboten der Widerstandstypen R-Z, RUG-Z und BAS war fiel die endgültige Entscheidung aufgrund des wesentlich geringeren Preises auf die Type BAS. Der Maximalstrom für den ersten Sensorprototypen wird mit etwa 400 A begrenzt werden, um den Messshunt nicht zu überlasten (Formel 3.1.1). Für weitere Iterationen wird ein eigens angefertigter Shunt mit kleinerem Widerstandswert für höhere Ströme angedacht.

Zur Vollständigkeit ist auch die Widerstandstypen IKL-H aufgelistet. Hierbei handelt es sich jedoch um einen präzisen Kalibrierwiderstand, welcher nur für sehr kleine Verlustleistungen erhältlich ist.

---

<sup>1</sup>Verlustleistung in der praktischen Anwendung zu hoch

Type	RUG-Z	R-Z	IKL-H	BAS
Widerstand	0.5 mΩ - 100 Ω	0.5 - 10 mΩ	5 - 100 μΩ	0.1 - 1 mΩ
Genauigkeit	0.1 %	0.1 %	0.05 %	5 %
Temperaturgang	<1 $\frac{ppm}{K}$	<1 $\frac{ppm}{K}$	10 $\frac{ppm}{K}$	50 $\frac{ppm}{K}$
Verlustleistung	250 W	500 W	5 W	6 - 15 W
Preis	≈ 150 €	≈ 1000 €		≈ 15 €

Tabelle 3.1: Direktvergleich verschiedener Messshunts von Isabellenhütte [12–14]

$$P_{max} = I_{max}^2 \cdot R_{shunt} = (1000A)^2 \cdot 0.5m\Omega = 500W \quad (3.1)$$

$$P_{nom} = I_{nom}^2 \cdot R_{shunt} = (600A)^2 \cdot 0.5m\Omega = 180W \quad (3.2)$$

$$P = I^2 \cdot R \Rightarrow I = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{15W \cdot 0.1m\Omega} = 387.3A \quad (3.3)$$

### 3.1.2 Halleffekt / Magneto-resistiv

In Tabelle 3.2 sind verschiedene Hall und Magneto-resistive Sensor ICs mit den jeweiligen Kennwerten aufgelistet. Der Hallsensor von Allegro und Melexis MLX91209 sollten idealerweise zusammen mit einem Ferrit/Eisenkern als Fluss-sammler verwendet werden, um Störungen durch externe Magnetfelder sowie Messungenauigkeiten durch Streufelder zu vermeiden. Der MLX91206 und MLX91208 hingegen besitzen einen internen Fluss-sammler und somit ist eine Platzierung über oder unter dem strom-führenden Leiter mit optionaler Schirmung ausreichend.

Der AMR Sensor von Sensitec benötigt ebenfalls keinen Fluss-sammler und kann direkt über dem Leiter platziert werden. Der Sensor besitzt eine interne Kompensation des Magnetfeldes und ist daher nur begrenzt überlastfähig, da bei einem zu großem externem Feld die thermische Belastung des ICs durch den Kompensationsstrom kritisch wird.

Alle gelisteten Hallsensoren besitzen eine interne Mess- und Verstärkerschaltung und produzieren daher einen analogen Ausgabewert innerhalb von definierten Grenzen.

Das Sensormodell MLX91208 von Melexis war zum Zeitpunkt der Konzepterstellung noch nicht am Markt verfügbar, Melexis wies uns freundlicherweise auf dieses neue Produkt hin, und erklärte sich bereit uns kostenlose Engineering Samples zur Verfügung zu stellen.

Ebenfalls betrachtet wurden magneto-resistive Sensoren des Herstellers NVE. Diese Sensoren sind intern als Messbrücke aufgebaut und beinhalten keinerlei Logik. Aufgrund des inneren Aufbaus aus geschichteten empfindlichen ferromagnetischen Materialien kann jedoch auch

dieser Sensor nicht mit beliebig großen Magnetfeldern beaufschlagt werden und wird deshalb nicht näher betrachtet. [15]

	Allegro A1362	Melexis MLX91208	Melexis MLX91209	Melexis MLX91206	Sensitec CFS1000
Sensortype	Hall	Hall	Hall	Hall	AMR
Linearitätsfehler	2-3 %	0.5 %	0.4 %	0.5 %	0.3 %
Bandbreite	50 kHz	200 kHz	200 kHz	50 kHz	500 kHz
Sensitivität	0.7-16 $\frac{mV}{G}$	50-700 $\frac{mV}{mT}$	5-150 $\frac{mV}{mT}$	200-700 $\frac{mV}{mT}$	
Ausgabesignal	2V $\pm$ 1.7V	$\pm 2mA$	$\pm 2mA$	$\pm 2mA$	$\pm 2mA$
Rauschen	8-38 mV	1 mV	10 mV	5 mV	2 $\mu A$
Überlastfestigkeit	unbegrenzt	unbegrenzt	unbegrenzt	<200 mT	<3 $\cdot I_N$ <50 ms

Tabelle 3.2: Direktvergleich verschiedener Hall- und MR-Sensor ICs [15–19]

### 3.1.3 Integrierter automotiver Batteriesensor

Der Halbleiterhersteller Analog Devices hat in seinem Produktsortiment hochintegrierte Sensoren um die 12 V Batterie am Bordnetz eines KFZ zu überwachen. Im Rahmen einer Telefonkonferenz mit Mitarbeitern von Analog Devices wurde eine Produktreihe solcher Bauteile vorgestellt. In Tabelle 3.3 sind die Modelle mit den wichtigsten Spezifikationen aufgelistet.

Diese Sensoren sind eigentlich für den Einsatz an einem 12 V Bordnetz vorgesehen, doch durch die Einfügung einer galvanischen Trennung, könnte der Sensor auch für die Strommessung an einem Hochvoltsystem verwendet werden. Der Nachteil dieses Sensors ist die Abtastrate, welche unter den geforderten Spezifikationen liegt, doch durch die komplette Integration der Messkette im Chip, verspricht der Hersteller eine hohe Messgenauigkeit. Aus diesem Grund soll dieser Sensor dem diskreten Aufbau gegenüber gestellt werden, um die Messgenauigkeit beider Messketten vergleichen zu können.

Modell	ADuC7032/34/36	ADuC7039	ADuCM330/331
Generation	1	2	3
Status	Produktion	Produktion	Angekündigt
ADCs	2/3	2	2
Auflösung	16 Bit	16 Bit	20 Bit
Abtastrate	4 Hz - 8 kHz	10 Hz - 1 kHz	1 Hz - 8 kHz
Mikrocontroller	ARM7	ARM7	ARM Cortex-M3

Tabelle 3.3: Batterie Sensor ICs von Analog Devices [20]

### 3.1.4 Hybrides Sensorkonzept

Um die Anforderungen bezüglich der Bandbreite und Genauigkeit zu erreichen, soll der Messbereich bis zum Endwert mit einem Shunt erfasst werden, was aufgrund des kleinem Wider-

standswertes des Messshunts prinzipbedingt zu Ungenauigkeiten im unteren Messbereich führt (Abschnitt 3.1.1). Um die Genauigkeit in diesem Messbereich zu erhöhen, wird ein hybrider Ansatz angedacht, welcher zwei physikalisch unterschiedliche Messprinzipien vereint, um die Gesamtgenauigkeit zu erhöhen. So wird zusätzlich zur Messung über den Shunt ein Hallsensor verwendet, um den unteren Strombereich zu erfassen, wobei der Wechsel der Signalquelle von Hallsensor auf Messshunt (und umgekehrt) ohne irgendeine Art von Schaltelement erfolgen soll und sich die gültigen Messbereiche im Grenzbereich überlappen sollen, um Unstetigkeiten im Ausgangssignal zu vermeiden.

Bei der Verwendung eines Hallsensors für den unteren Strombereich ist zu bedenken, dass dieser Sensor ebenfalls mit dem Maximalstrom des gesamten Sensors beaufschlagt wird und diesen (auf den eigenen Messbereich bezogenen) Überstrom, ohne Verlust seiner Genauigkeit überstehen muss. Ein Aufteilen des Stromes in mehrere Pfade löst dieses Problem auch nicht, da nur der Messbereich verkleinert werden würde, jedoch nicht das Verhältnis der beiden Messbereiche der Sensoren. Aufgrund der auftretenden Sättigungs- und Hystereseeffekte im ferromagnetischen Material ist die Verwendung eines Halleffektsensors mit Flussamplifier oder eines Magnetoresistiven Sensors ohne weitere Maßnahmen nicht möglich.

Das Konzept geht nun in die Richtung der Verwendung eines Hallsensors ohne externen Flussamplifier wie dem Melexis MLX91208, wobei bei der Platzierung des Sensors ein Kompromiss zwischen Sensitivität im Messbereich und maximalem Magnetfeld im Überstrombereich gefunden werden muss. Zusätzlich sollte in der ersten Idee ein Sensor mit Flussamplifier (wie in großer Zahl vom LEM angeboten) verwendet werden. Dieser sollte mit zusätzlicher Anbringung von Kompensationswicklungen bestückt werden, um die Sättigung des Flussamplifiers im Überstrombereich zu verhindern. Diese Idee wurde jedoch zu Gunsten des Vergleiches mit den integrierten Lösungen von Analog Devices (Abschnitt 3.1.3) wieder verworfen.

## 3.2 Spezifikationen

Wie in der Einleitung angesprochen, sollen sowohl Ströme im einstelligen Amperebereich, als auch Ströme bis mehrere hundert Ampere, bei einer Messbandbreite von 100 kHz erfasst werden können. Daraus ergeben sich die besonderen Spezifikationen seitens der Firma AVL:

- Nominaler Messbereich: 600 A
- Maximaler Messbereich: 1000 A
- Genauigkeit: 0.05 %
- Bandbreite: DC - 100 kHz
- Digitale Messdatenschnittstelle mit 50 kSPS
- Digitale Kalibrierschnittstelle
- Galvanische Trennung bis 3.2 kV

Aufgrund des gewählten Messshunts 3.1.1 soll der Messbereich des ersten Prototypen statt mit 1000 A nur mit 400 A Maximalstrom festgelegt werden. Die Grundidee bleibt somit die gleiche, es sind nur alle relevanten Messbereiche und Größen sind um einen Faktor skaliert.

### 3.3 Definition des Messfehlers

Zunächst war es wichtig die geforderte Genauigkeit von 0.05 % genauer zu spezifizieren. Der Messfehler wird als zusammengesetzte Größe aus zwei Einzelfehlern angesehen. Der Gesamtfehler  $e(x)$  teilt sich daher, auf eine Fehlergröße bezogen auf den wahren Messwert  $x$ , sowie auf eine Fehlergröße bezogen auf den Messbereichsendwert (Fullscale; FS) auf. Beide Fehler werden gleich stark gewichtet und der Gesamtfehler bei der Messung des Maximalwertes mit 0.05 % spezifiziert (siehe Formel 3.4).

$$e(x) = 0.025 \% \cdot x + 0.025 \% \cdot FS \quad (3.4)$$

Die Angabe des Fehlers in dieser Form ermöglicht eine Aufteilung des Fehlers auf die Fehlerquellen. In dem Fehler, bezogen auf den Messbereichsendwert ist unter Anderem der Offsetfehler, Langzeitdrifts, sowie ein Grundrauschen enthalten, und im Fehler bezogen auf den Messwert ist beispielsweise der Verstärkungsfehler enthalten. Das Datenblatt von Isabellenhütte zum IVT Modular [10] spezifiziert nur den relativen Fehler bezogen auf den Messwert, doch durch die Angabe des Rauschens und des Offsets ergibt sich durch Umrechnung wiederum eine kombinierte Fehlerangabe wie spezifiziert.

Bei kleiner werdendem Messwert steigt somit der Fehler an, wie in Tabelle 3.4 für einige Messwerte dargestellt. Gleichzeitig fällt auch die Genauigkeitsanforderung an das Gesamtsystem bei kleineren Messwerten.

x	FS = 1000 A		FS = 400 A	
	$\frac{e(x)}{mA}$	$\frac{e(x)}{\%}$	$\frac{e(x)}{mA}$	$\frac{e(x)}{\%}$
1000 A	500.0	0.0500	-	-
500 A	375.0	0.0775	-	-
400 A	350.0	0.0875	200.00	0.050
100 A	275.0	0.2750	125.00	0.125
50 A	262.5	0.5250	112.50	0.225
10 A	252.5	2.5250	102.50	1.025
1 A	250.2	25.025	100.25	10.025
0.1 A	250.0	250.025	100.00	100.025

Tabelle 3.4: Maximaler Messfehler  $e(x)$  in Abhängigkeit des Messwertes  $x$

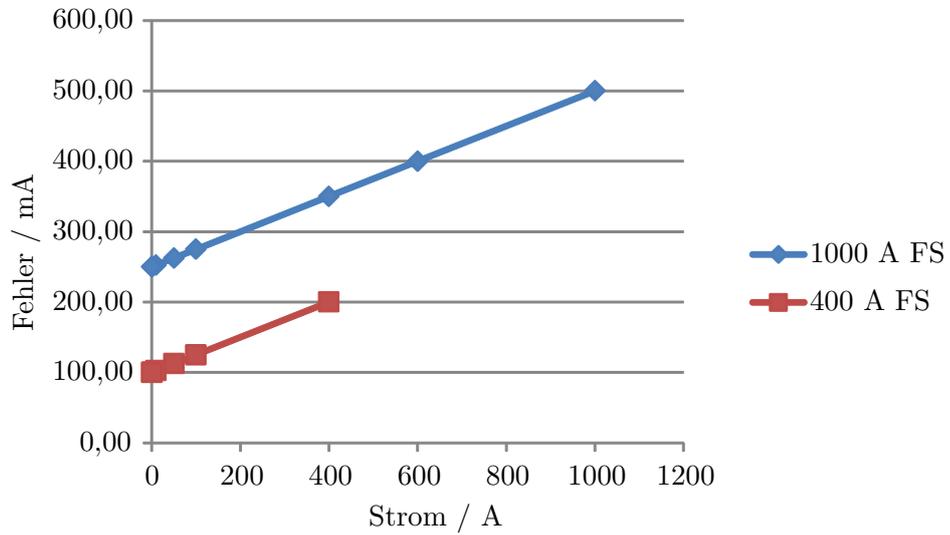


Abbildung 3.1: Maximal zulässiger Fehler in mA als Funktion des Messwerts

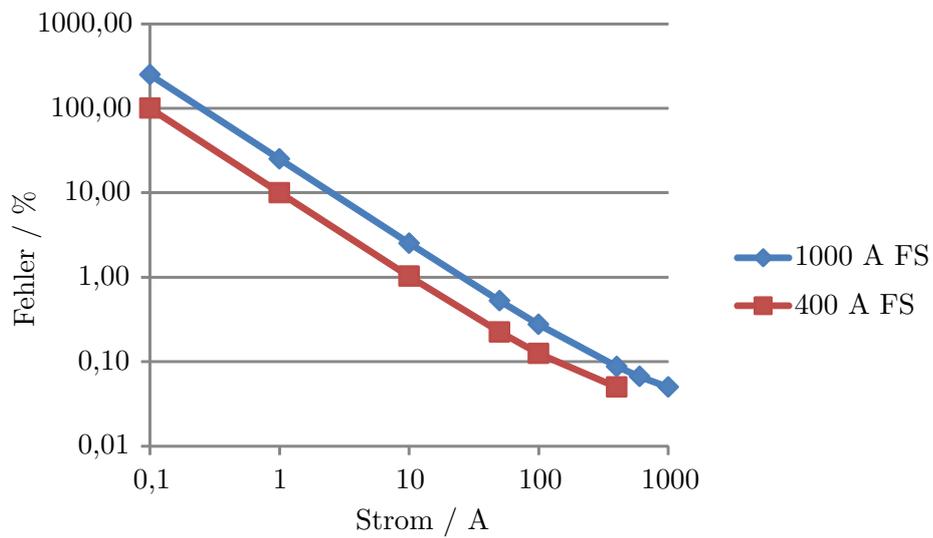


Abbildung 3.2: Maximal zulässiger Fehler in % als Funktion des Messwerts

# 4 Umsetzung

Dieses Kapitel beschreibt konkret die Entwicklung der Sensorplatine, so wie die Schnittstellen zwischen Einzelkomponenten und die Funktion der zu entwickelnden Software.

## 4.1 Aufbau

Der logische Aufbau des Stromsensors ist im Blockdiagramm in Abbildung 4.1 dargestellt. Der Bereich links der strichlierten Linie ist mit der PCU verbunden und von dem Hochvolt-system und dem Messshunt galvanisch getrennt. Die abgegriffene Spannung am Messshunt (rechts im Blockdiagramm) wird über einen einstellbaren voll differentiellen Verstärker auf den integrierten differentiellen Verstärker des Analog-Digital Wandlers geführt. Anschließend wird das Signal digitalisiert und an den Mikrocontroller übertragen. Dieser befindet sich auf einem separaten Board und wird über ein Flachbandkabel kontaktiert.

Das Ausgangssignal des Hallsensors, sowie die Spannungswerte der beiden Temperatursensoren werden vom Mikrocontroller digitalisiert und weiterverarbeitet.

Parallel zu der selbst entwickelten Messkette, ist auch ein integrierter Batteriesensor für Niedervoltssysteme untergebracht. Dieser kann somit im Zuge der Messungen ebenfalls getestet und die erreichbare Messgenauigkeit und Geschwindigkeit können verglichen werden.

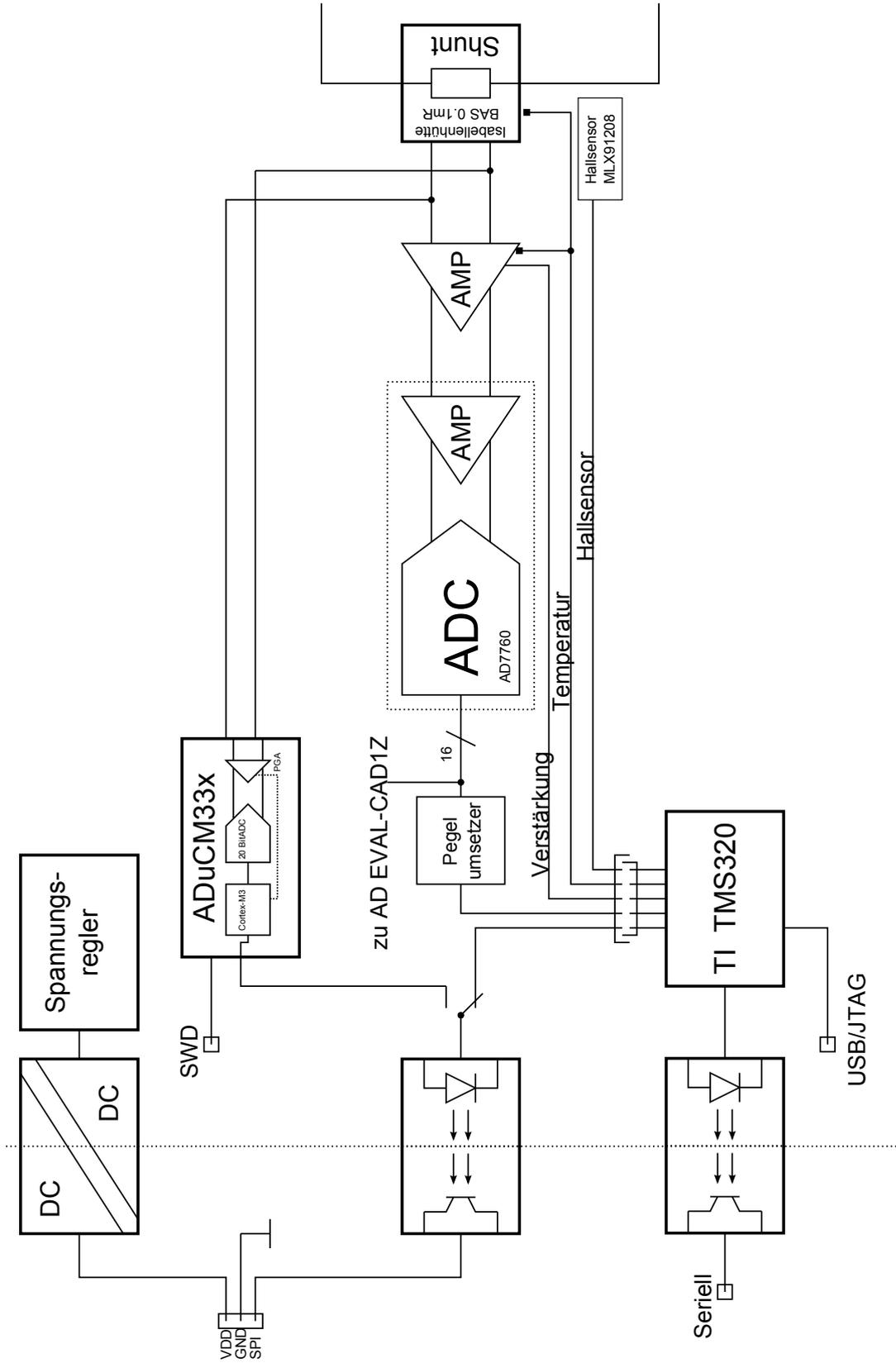


Abbildung 4.1: Blockdiagramm des Stromsensoraufbaus

## 4.2 Hallsensor

Der Melexis Hallsensor MLX91208 wird direkt über oder unter dem stromführenden Leiter platziert, wie in der Prinzipdarstellung in Abbildung 4.2a dargestellt ist. Eine beispielhafte Platzierung wie im Application Note von Melexis beschrieben, ist in Abbildung 4.2b zu sehen. Zum Zeitpunkt der Bestellung der Hallsensoren war der finale mechanische Aufbau noch nicht endgültig fixiert, daher beträgt die eingestellte Sensitivität der Sensoren  $100 \frac{mV}{mT}$ , welche dem Standardwert entspricht.

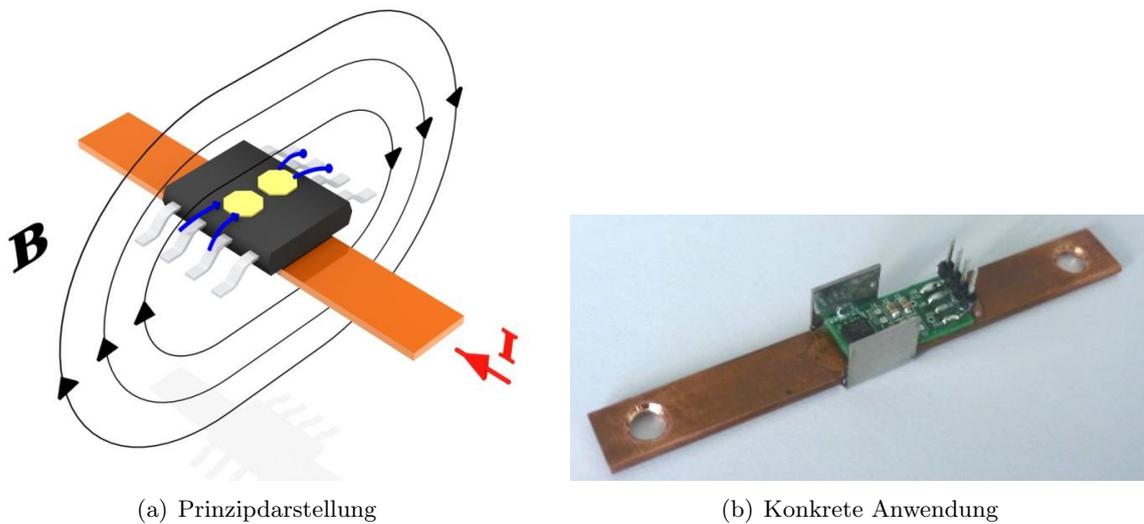


Abbildung 4.2: Melexis MLX91206 Sensor Platzierung [21]

Wie in dem Application Note von Melexis [21] gezeigt, ist es bei einem bekannten mechanischen Aufbau möglich, den magnetischen Fluss zu berechnen. Abbildung 4.3a zeigt den mechanischen Aufbau ohne magnetische Schirmung, sowie die relevanten Dimensionen zur Berechnung wie in Formel 4.1. Bei Verwendung einer Schirmung ist nur mehr der Strom und die Weite der Schirmung relevant (Abbildung 4.3b) und die Berechnung dazu ist Formel 4.2.

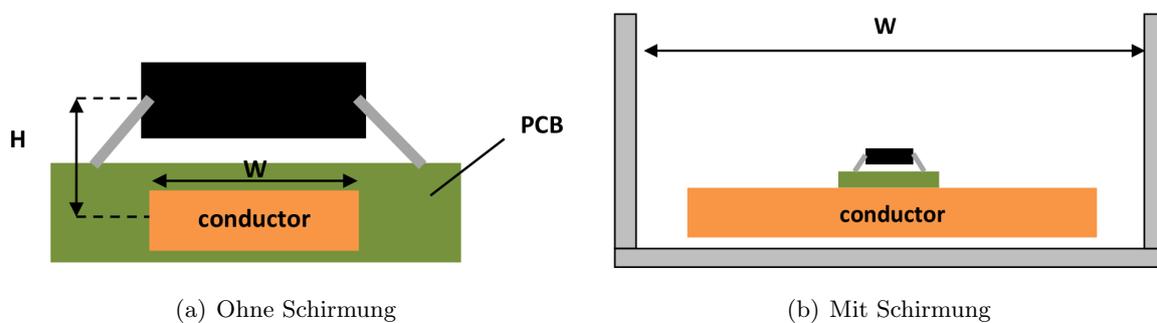


Abbildung 4.3: Melexis MLX91206 Abmessungen des Aufbaus [21]

$$B[mT] = 1.25 \cdot \frac{I[A]}{2 \cdot (W + 2H)[mm]} \quad (4.1)$$

$$B[mT] = 1.25 \cdot \frac{I[A]}{W[mm]} \quad (4.2)$$

Beim Anbringen der Schirmung ist darauf zu achten, dass die Höhe der Schirmung über der Kante der Platine mindestens 10 mm beträgt. Die Weite sollte so gering wie möglich gehalten werden und als Dicke des Materials wird 0.8 mm empfohlen.

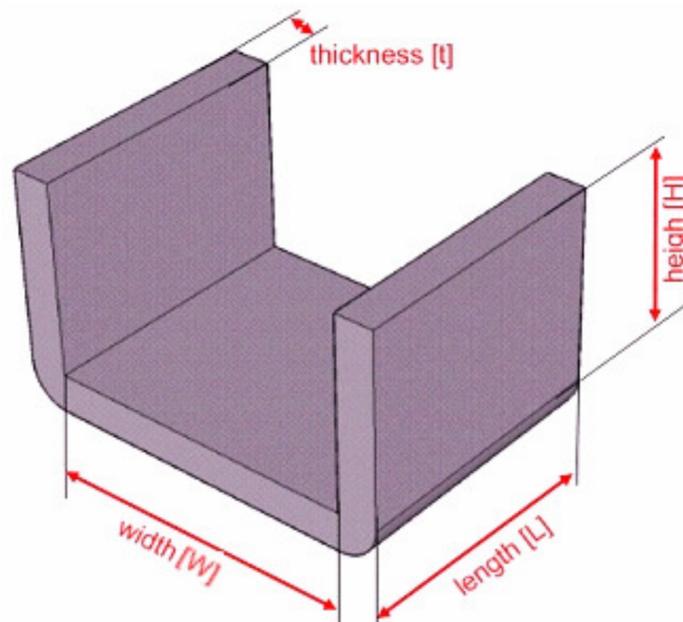


Abbildung 4.4: Abmessungen der magnetischen Schirmung [21]

Das Ausgangssignal des Hallsensors ist eine Spannung, welche zwischen 10 und 90 % der Versorgungsspannung spezifiziert ist und bei der halben Versorgungsspannung den Mittelpunkt besitzt. Somit entspricht 2.5 V einem Magnetfeld von 0 mT und eine Spannung von 0.5 V bzw. 4.5 V jeweils  $\pm 200mT$ . Da der Eingangsbereich des Analog-Digital Wandlers am verwendeten Mikrocontroller nur einen Eingangsbereich von 3 V besitzt, wird ein Spannungsteiler verwendet. Die gewählten Widerstände sind  $6.8k\Omega$  und  $10k\Omega$  und besitzen eine Genauigkeit von 0.1 %.

### 4.3 Messshunt

Wie in Kapitel 3.1.1 beschrieben, soll der Messshunt mit der Typenbezeichnung BAS der Firma ISABELLENHÜTTE zum Einsatz kommen. Der gewählte Widerstandswert beträgt 100

$\mu\Omega$  bei einer Genauigkeit von 5%. Der Shunt besteht aus dem Widerstandsmaterial, sowie außenliegenden Kontaktflächen an denen der Messshunt mit der Sensorplatte verschraubt wird (Abbildung 4.5). Direkt über dem Widerstandsmaterial wird die Temperatur mit Hilfe eines NTC Temperaturwiderstandes erfasst, um eine Aussage über den Temperaturdrift machen zu können.



Abbildung 4.5: Messshunt Type BAS von Isabellenhütte

## 4.4 Verstärkerkette

Als Analog-Digital Wandler soll ein Bauteil mit einer Auflösung von 24 Bit zum Einsatz kommen. Aufgrund besserer Performance (Signal zu Rausch Verhältnis und Dynamikbereich), sowie der Möglichkeit den integrierten Verstärker zur Signalanpassung verwenden zu können, fiel die Entscheidung auf den AD7760 von Analog Devices. Der interne Aufbau des AD7760 ist in Abbildung 4.6 als Blockschaltbild dargestellt. Hierbei ist einerseits der nach Bedarf verschaltbare Differenzverstärker zu sehen, wie auch der Signalpfad vom Sigma-Delta Wandler, über die Signalrekonstruktion bis hin zur Filterung und dem Digitalteil. An der Unterseite des Blockschaltbildes ist die digitale Schnittstelle dargestellt, mit welcher die Kommunikation zum weiterverarbeitenden Mikrocontroller erfolgt.

	Analog Devices AD7760	Texas Instruments ADS1675
Verfahren	Sigma-Delta	Sigma-Delta
Auflösung	24 Bit	24 Bit
Samplerate	2.5 MSPS	4 MSPS
Output Datenrate	48 KHz-2.5 MHz	125 kHz-4 MHz
Eingangsbereich	$\pm 3.25V_{pp}$	$\pm 3V_{pp}$
Versorgungsspannung	2.5 V, 5 V	3 V, 5 V
Dynamikbereich	120 dB (78 kHz)	111 dB (125 kHz)

Tabelle 4.1: Direktvergleich Analog-Digital Wandler

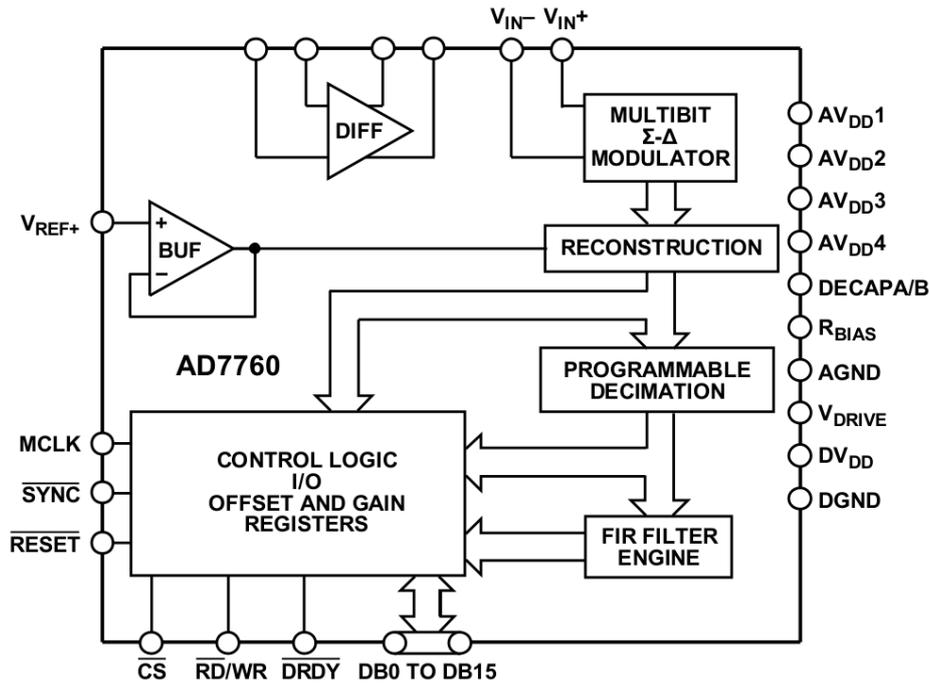


Abbildung 4.6: Blockdiagramm des AD7760 ADC [22]

Da der Messverstärker, welcher das Signal des Messshunts verstärkt, der erste Verstärker in der Verstärkerkette ist, muss dieser ein geringes Eingangsrauschen aufweisen, da sich dieses Rauschen sonst durch die gesamte Schaltung fortpflanzt und einen nicht mehr zu korrigierenden Fehler verursacht. Weiters sollte der Verstärker voll differentiell sein und eine Änderung der Verstärkung erlauben. Mögliche Verstärker, welche diese Anforderungen erfüllen, sind in Tabelle 4.2 aufgelistet.

	Analog Devices AD8253	Analog Devices ADA4960-1	Texas Instruments LMH6518	Linear Technology
Verstärkung	0, 20, 40, 60 dB	0 - 18 dB	-1.16 - 38.8 dB	-
Einstellung	Digital	Widerstand	SPI	Rückkoppelnetzwerk
Grenzfrequenz	10 MHz	5 GHz	900 MHz	10 GHz
Weißes Rauschen	$10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$2.1 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$0.98 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	$1.1 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$

Tabelle 4.2: Vergleich verschiedener Messverstärker

Aufgrund des geringen Rauschens und der vielseitigen Einstellbarkeit über SPI, fiel die Wahl auf den LMH6518 von Texas Instruments. Das Blockschaltbild dieses Bauteils ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Der Verstärker besteht intern aus einem einstellbaren Vorverstärker mit Wahlweise 10 oder 30 dB, einem Abschwächglied, welches in 2 dB Schritten einstellbar ist, sowie einem Ausgangsverstärker mit 8.86 dB (siehe [23]). Zusätzlich besitzt dieser Verstärker einen zweiten Ausgang, sowie Eingänge zur Einstellung der Gleichtaktspannung an den Ausgängen. Die Einstellung der Verstärkung bzw. der Abschwächung wird per SPI

vorgenommen und ist in Kapitel 4.10.1 näher ausgeführt.

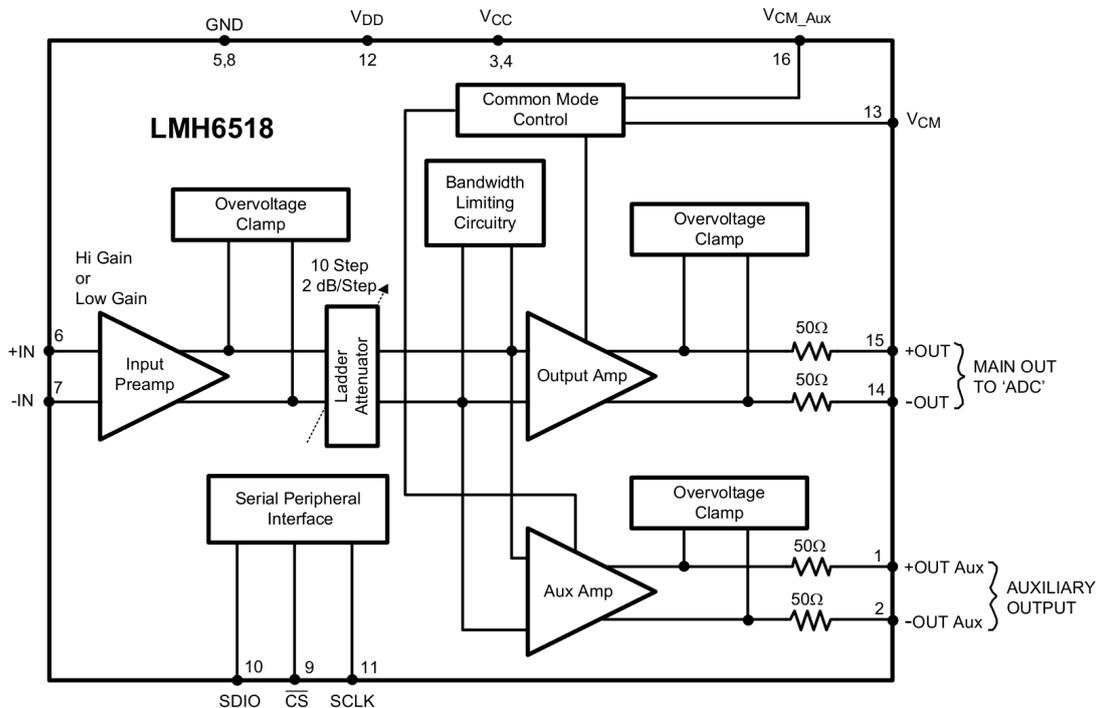


Abbildung 4.7: Blockdiagramm des LMH6518 Verstärkers [23]

Eine weitere Beschränkung des Verstärkereinganges ist die maximale Differenzspannung von 1 V. Aus diesem Grund ist der Eingang mit 2 Dioden gesichert, von denen je eine bei zu hoher Differenzspannung leitend wird und die Verstärkereingänge schützt. Der eingesetzte passive Tiefpassfilter verfügt über eine Grenzfrequenz von 1.6 MHz, aufgrund der Charakteristik des passiven Tiefpassfilters, welcher bei der Grenzfrequenz eine Abschwächung von 3 dB besitzt, wird die Grenzfrequenz daher um den Faktor 10 höher angesetzt, als die gewünschte Analogbandbreite von etwa 200 kHz.

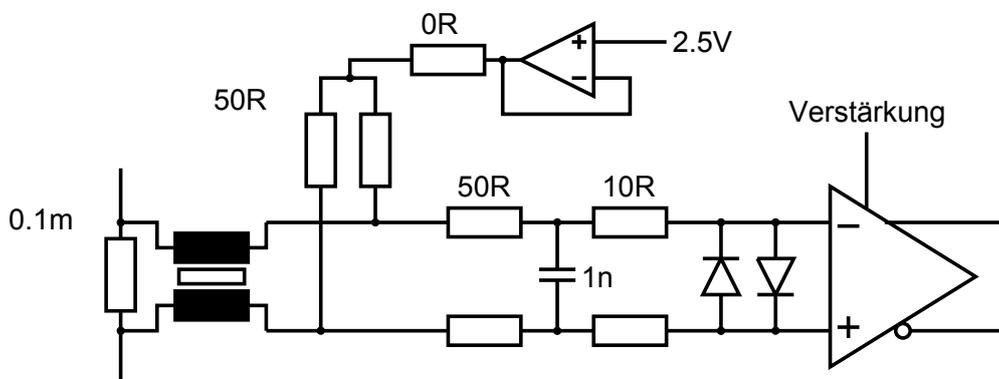


Abbildung 4.8: Eingangsschaltung des programmierbaren Verstärkers

Der verwendete Analog-Digital Wandler besitzt intern einen frei zu beschaltenden voll differentiellen Verstärker (siehe Abbildung 4.9), welcher bei den Performancemessungen im Datenblatt des Wandlers als Vorverstärker verwendet wurde. Dieser interne Verstärker soll im vorliegenden Anwendungsfall ebenfalls eingesetzt werden und mit einer Verstärkung von 5.3 beschalten werden. Betrachtet man einen voll differentiellen Verstärker als zwei getrennte invertierte Verstärker, so kann das Rückkoppelnetzwerk wie bei einer invertierenden Operationsverstärkerschaltung berechnet werden. Wichtig ist jedoch, Abweichungen in den Rückkopplungen beider Verstärkerpfade so klein wie möglich zu halten, da sich diese direkt auf die Gleichtaktunterdrückung auswirken.

Die Schaltung in Abbildung 4.9 war ursprünglich auf der bestellten Platine vorgesehen, doch wird im Messaufbau durch die Schaltung in Abbildung 4.10 ersetzt. Die ursprüngliche Schaltung beinhaltet einen Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 1.96 MHz für differentielle Signale und 5.9 MHz für Gleichtaktsignale, sowie eine Verstärkung von 10.

Da in den praktischen Messungen sich die Verstärkung als unnötig hoch herausstellt, wird diese auf 5.3 gesenkt, sowie die Tiefpassfilter neu dimensioniert. Die Grenzfrequenz des Filters beträgt nun 265 kHz für differentielle Signale und 318 kHz für Gleichtaktsignale. Zusätzlich wirkt der Differenzverstärker als aktiver Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 1.7 MHz.

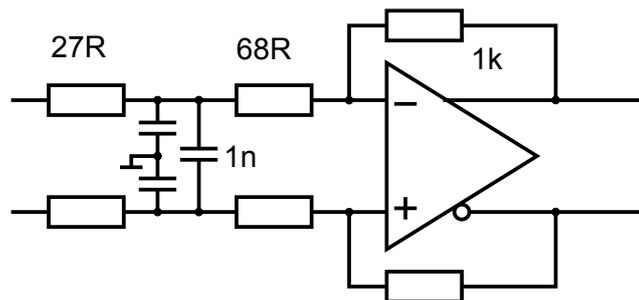


Abbildung 4.9: Beschaltung des integrierten Verstärkers im ADC (geplante Umsetzung)

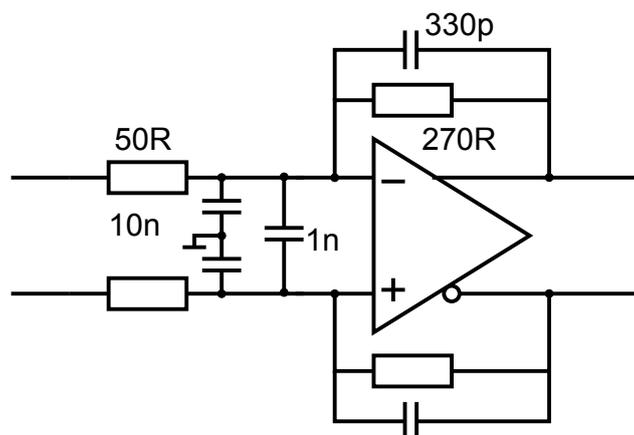


Abbildung 4.10: Beschaltung des integrierten Verstärkers im ADC (tatsächliche Umsetzung)

## 4.5 Genauigkeit

### 4.5.1 Rauschen

Zunächst wird das Eingangsrauschen des LMH6518 Verstärkers berechnet. Das Rauschen eines Verstärkers setzt sich immer aus dem Weißen sowie dem Rosa Rauschen (auch bekannt als Flicker Rauschen oder  $1/f$  Rauschen) zusammen. Der angegebene Wert von  $0.98 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$  ist eine Angabe für das Weiße Rauschen und ist gültig für die maximale Verstärkung von 38.8 dB. Da die Rauschleistungsdichte des Rosa Rauschens sich bei Verdoppelung der Frequenz halbiert, kann dieses Rauschen durch die Angabe des Weißen Rauschens sowie des Noise Corners spezifiziert werden. Der Noise Corner ist jene Frequenz, bei der das Weiße Rauschen das Rosa Rauschen überlagert und liegt wie in Abbildung 4.11 zu sehen, bei dieser Verstärkung (HG, 0 dB) bei 100 Hz. Die Analogbandbreite mit den passiven Filtern liegt bei 2 MHz.

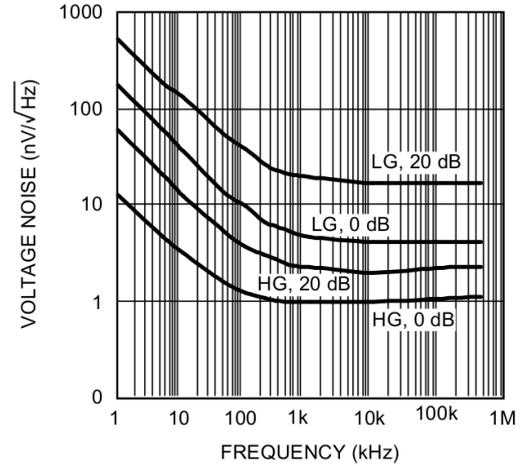


Abbildung 4.11: Eingangsspannungsrauschen des LMH6518

In Formel 4.3 ist die Berechnung des Quadrates des weißen Rauschens und in Formel 4.4 des rosa Rauschens für eine gewisse Bandbreite angegeben und in Formel 4.5 werden diese beiden Größen nun Quadratisch addiert und die Wurzel gezogen, womit sich das Gesamteingangsrauschen des Verstärkers ergibt. [24]

$$U_{rw}^2 = U_{rdw}^2 \cdot (f_H - f_B) \quad (4.3)$$

$$U_{rr}^2 = f_{nc} \cdot U_{rdw}^2 \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned}
 U_{rgPGA} &= \sqrt{U_{rdw}^2 \cdot (f_H - f_L) + f_{nc} \cdot U_{rdw}^2 \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} \\
 &= \sqrt{\left(0.98 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 \cdot (2MHz - 1Hz) + 100Hz \cdot \left(0.98 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 \cdot \ln\left(\frac{2MHz}{1Hz}\right)} \\
 &= 1.39\mu V
 \end{aligned} \quad (4.5)$$

$U_{rg}$  = Effektivwert Gesamtrauschen  
 $U_{rdw}$  = Rauschdichte Weißes Rauschen  
 $f_{nc}$  = Noise Corner Frequenz

$f_H$  = Obere Grenzfrequenz  
 $f_L$  = Untere Grenzfrequenz

Im folgenden Schritt wird das thermische Widerstandsrauschen der im differentiellen Pfad eingesetzten Widerstände (siehe Abbildung 4.8) berechnet (Formel 4.6 bis 4.8) und über die Summe der Wurzel der Quadrate addiert. Das Gesamtrauschen am Eingang des ersten Verstärkers beträgt somit  $2.423\mu V$  (Formel 4.9).

$$U_r = \sqrt{4kTBR} \quad (4.6)$$

$$U_{r50} = \sqrt{4 \cdot 1.3806488 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K} \cdot 297K \cdot 2MHz \cdot 50\Omega} = 1.28\mu V \quad (4.7)$$

$$U_{r10} = \sqrt{4 \cdot 1.3806488 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K} \cdot 297K \cdot 2MHz \cdot 10\Omega} = 0.573\mu V \quad (4.8)$$

$$U_{rgIN1} = \sqrt{U_{rgPGA}^2 + 2U_{r50}^2 + 2U_{r10}^2} = 2.423\mu V \quad (4.9)$$

Bei einer Gesamtverstärkung beider Messverstärker von 474 ergibt sich darauf nun ein Rauschen am Eingang des Analog-Digital Wandlers von 1.15 mV (Formel 4.10)

$$U_{rgADC} = 2.423\mu V \cdot 474 = 1.15mV \quad (4.10)$$

Die gleiche Berechnung für die Verstärkereinstellung von 18.86 dB (High Gain und 20 dB Abschwächung, Gesamtverstärkung von 47) ergibt ein Eingangsrauschen am Wandler von  $162\mu V$ .

### 4.5.2 Auflösung

Der Analog-Digital Wandler besitzt laut Datenblatt einen Eingangsspannungsbereich von  $\pm 3.25V$ , also insgesamt  $6.5V$ . Ein Umschalten der Messbereiche soll bei etwa 90 % der Werteausgangsbereichs passieren (ca. 5.8 V). Die gewählten Verstärkungen des einstellbaren Verstärkers sind 38.86 dB, 28.86 dB und 18.86 dB, wobei hier noch zusätzlich 14.65 dB des im ADC integrierten Verstärkers addiert werden. Die effektiv genutzten Vorverstärkungen sind somit 474, 150 und 47. Daraus lassen sich nun die einzelnen Messbereiche und weiters die Bedeutung eines LSB in diesem Messbereich berechnen.

Die einzelnen Messbereiche in Ampere können daher nun einfach mit dem Ohmschen Gesetz wie in Formel 4.11 berechnet werden und ergeben 62 A, 196 A und 626 A.

$$I = \frac{U_{in} \cdot 0.9}{R \cdot A} = \frac{3.27V \cdot 0.9}{0.1m\Omega \cdot 474} = 62A \quad (4.11)$$

Bezogen auf diesen kleinsten Strombereich ergibt sich eine theoretische Auflösung von  $8.2\mu A$  im Messbereich bis 62 A,  $26\mu A$  im Messbereich bis 196 A und  $83\mu A$  im Bereich bis 626 A. (Formel 4.12).

$$I_{LSB} = \frac{2 \cdot 62A \cdot \frac{10}{9}}{2^{24}} = 8.2\mu A \quad (4.12)$$

Für die Speicherung des Ausgangssignales wird jedoch auf eine 18 Bit lange Zahl umgerechnet und diese auf die ursprünglich maximale Ausgangsgröße von 1000 A skaliert, was einer praktischen Auflösung von  $7.63mA$  entspricht.

Weiters ist zu beachten, dass bei Umschalten der einzelnen Stufen des Verstärkers für eine gewisse Zeitspanne keine neuen Messwerte mehr berechnet werden können, da die integrierten digitalen Filter im Analog-Digital Wandler zunächst geleert werden müssen. Laut Datenblatt des AD7760 [22, Seite 18] beträgt diese Zeitspanne bei den gewählten Filtereinstellungen (Filter 1 2x, Filter 2 32x, Filter 3 Bypassed)  $39.6\mu s$ , wodurch die gewählte Wartezeit auf  $50\mu s$  gesetzt wird.

## 4.6 Software

### 4.6.1 Mikrocontroller

Als Mikrocontroller wurde der TMS320F28335 DELFINO von Texas Instruments ausgewählt, da die Firma AVL List in der Abteilung NP bereits diesen (und weitere) Mikrocontroller und Signalprozessoren von Texas Instruments einsetzt. Die wichtigsten Daten dieses Mikrocontrollers [25]:

- Bis zu 150 MHz Taktfrequenz
- Gleitkommaeinheit mit einfacher Genauigkeit (FPU)
- 88 GPIOs (3.3 V Logik)
- 12-Bit ADC, 16 Kanäle
- SPI Interface
- 2 McBSP Interfaces (verwendbar als SPI Interfaces)
- 3 SCI (UART) Interfaces
- 3 32-Bit CPU Timer

### 4.6.2 Allgemeines

Die Software für den Mikrocontroller von Texas Instruments wird ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit entwickelt. Viel peripheriespezifischer Code kann zu großen Teilen aus den Beispielprojekten von Texas Instruments übernommen [26] und an die erforderlichen Gegebenheiten angepasst werden, andere Teile wie die Methoden zur Verarbeitung der Daten über die serielle Schnittstelle (SCI) sowie die Darstellung des seriellen Terminals sind aus einer Diplomarbeit übernommen, welche im Rahmen der Motorregelungen beim TERA TU Graz entstand [27].

### 4.6.3 Datenverarbeitung

Der externe Analog-Digital Wandler AD7760 wird beim Programmstart aktiviert und auf die gewünschte Datenrate eingestellt. Ist dies geschehen, so stellt der Wandler kontinuierlich Messwerte zur Verfügung. Der Mikrocontroller verwendet das Bit `DATAREADY` um eine Interruptroutine zu starten, welche die bereitgestellten Daten übernimmt und verarbeitet. Ebenso wird in dieser Interruptroutine entschieden ob die Verstärkung gewechselt werden muss. Weiters wird mit dem integrierten Analog-Digital Wandler die Temperatur und das Ausgangssignal des Hallsensors erfasst, und für eine Weiterverarbeitung abgelegt.

Abschließend legt der Mikrocontroller das fertige Messergebnis in das Senderegister der SPI Schnittstelle zur PCU.

### 4.6.4 Peripherie

Die Belegung der einzelnen Funktionen auf die Pins des Mikrocontroller ist in Tabelle 4.3 aufgelistet, wobei die Pinfunktionalitäten aus [25, Tabelle 2-3] entnommen wurden. Einschränkungen gibt es an dieser Stelle einerseits durch die interne Belegung der Peripherie mit einzelnen Pins, andererseits auch durch die Tatsache, dass auf dem verwendeten Mikrocontrollerboard nicht alle Pins ausgeführt sind.

Die Datenleitungen für den AD7760 wurden an zusammenhängenden Pins gewählt um das Einlesen der anliegenden Daten mit einer einzigen Anweisung zu ermöglichen und so Zeit zu sparen. Der *Multichannel Buffered Serial Port (McBSP)* kann zur Verwendung als SPI Gerät konfiguriert werden, so dass diese Peripherie die fehlende zweite SPI Schnittstelle ersetzen kann. Aufgrund der Notwendigkeit für eine Chip-Select Leitung bei Verwendung des McBSP als SPI Slave wird der McBSP hier als SPI Master für den programmierbaren Verstärker verwendet, um die SPI Peripherie für die Kommunikation mit der PCU freizuhalten. Bei dieser Schnittstelle ist derzeit keine Chip-Select Leitung vorgesehen.

### 4.6.5 Benutzerinterface

Der Entwickler/Anwender hat die Möglichkeit das Verhalten des Sensors über die serielle Schnittstelle zu steuern, sowie Messdaten zu verfolgen. Über die *Bild ab* und *Bild auf* Tasten kann zwischen verschiedenen Screens umgeschaltet werden, wobei jeder Screen unterschiedliche Einstellmöglichkeiten über die Funktionstasten *F1* bis *F8* bietet. Die Grundlage für diese

Pinname	Peripherie	Zielgerät	Verwendung
ADCINA0	ADC	MLX91208	Hallsensorsignal
ADCINB0	ADC	NTC Shunt	Temperaturmessung Shunt
ADCINB1	ADC	NTC LMH6518	Temperaturmessung PGA
[0..15]	GPA (IO)	AD7760	$DB[0..15]$
17	SPI	PCU	MISO
18	SPI	PCU	CLK
19	SPI	PCU	CS (immer Null)
20	McBSPA	LMH6518	TX
22	McBSPA	LMH6518	CLK
23	McBSPA	LMH6518	SYNC
24	GPA (I)	AD7760	$\overline{DRDY}$
28	SCIA/UART	FTDI	Rx
29	SCIA/UART	FTDI	Tx
31	GPA (O)	LED	LED2
32	GPB (O)	SN74AVC	Datenrichtung Pegelumsetzer
33	GPB (O)	PCU	ERROR
34	GPB (O)	LED	LED3
59	GPB (O)	AD7760	$\overline{RD}/\overline{WR}$
60	GPB (O)	AD7760	$\overline{CS}$
61	GPB (O)	AD7760	RESET
63	SCIC/UART		Tx

Tabelle 4.3: Belegung der Mikrocontrollerpins (gleiche Farbe, gleiche Peripherie)

Funktionalität wurde aus der Software von [27] übernommen und entsprechend adaptiert (Abbildung 4.12).

Zu Demonstrations- und Verifikationszwecken gibt es die Möglichkeit entweder per Tastendruck oder über einen Triggereingang am Mikrocontroller die Aufzeichnung von 12288 Messwerten zu starten und diese über die serielle Schnittstelle zur Weiterverarbeitung oder Visualisierung auszugeben.

#### 4.6.6 Kalibrierung

Die Kalibrierung erfolgt ebenfalls über das serielle Benutzerinterface. Zunächst sollte die automatische Verstärkungsanpassung deaktiviert werden, anschließend kann für jeden verfügbaren Verstärkungswert der Offset und der lineare Berechnungsfaktor angepasst werden. Diese Werte können im Flash Speicher des Mikrocontrollers gespeichert werden, um nach einem Reset wieder zur Verfügung zu stehen.

Die Grundlage zum Speichern der Werte im Flash bildet ein Application Note von Texas Instruments, wo die Verwendung des Flash Speichers als emuliertes EEPROM beschrieben wird. Texas Instruments stellt hier auch eine eigenen Softwarebibliothek zur Verfügung [28].

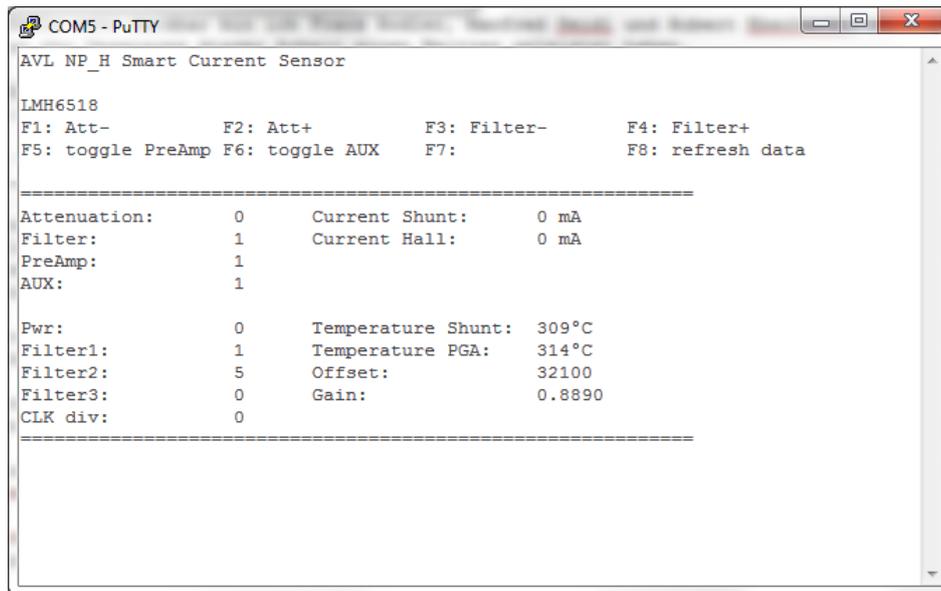


Abbildung 4.12: Serielles Benutzerinterface

## 4.7 Spannungsversorgung

Das Anwendungsgebiet des Sensors an Hochvoltssystemen erfordert eine Isolation der Sensorschaltung von der externen Auswerteelektronik und der Spannungsversorgung. Tabelle 4.4 listet die benötigten Spannungen und den Stromverbrauch der einzelnen Komponenten. Der AD7760 kann je nach gewünschtem Eingangsspannungsbereich mit unterschiedlichen Spannungen versorgt werden, während die Versorgung des Analogteils des LMH6518 immer 5 V sind.

Der MLX91208 sowie die TI CONTROLCARD setzen eine Versorgung mit 5 V voraus, der ADuCM33X bieten einen Eingangsspannungsbereich bis 18 V und wird hier auch mit 5 V versorgt.

	LMH6518 mA	AD7760 mA	ADuCM33x mA	MLX91208 mA	uC mA	Summe mA	Leistung mW
2.5 V	-	120	-	-	-	120	300
3.3 V	180	Logik	-	-	-	180	600
4.096 V	-	Referenz	-	-	-		-
5 V	230	120	17	14	160	540	2700

Tabelle 4.4: Auflistung des Strombedarfs nach Spannung

Wie in Tabelle 4.4 abzulesen, beträgt die benötigte Gesamtleistung der Komponenten etwa 2.5 W. Um die Schaltung an der Seite des Interfaces zu isolieren wird ein galvanisch getrennter DC/DC Konverter eingesetzt, welcher mit einer Frequenz von 100 kHz arbeitet. Um diese Störungen besser unterdrücken zu können, wird die Ausgangsspannung dieses Wandlers nicht

mit 5 V festgesetzt, sondern mit der nächsthöheren Spannung von 9 V und die weiteren Spannungen über lineare Spannungsregler generiert. Da ein Linearregler die überschüssige Spannung über einen Transistor in Wärme umsetzt, muss der Eingangsstrom gleich dem Ausgangsstrom sein, wodurch sich für die in Tabelle 4.4 angegebenen Leistungen eine neue Rechnung ergibt.

$$P_{ges1} = (I_{2V5} + I_{3V3} + I_{5V}) \cdot U = 840mA \cdot 9V = 7.56W \quad (4.13)$$

Die aufzubringende Leistung für dieses Versorgungsdesign beträgt wie in Formel 4.13 berechnet über 7 W, was bedeuten würde, dass mehr als die Hälfte der eingespeisten Leistung verloren geht. Aus diesem Grund sollen über Schaltregler Zwischenspannungen von 4.3 und 6 V generiert werden, und diese Spannungen dann über Linearregler auf die benötigten Spannungen geregelt werden. Wie in den Formeln 4.14 bis 4.16 berechnet, ist die erforderliche Eingangsleistung der Schaltung (bei einem angenommenen Wirkungsgrad der zusätzlichen Schaltregler von 80%) beim Einsatz der Schaltregler rund 2 W weniger. Die erste Prototypenversion des Sensors wird zusätzlich mit der Möglichkeit ausgestattet, jeden der verwendeten Spannungsregler (sowohl Schalt- als auch Linearregler) zu deaktivieren und somit den Einfluss des Reglers auf die Gesamtperformance zu messen.

$$P_{4V3} = (I_{2V5} + I_{3V3}) \cdot U = 300mA \cdot 4.3V = 3.24W \quad (4.14)$$

$$P_{6V} = I_{5V} \cdot U = 540mA \cdot 6V = 1.4W \quad (4.15)$$

$$P_{ges2} = \frac{P_{4V3} + P_{6V}}{\eta} = \frac{1.29W + 3.24W}{0.8} = 5.6625W \quad (4.16)$$

Die Eingangsspannung des Sensors auf der Seite des externen Interfaces beträgt 15 V. Diese Spannung wird von einem isolierten DC/DC Konverter auf 9 V umgesetzt. Bei dem verwendeten DC/DC Konverter handelt es sich um das Modell TMR 6-1219 der Firma TRACOPower mit einer Nennleistung von 6 W. Die Nennleistung des Konverters wurde bewusst höher als erforderlich angesetzt, um für eventuelle Erweiterungen oder Versuche genug Reserven zu besitzen und sollte in der kommenden Revision der Schaltung reduziert werden. Als darauffolgende Schaltregler sind die Typen MAX5035 bzw. MAX5033 der Firma MAXIM vorgesehen, da diese Regler wenig externe Bauelemente und somit nur geringen Schaltungsaufwand erfordern. Sowohl der Regler von Traco, als auch die Regler von Maxim besitzen eine Betriebsfrequenz von 100 bzw. 125 kHz. Als nachfolgende Linearregler wurde der Type ADP7104 von ANALOG DEVICES gewählt. Bei einer Dropout Spannung von 1 V über den Regler besitzt dieser über den gesamten Ausgangsbereich eine Störunterdrückung von über 50 dB bei 100 kHz.

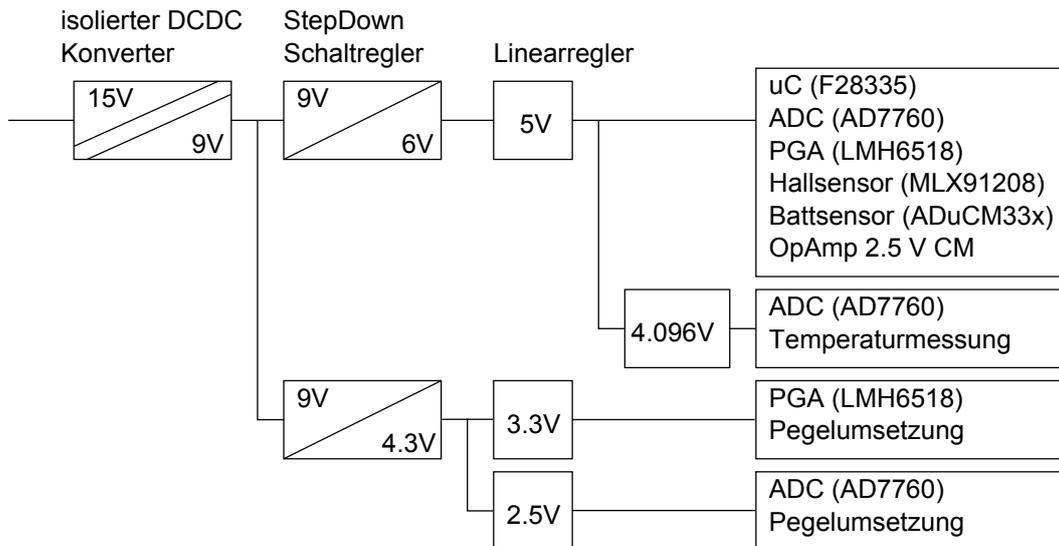


Abbildung 4.13: Blockdiagramm der Spannungsversorgungen

## 4.8 Temperaturmessung

Da die gesamte Messschaltung, sowie der Messshunt nicht auf konstanter Temperatur betrieben werden können, werden zwei Temperatursensoren eingesetzt, um Temperaturänderungen feststellen zu können. Diese Sensoren werden direkt am Messshunt, sowie unter dem ersten Vorverstärker angebracht, so kann in Software Rücksicht auf den Temperaturdrift des Shunts, sowie den Offsetdrift und Verstärkungsfehler bedingt durch die Temperatur genommen werden. Zum Einsatz kommt ein NTC (Heißleiter) Thermistor mit einem Widerstand von  $10\text{ k}\Omega$  bei  $25^\circ\text{C}$ .

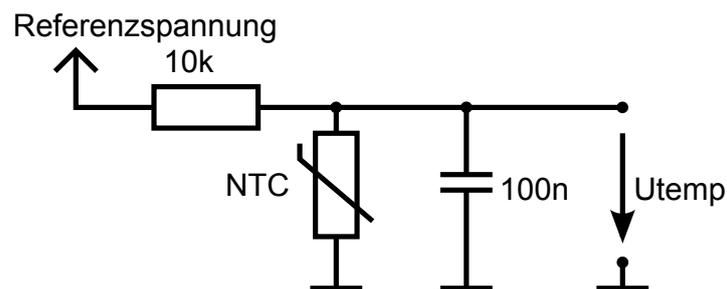


Abbildung 4.14: Beschaltung des Temperatursensors

In Formel 4.17 ist die Temperatur des Thermistors  $T$  als Funktion seines Widerstandes  $R_T$  dargestellt. Das Ausgangssignal der Messschaltung wie in Abbildung 4.14 ist jedoch die Spannung, welche am Thermistor abfällt, so muss der temperaturbezogene Thermistorwiderstand noch als Funktion der Ausgangsspannung dargestellt werden, wie in Formel 4.18 umgeformt. Anschließend Formel 4.18 in Formel 4.17 einsetzen und es ergibt sich die Temperatur als

Funktion der gemessenen Spannung am Thermistor (Formel 4.19).

$$R_T = R_N \cdot e^{\beta \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_N} \right)} \Rightarrow T(R_T) = \frac{B \cdot T_N}{\beta + \ln \left( \frac{R_T}{R_N} \right) \cdot T_N} \quad (4.17)$$

$$U_T = U_{ref} \frac{R_T}{R_1 + R_T} \Rightarrow R_T(U_T) = \frac{R_1}{\frac{U_{ref}}{U_T} - 1} \quad (4.18)$$

$$T(U_T) = \frac{\beta \cdot T_N}{\beta + \ln \left( \frac{R_1 U_T}{R_N U_R - R_N U_T} \right) \cdot T_N} \quad (4.19)$$

Das Übertragungsverhalten der Thermistorbeschaltung wurde durch eine AC-Simulation in LTspice bestimmt und ergibt mit den gewählten Bauteilwerten bei 25°C (10 kΩ Thermistorwiderstand) eine Grenzfrequenz von 315 Hz.

Da der Thermistorwiderstand bei 25°C gleich dem Vorwiderstand ist, vereinfacht sich die Formel 4.19 zu Formel 4.20, wobei die Spannungen bei der Berechnung durch den Mikrocontroller nicht in Volt, sondern direkt im gemessenen ADC-Ergebnis eingesetzt werden können.

$$T(U_T) = \frac{\beta \cdot T_N}{\beta + \ln \left( \frac{U_T}{U_R - U_T} \right) \cdot T_N} = \frac{1}{\frac{1}{T_N} + \frac{\ln \left( \frac{U_T}{U_R - U_T} \right)}{\beta}} \quad (4.20)$$

## 4.9 Pegelumsetzung

Der Digitalteil des Analog Digital Wandlers AD7760 wird mit einer Spannung von 2.5 V versorgt, daher verwendet das digitale Interface dieses Bauteils auch 2.5 V als Logikspannung. Der garantierte Spannungswert für HI am Ausgang des AD7760 beträgt  $0.7 \cdot V_{DRIVE}$ , wobei  $V_{DRIVE}$  die bereits erwähnten 2.5 V sind. Daher ergibt sich ein minimaler Ausgangspegel von 1.75 V, was jedoch für die 3.3 V Logik des verwendeten Mikrocontrollers zu wenig ist, da dieser mindestens 2 V Eingangsspannung verlangt um einen HI Pegel zu erkennen. Umgekehrt würde weiters der 3.3 V HI Pegel des Mikrocontrollers die Logik des ADCs zerstören, da diese (Absolutes Maximum) mit  $V_{DRIVE} + 0.3V = 2.8V$  angegeben ist.

Aus diesem Grund muss an dieser Stelle ein Pegelumsetzer zum Einsatz kommen, um eine Kommunikation zu ermöglichen, wobei auf der 16 Datenleitungen des ADCs eine bidirektionale Datenflussrichtung erforderlich ist. Aus diesem Grund wird auf Pegelumsetzer gesetzt, welche über zwei Versorgungsspannungen verfügen und eine Umschaltung der Datenflussrichtung ermöglichen. Eine Übersicht über verschiedene Verfahren ist im Application Note von TI aufgelistet [29]. Als Pegelumsetzer wurden die Bauteile SN74AVC8T245 (8 Kanäle) und SN74AVC4T245 (4 Kanäle) gewählt. Die Umschaltung der Datenflussrichtung erfolgt über ein 3.3 V Logiksignal, welches vom Mikrocontroller gesteuert wird.

## 4.10 Digitale Schnittstellen

### 4.10.1 Programmierbarer Verstärker

Die Kommunikation mit dem programmierbaren Verstärker von TI erfolgt über die SPI Schnittstelle, wobei Schreib- und Leseoperationen unterstützt werden. Zum Setzen neuer Einstellungen werden zunächst 8 Bit Daten gesendet, wobei das erste Bit eine logische Null sein muss um eine Schreiboperation zu kennzeichnen. Anschließend müssen die 16 Bit Daten, welche die gesamten Einstellungen beinhalten, gesendet werden. Eine Leseoperation ermöglicht das Auslesen der aktuellen Einstellungen und bedingt zunächst 8 Bit Daten mit einer logischen Eins am Beginn. Anschließend sendet der Verstärker die 16 Bit der aktuellen Konfiguration. Folgende Parameter sind einstellbar [23]:

- Auswahl des Vorverstärkers (10 dB / 30 dB)
- Einstellen des Abschwächglieds in 2 dB Schritten
- Ein/Abschalten des zusätzlichen Ausgangs
- Einstellen der Bandbreite des integrierten Filters

				Filter				Preamp	Abschwächung			
D15	D14 - D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
X	0	0 = Aux On <sup>1</sup> 1 = HiZ	0	[23, Tab. 6]			0	0 = LG <sup>2</sup> 1 = HG	[23, Tab. 7]			

Tabelle 4.5: Datenfeld der Einstellungen am LMH6518 [23, Tabelle 4]

### 4.10.2 Analog Digital Wandler

Der verwendete Analog Digital Wandler besitzt ein 16 Bit breites Dateninterface  $DB[15..0]$ , sowie 3 zusätzliche Steuerleitungen  $\overline{DRDY}$ ,  $\overline{CS}$  und  $\overline{RD}/WR$ .

Das Auslesen von Messdaten ist in der Abbildung 4.15 oben dargestellt. Das Signal  $\overline{DRDY}$  wird vom ADC auf logisch Null gezogen, was bedeutet, dass neue Messdaten bereit stehen. Der Mikrocontroller muss anschließen  $\overline{CS}$  und  $\overline{RD}/WR$  auf logisch Null ziehen und der ADC liefert die ersten 16 Bit der Daten an den Pins  $DB[0..15]$ . Nach Einlesen dieser Daten müssen die Signale  $\overline{CS}$  und  $\overline{RD}/WR$  wieder auf logisch Eins und anschließend wieder auf logisch Null gebracht werden, wonach der ADC weitere 16 Bit Daten an den Pins  $DB[15..0]$  ausgibt.

Weiter ist es auch möglich und notwendig Einstellungen als 16 Bit breites Datenwort an den ADC zu senden, doch da der ADC über mehr als ein Register zur Steuerung der Funktionen verfügt, ist es notwendig zusätzlich die Adresse des Registers zu übergeben. Der Ablauf einer solchen Kommunikation ist in Abbildung 4.15 unten dargestellt.

<sup>1</sup>Hilfsausgang Ein oder hochohmig

<sup>2</sup>LG = 10 dB, HG = 30 dB

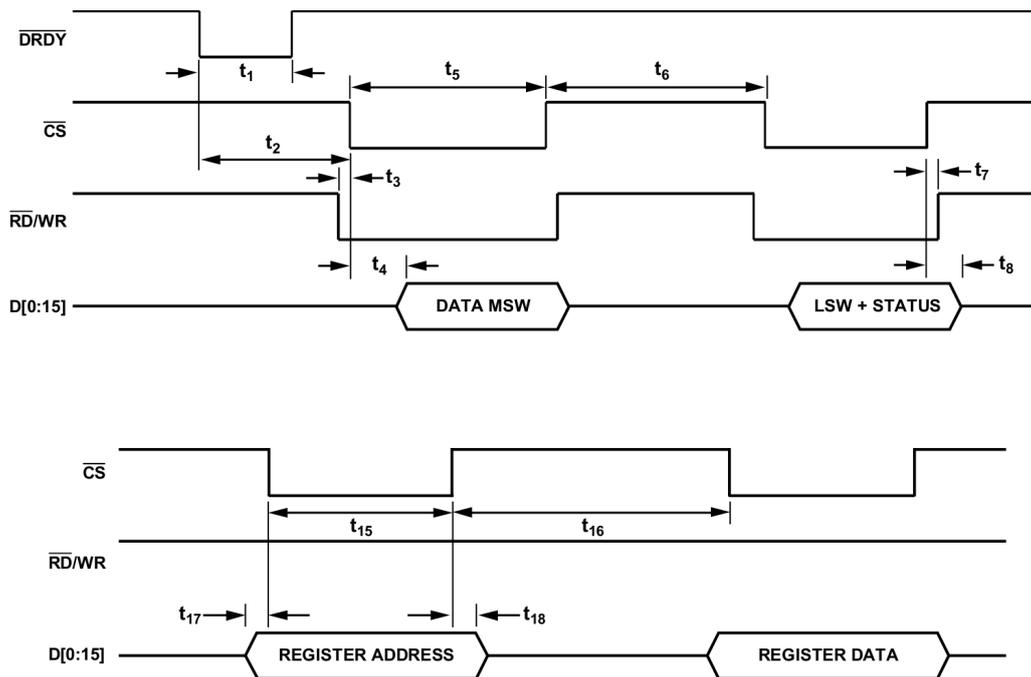


Abbildung 4.15: Zeitlicher Ablauf der Kommunikation mit dem ADC [22]

### 4.10.3 Power Control Unit

Zusätzlich zur Versorgung des Sensors, muss auch die Kommunikation über eine galvanisch getrennte Schnittstelle erfolgen. Physikalisch ist der Sensor über den Stecker über den RS-485 Bus angebunden, und besitzt jeweils insgesamt 3 Kanäle für Takteingang, Datenausgang und Fehlerausgang. Diese 3 Kanäle werden nach einer Entkopplung gegen die Leitungsschirmung durch einen Transceiverbaustein in ein Gleichtaktsignal umgewandelt und über Optokoppler übertragen.

### 4.10.4 Serielles Monitoring und Kalibrierinterface

Für diese erste Revision der Schaltung ist das Auslesen von Daten, sowie das Einstellen von Parametern über eine Serielle Schnittstelle am Mikrocontroller vorgesehen. Auf dem verwendeten USB-Bord für die TMS controlCARD (siehe Abschnitt 4.11.3) ist bereits eine der SCI/UART Schnittstellen des Mikrocontrollers über den verbauten Chip der Firma FTDI geführt und kann über das USB-Kabel als virtueller serieller Port über USB genutzt werden. Weiters ist für diese Schnittstelle auf der controlCARD über einen digitalen Isolator auf einen RS232 Treiberbaustein geführt und somit bereits galvanisch getrennt verfügbar. Da die Verwendung des Treiberbausteines nicht erforderlich ist, wurde das isolierte serielle Signal an dieser Stelle abgegriffen und auf einen USB zu Seriiell Wandler von FTDI geführt. Das Prinzip dieser Schaltung ist in Abbildung 4.17 dargestellt.

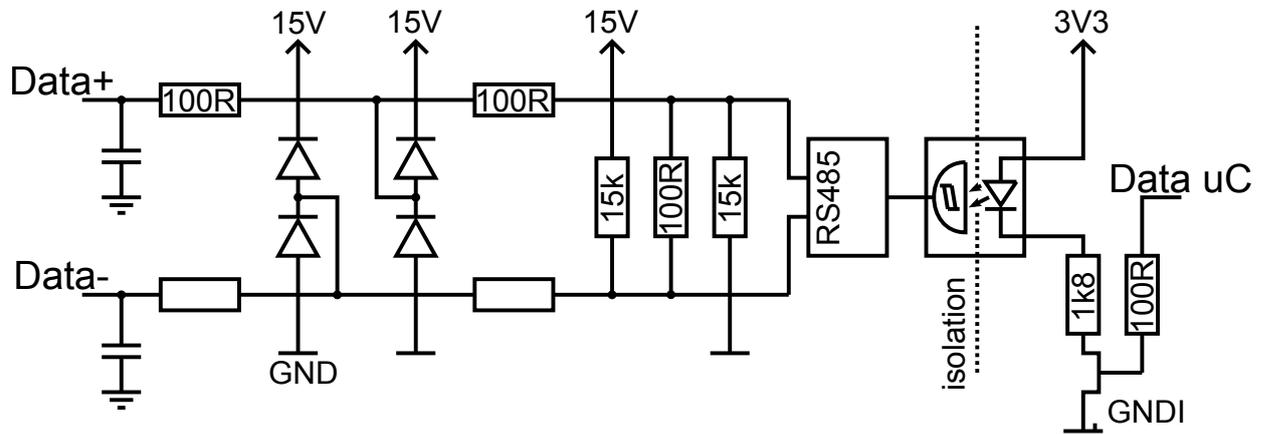


Abbildung 4.16: Interface der Datenleitungen zur PCU

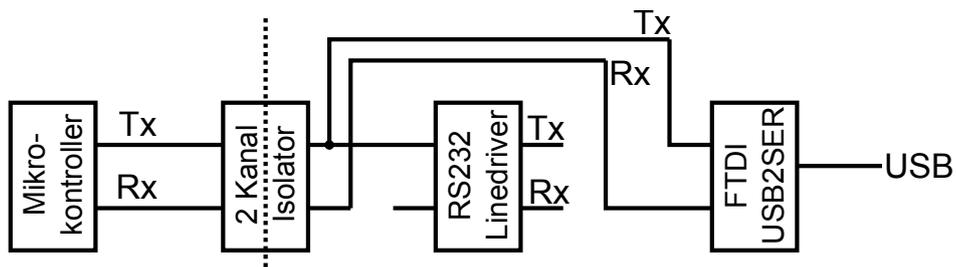


Abbildung 4.17: Serielles Interface

## 4.11 Evaluationshardware

### 4.11.1 Analog Devices EVAL-AD7760EDZ

Das EVAL-AD7760EDZ ist das Evaluierungsboard für den AD7760 Analog-Digital Konverter von Analog Devices. Das Board ist sehr kompakt und beinhaltet einen AD7760 sowie die Grundbeschaltung bestehend aus Takterzeugung, Spannungsversorgung und Eingangsfilter. Laut Datenblatt ist das Board mit 7.5 V zu versorgen. Das Board beinhaltet keine Datenauswertung des ADC, stattdessen ist eine 4-polige Pinleiste vorgesehen um eine Verbindung zu einem eigenen Board, oder dem Logikboard von Analog Devices herstellen zu können (siehe Kapitel 4.11.2).

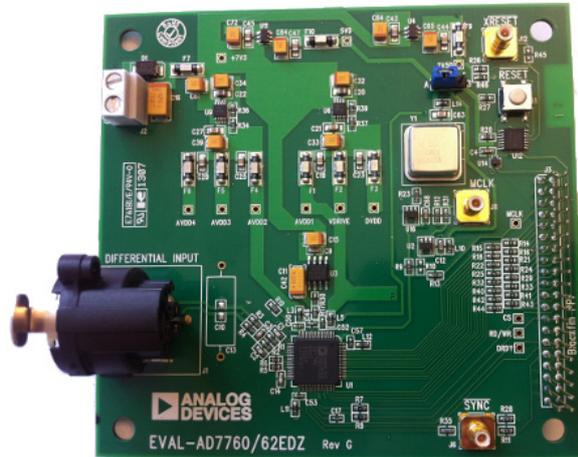


Abbildung 4.18: Analog Devices EVAL-AD7760EDZ

Im Datenblatt dieses Evaluationboards finden sich die Schaltpläne und Layouts des Boards, sowie eine genaue Auflistung der verwendeten Bauelemente. Dies ermöglicht eine gute Hilfestellung beim Design und der Auswahl der Bauelemente für die Beschaltung des AD7760.

### 4.11.2 Analog Devices EVAL-CAD1Z

Dieses Board ist als generisches Datenerfassungsboard für unterschiedliche Evaluierungsboard gedacht, da es über verschiedenste Schnittstellen verfügt und einen FPGA mit 32 MB SDRAM verfügt. Über die (jeweils dem angebrachten Evaluierungsboard beiliegende) Software kann dieses Board per USB-Schnittstelle angesprochen werden. So ist es beispielsweise möglich, den AD7760 über den Computer zu parametrisieren und zu testen.

### 4.11.3 Texas Instruments TMS320F28335 controlCARD

Bei dieser controlCARD handelt es sich um ein Prozessorboard, welches den TMS320F28335 von Texas Instruments, inklusive der wichtigsten Grundbeschaltung wie Quarz, Spannungsregler, Stützkondensatoren und Eingangsfilter. Die controlCARD ist in der Größe eines DIMM-Moduls mit 100 Pins ausgeführt, bei einer kompakten Größe von etwa 2.5 x 9 cm. Als Trägerboard kommt die USB Dockingstation USB-EMU von TI zum Einsatz, welche die controlCARD aufnimmt und etwa die Hälfte der der IO-Ports auf Stiftheisten ausgeführt hat.

Weiters ist ein Flashen, Debuggen sowie serielle Kommunikation und Spannungsversorgung über USB möglich. Zusätzlich ist eine isolierte serielle Verbindung vorgesehen. Dieses Kit wird als Mikrocontrollerboard für den Stromsensor verwendet, für den ersten Prototypen

Aufwand und Kosten gespart werden, sowie ist für das Flashen und Debuggen kein dezidiertes Programmiergerät erforderlich ist. Die Anbindung an die Stromsensorplatine erfolgt über ein 40-poliges Flachbandkabel.

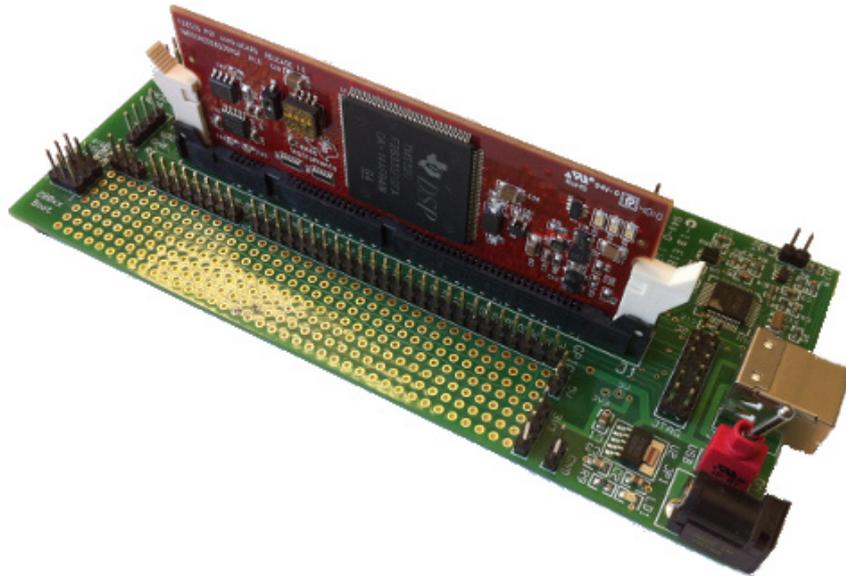


Abbildung 4.19: TMS320F28335 controlCARD mit Trägerboard

### 4.12 Preiskalkulation

In Tabelle 4.6 sind die kostenintensiven Positionen des Prototypenboards zusammengefasst, wobei der Mikrocontroller bei diesem Aufbau nicht zugekauft werden muss, sowie die Position DIVERSE BAUTEILE eine Schätzung darstellt. Die reinen Materialkosten dieses Prototypenaufbaus belaufen sich somit auf etwa 400 €. Nicht eingerechnet, da nicht vorhanden, sind in diesen Kosten ein Gehäuse oder sonstige mechanische Teile.

Die verwendete Preisgrundlage ist der Einzelstückpreis der Händler RS-Components<sup>3</sup> oder Farnell<sup>4</sup>.

---

<sup>3</sup>[www.rs-components.at](http://www.rs-components.at)

<sup>4</sup>[www.farnell.at](http://www.farnell.at)

Bauteilname	Bauteiltyp	Stückzahl	Einzelpreis €	Gesamtpreis €
Platine		1	176	176
AD7760	ADC	1	37	37
TMS320F28335	Mikrocontroller	1	20	20
TMR 6-1219	isolierter DC/DC Wandler	1	20	20
LMH6518	variabler Verstärker	1	18	20
BAS	Messshunt	1	19	19
MAX5035	Schaltregler	2	7	14
ADP7104	Linearregler	3	5	15
div. Bauteile	R, L, C, ...	-	-	80
Summe				401

Tabelle 4.6: Größte Kostenpunkte des Prototypen

### 4.13 Integrierter Sensor ADuC33x

Der Batteriesensor ADuC33x von Analog Devices wird für die Evaluierung im Rahmen dieser Arbeit als Engineering Sample zur Verfügung gestellt. Auf dem Prototypenboard ist daher auch der Aufbau dieses Sensors vorgesehen, wobei der Shunt wahlweise an den ADuC33x, oder an die Eingänge der selbst entwickelten Messkette gelegt werden kann. Die Eingangsbeschaltung des ADuC33x ist aus dem Datenblatt [20] übernommen und in Abbildung 4.20 dargestellt. Die empfohlenen Tiefpassfilter besitzen jeweils eine Grenzfrequenz von 7.23 kHz (Gleichtakt- und Differenzsignale).

Der Datenausgang erfolgt bei diesem Bauteil ebenfalls über SPI, und wurde so verschalten, dass entweder der von Texas Instruments oder der ADuC33x an den Optokopplern für die Kommunikation zur PCU angebunden ist.

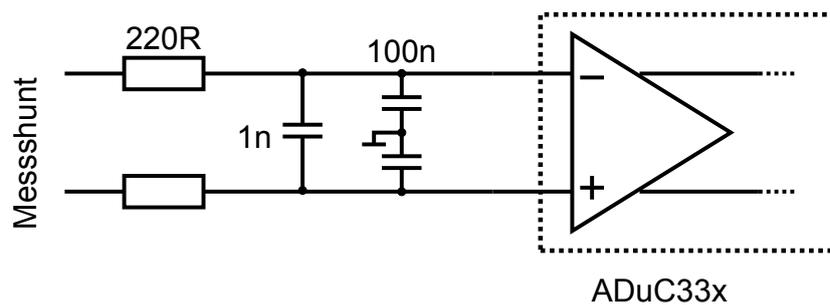


Abbildung 4.20: Schaltung des ADuC33x am Messeingang



# 5 Inbetriebnahme

## 5.1 Allgemeines

Das fertige Stromsensorboard wird teilbestückt geliefert, da einige der Bauteile, wie die Linearregler, der einstellbare Verstärker und der Analog-Digital Wandler an der Unterseite über ein verlötbares Pad zur Abfuhr der Wärme verfügen und diese nicht von Hand verlötbar sind. Im Zuge der maschinellen Bestückung wurden häufig vorkommende Bauteile wie Stützkondensatoren ebenfalls maschinell Bestückt. Das Board direkt nach Erhalt vom Fertiger ist in Abbildung 5.1 zu sehen.

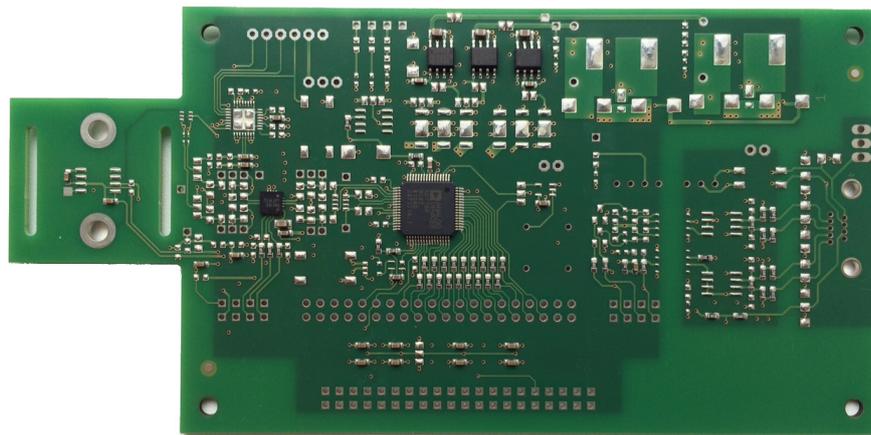


Abbildung 5.1: Platine nach Erhalt vom Fertiger

Die einzelnen Baugruppen werden laufend bestückt, anschließend getestet und die Ergebnisse dokumentiert. Für die Messungen während der Inbetriebnahme wurde der vorgesehene Shuntwiderstand von  $100\mu\Omega$  durch einen Shuntwiderstand mit  $5m\Omega$  ersetzt. Dies ermöglicht ausreichend große Messsignale bei Verwendung eines handelsüblichen Labornetzteils.

In Abbildung 5.2 ist die Stromsensorplatine bis auf die galvanische Trennung der Datenleitungen fertig bestückt, und über ein Flachbandkabel an das Mikrocontrollerboard angebunden. Ebenfalls ist schon der vorgesehene Messshunt von Isabellenhütte montiert.

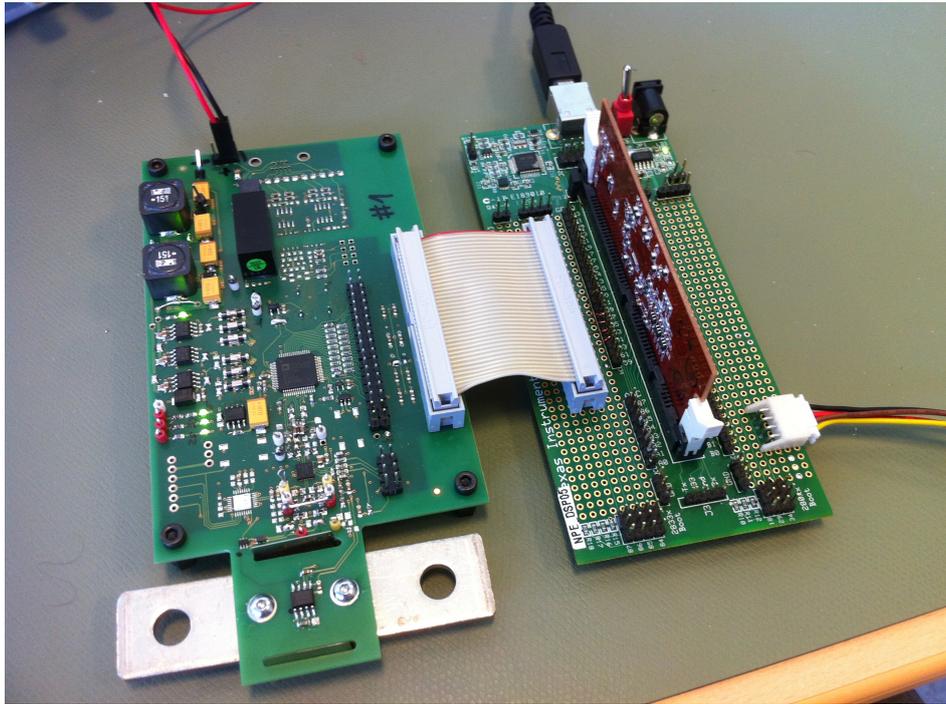


Abbildung 5.2: Fertig aufgebaute Stromsensorplatine

## 5.2 Spannungsversorgung

Der erste Schritt ist das Bestücken der verschiedenen Spannungswandler zur Bereitstellung der benötigten Versorgungsspannungen. In Tabelle 5.1 sind die Messungen der einzelnen Versorgungsspannungen inklusive relativem Fehler gelistet. Die Berechnung des Fehlers erfolgt wie in Kapitel 2.3 beschrieben. Auffällig ist die hohe Abweichung der Referenzspannung von über 0.5%. Der dadurch erzeugte Fehler lässt sich jedoch über eine Anpassung des Offsets korrigieren. Ebenso zeigt sich bei Betrachtung des zeitlichen Verlaufes der Spannungen sehr deutlich die Schaltfrequenz der DC/DC Wandler von etwa 100 kHz. In Abbildung 5.3 ist der Verlauf der 9 V Ausgangsspannung zu sehen. Da diese Störungen durch die vorgesehenen Filtermaßnahmen nicht ausreichend gedämpft werden, sind hier zusätzliche Schritte notwendig um die Spannungsversorgung der nachfolgenden Schaltungsteile zu verbessern.

Spannung V	Messwert V	Fehler %	max. Fehler %
2.5	2.498	0.0800	0.8
3.3	3.299	0.0303	0.8
4.3	4.268	0.7442	-
4.096	4.118	0.5371	0.1221
5	4.987	0.2600	0.8
6	5.983	0.2833	-
9	8.982	0.2	1

Tabelle 5.1: Versorgungsspannungen auf der Platine

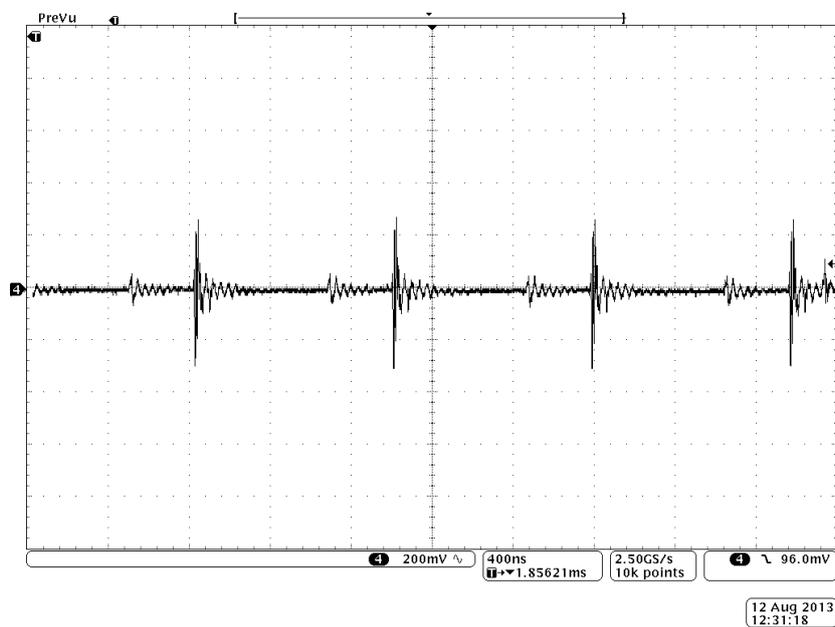


Abbildung 5.3: 100 kHz Störungen in der 9 V Versorgung

### 5.3 Temperaturmessung - NTC

Das Auslesen und Berechnen der Temperatur beschränkt sich im wesentlichen auf Initialisieren und Auswerten des im Mikrocontroller integrierten Analog Digital Wandlers. Zur Verifikation des berechneten Temperaturwertes, wird das Thermoelement eines Agilent U1272U Multimeters als Referenzwert herangezogen. Die Messergebnisse sind in Tabelle 5.2 nachzulesen.

Shunttemperatur		Verstärkertemperatur	
Agilent U1272U °C	NTC °C	Agilent U1272U °C	NTC °C
33.4	34.1	42.4	43.8

Tabelle 5.2: Vergleich der Temperaturmessung

### 5.4 Variabler Verstärker - LMH6518

Die Kommunikation mit dem verwendeten einstellbaren Verstärker ist problemlos wie im Datenblatt beschrieben durchführbar. Die eingestellte Verstärkung ist ebenso mit DC Testsignalen überprüft und die Testergebnisse in Tabelle 5.3 dokumentiert.

Verstärkung dB	Verst. $\frac{V}{V}$	$V_{in+}$ V	$V_{in-}$ V	$V_{in}$ mV	$V_{out+}$ V	$V_{out-}$ V	$V_{out}$ mV	Verst. $\frac{V}{V}$	Verst. dB
-1.14	0.877	2.5017	2.4845	17.2	1.2496	1.2359	13.7	0.796	-1.976
8.86	2.77	2.5000	2.4885	11.5	1.2582	1.2270	31.2	2.69	8.595
18.86	8.77	2.5000	2.4885	11.5	1.2937	1.1911	102.6	8.845	18.934
28.86	27.73	2.5000	2.4885	11.5	1.4035	1.0796	324	27.92	28.918
38.86	87.7	2.4953	2.4909	4.4	1.4313	1.0512	380	86.39	38.730

Tabelle 5.3: Verstärkung des LMH6518

### 5.5 Analog Digital Wandler - AD7760

Die Kommunikation mit dem Analog Digital Wandler ist wie im Datenblatt beschrieben herstellbar. In Abbildung 5.4 ist das Abholen eines fertigen Messergebnisses mit dem Logikteil eines Oszilloskopes erfasst und visualisiert (vergleiche Abschnitt 4.10.2).

Weiters wird der integrierte Differenzverstärker auf eine Verstärkung von 7.17 eingestellt und auch dieser Wert messtechnisch durch Anlegen eines DC-Messsignals bestätigt und in Tabelle 5.4 dokumentiert.

Um die ausgegebenen Werte des AD7760 zu überprüfen, werden einige Stromwerte mit dem Netzteil vorgegeben um eine Eingangsdifferenzspannung zu generieren. Die Verstärkung des

Verstärkung $\frac{V}{V}$	$V_{in+}$ V	$V_{in-}$ V	$V_{in}$ mV	$V_{out+}$ V	$V_{out-}$ V	$V_{out}$ mV	Verstärkung $\frac{V}{V}$
7.17	1.2847	2.1990	85.7	2.3872	1.7828	604.4	7.053

Tabelle 5.4: Verstärkung des differentiellen Verstärkers im AD7760

LMH6518 Vorverstärkers wurde für diese Messungen auf 18.86 dB gesetzt. In Tabelle 5.5 sind die Ergebnisse dieses Tests dokumentiert.

Die Ausgabewerte des Wandlers liegen im Zweierkomplement vor, die Werte lassen sich daher wie folgt interpretieren (am Beispiel einer 4-Bit langen Zahl): Die Werte von 0000 bis 0111 stellen die positiven Zahlen von 0 bis 15 dar, während negative Zahlen durch Binärwerte von 1000 (-16) bis 1111 (-1) dargestellt werden. Die Darstellung im Zweierkomplement der Wandlerergebnisse entsprechen somit dem erwarteten Ergebnis, da bei steigenden positiven Differenzspannungen der Binärwert steigt, während bei steigenden negativen Differenzspannungen der Binärwert sinkt.

$V_{in+}$ V	$V_{in-}$ V	$V_{in}$ mV	$DB[15..0]$
2.3162	1.8489	467.3	00010001 11101011 01001111
2.1974	1.9687	228.7	00001000 10101001 11101000
2.0767	2.0901	-13.4	11111111 00110110 01111001
1.9590	2.2084	-249.4	11110110 00001001 01011101
1.8367	2.3298	-493.1	11101100 10001011 10001010

Tabelle 5.5: Ausgelesene Werte des AD7760

Bei der Analyse der Signalqualität stellt sich heraus, dass aufgrund fehlender Serienwiderstände in den digitalen Leitungen des AD7760 die (sehr steilen) Flanken mit starkem Überschwingen behaftet sind. Durch das Einfügen von 200Ω Widerständen können diese Überschwinger stark reduziert werden (vergleiche Abbildung 5.5a und b).

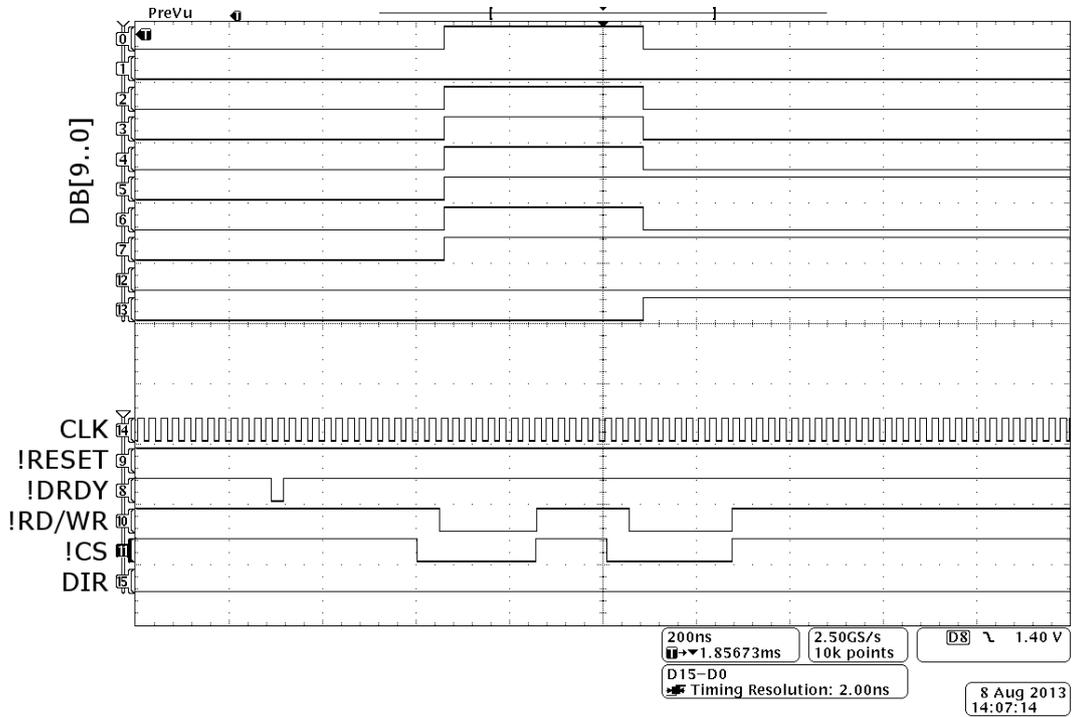


Abbildung 5.4: Datenkommunikation mit dem AD7760

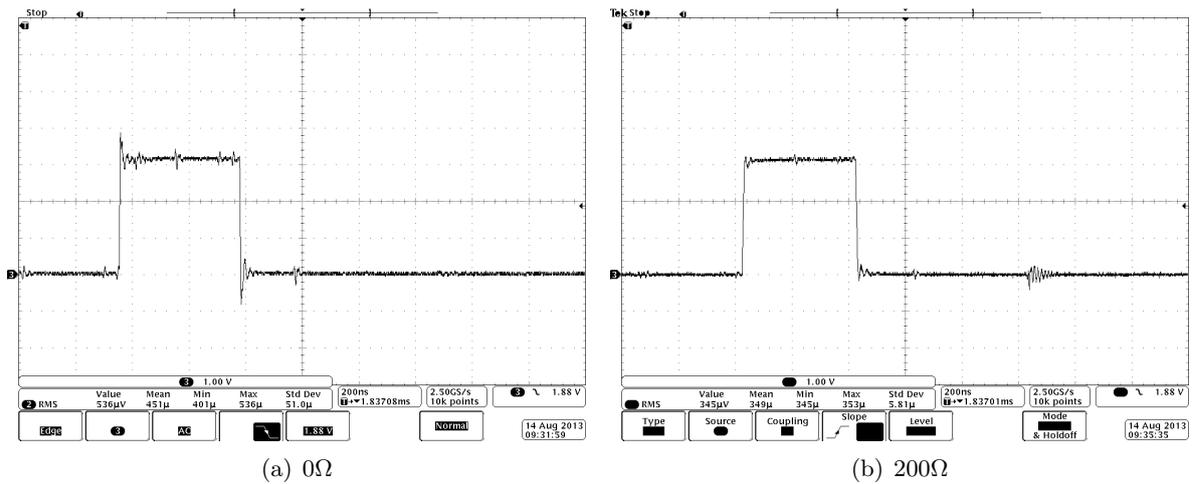


Abbildung 5.5: Signalverlauf mit/ohne Serienwiderstände in den Digitalleitungen des AD7760

## 5.6 Hallsensor - MLX91208

Der Hallsensor wird auf den vorgesehenen Löt pads platziert und mit einer Spannung von 5 V versorgt. Der Ausgang stellt sich nun bei einer Spannung von 2.49 V ein, was einem Strom von etwa 0 A entspricht. Die prinzipielle Funktionskontrolle erfolgt durch Anlegen eines Messstromes, was eine Auslenkung der Ausgangsspannung zur Folge hat.

Quantitative Messergebnisse für diesen Sensor werden im Zuge der Verifikation der Schaltung aufgenommen.

Der mechanische Aufbau des Hallsensors ist in Abbildung 5.6 zu sehen.

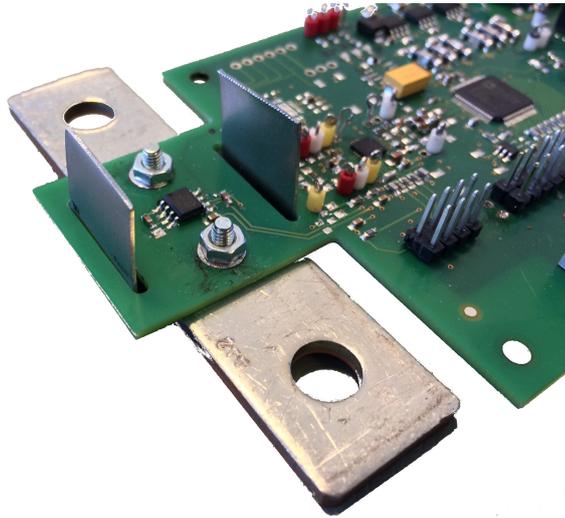


Abbildung 5.6: Platzierung des Hallsensors über dem Messshunt

## 5.7 Integrierter Batteriesensor - ADuC33x

Da die eingeplanten Engineering Samples dieses Bauteils erst mit einer Verspätung von etwa 4 Monaten eingetroffen sind, ist es nicht möglich dieses Bauteil im Rahmen dieser Arbeit zu vermessen.



## 6 Verifikation

### 6.1 Eingangsverstärker Übertragungsfunktion

Die Verstärkerschaltung, welche in Abschnitt 4.4 beschrieben wurde, wurde im Zuge der Inbetriebnahme und Verifikation wie in Abbildung 6.1 angepasst, um ein besseres Verhalten zu erreichen. Die Verstärkung der zweiten Stufe beträgt somit 14.5 dB (5.3). Mit Hilfe des *Bode 100 Vector Network Analyzer* der Firma *Omicron* kann nun das Frequenzverhalten der Eingangsverstärkerschaltung charakterisiert werden. Die Einspeisung des Signals erfolgt an den Anschlusspunkten des Messshunts, und der Ausgang sind die Widerstände am Eingang zum Analog-Digital Wandler. Diese Punkte sind mit **E** und **A** in Abbildung 6.1 gekennzeichnet.

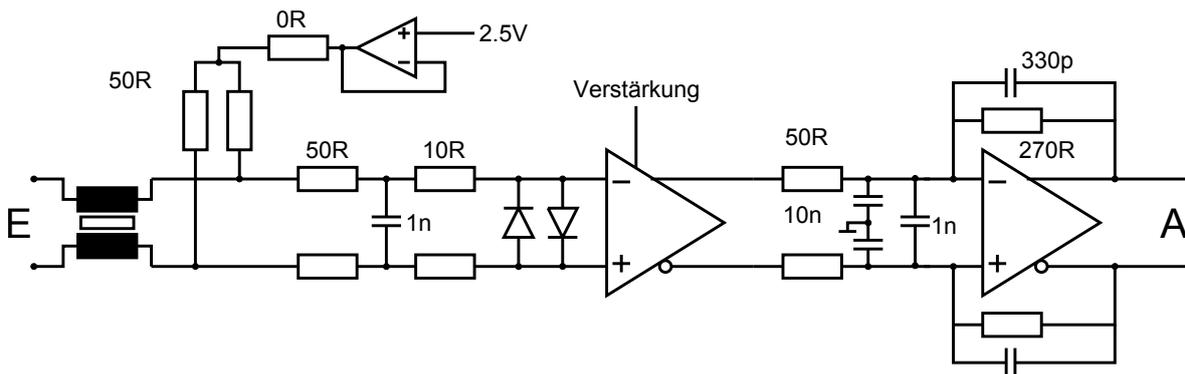


Abbildung 6.1: Eingangsverstärkerschaltung

Beim verbinden des Bode 100 mit der Schaltung wird ein 1:1 Übertrager verwendet, bei welchem das lineares Verhalten ohne Beeinflussung der Messschaltung zwischen 100 Hz und 10 MHz liegt. Die folgenden Übertragungsfunktionen (Abbildungen 6.2 und 6.3) zeigen nun den Verlauf der Verstärkung von 100 Hz bis 5 MHz für unterschiedliche Einstellungen am variablen Verstärker LMH6518. Bei allen getesteten Einstellungen liegt die Verstärkung im berechneten Bereich, sowie die tatsächliche Bandbreite bei etwa 1 bis 2 MHz, wie in Abschnitt 4.4 berechnet.

### 6.2 Rauschen

Da sich in der Spannungsversorgung laut Design viele Regler befinden, welche störende Schaltfrequenzen erzeugen, wird nun der Einfluss der Schaltregler auf die Ausgangswerte des Analog-Digital Wandlers ermittelt. In Abbildung 6.4 sind die Fourier Transformaten der ADC Aus-

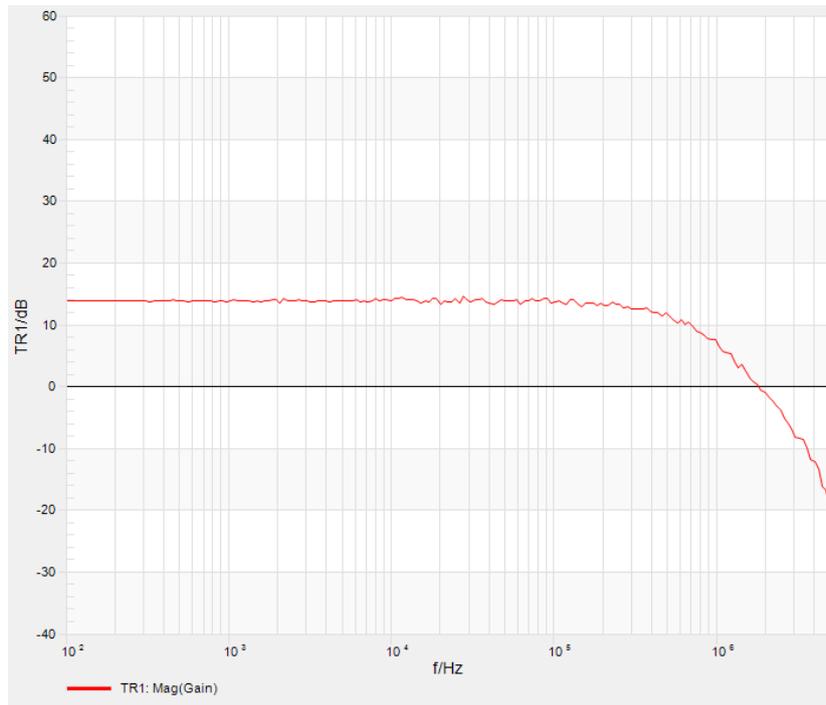


Abbildung 6.2: Differentielle Verstärkung (LMH6518: LG, -20dB) (Rechenwert: 13.34 dB)

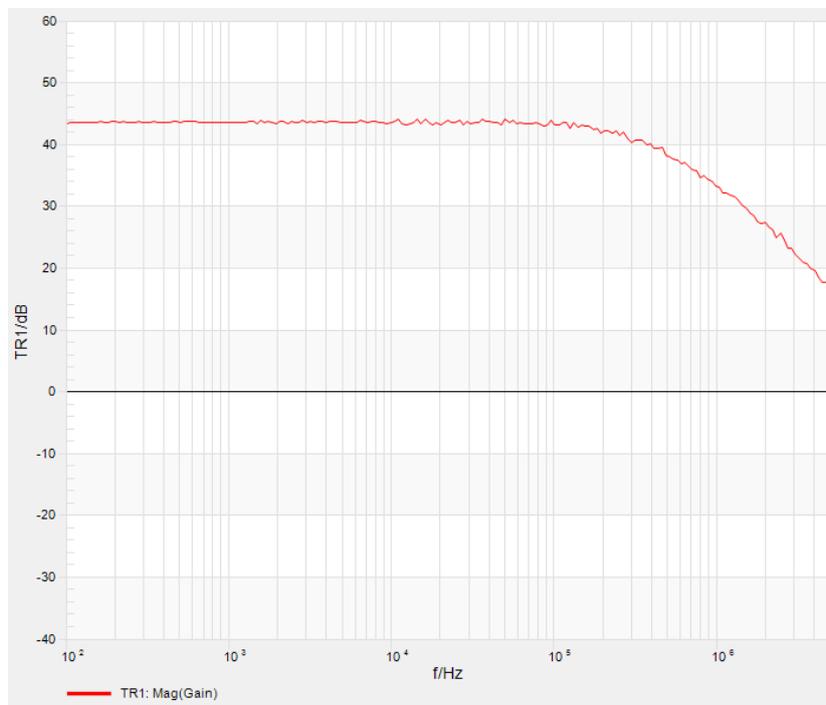


Abbildung 6.3: Differentielle Verstärkung (LMH6518: HG, -10dB) (Rechenwert: 43.34 dB)

gangswerte dargestellt. Der Verstärkereingang am Messshunt wird für diese Messungen kurzgeschlossen und die Datenrate des ADC auf 625 kHz eingestellt. Die gewählte Verstärkung ist für diesen Versuch auf den Maximalwert gesetzt. Zunächst wird die Schaltung über das Labornetzteil versorgt (Abbildung 6.4a), anschließend über eine Batterie (Abbildung 6.4b). In weiterer Folge werden laufend Teile der Spannungsversorgung überbrückt und die Schaltung an niedrigeren Spannungslevels über eine Batterie versorgt, bis nur mehr die Linearregler aktiv sind.

Die deutliche Spitze bei 120 kHz (sowie das Vielfache davon bei 240 kHz) ist somit auf den Schaltregler von 9 V auf 6 V zurückzuführen, da die nominale Schaltfrequenz laut Datenblatt 125 kHz beträgt. Der Beitrag des isolierten Wandlers von Traco ist jedoch nicht messbar, da die Störungen bei Weglassen dieses Wandlers nach wie vor deutlich messbar sind. Wie in Abbildung 6.4c gegenüber Abbildung 6.4d zu erkennen, verschwinden die Spitzen bei diesen Frequenzen nach Weglassen der Maxim Schaltregler.

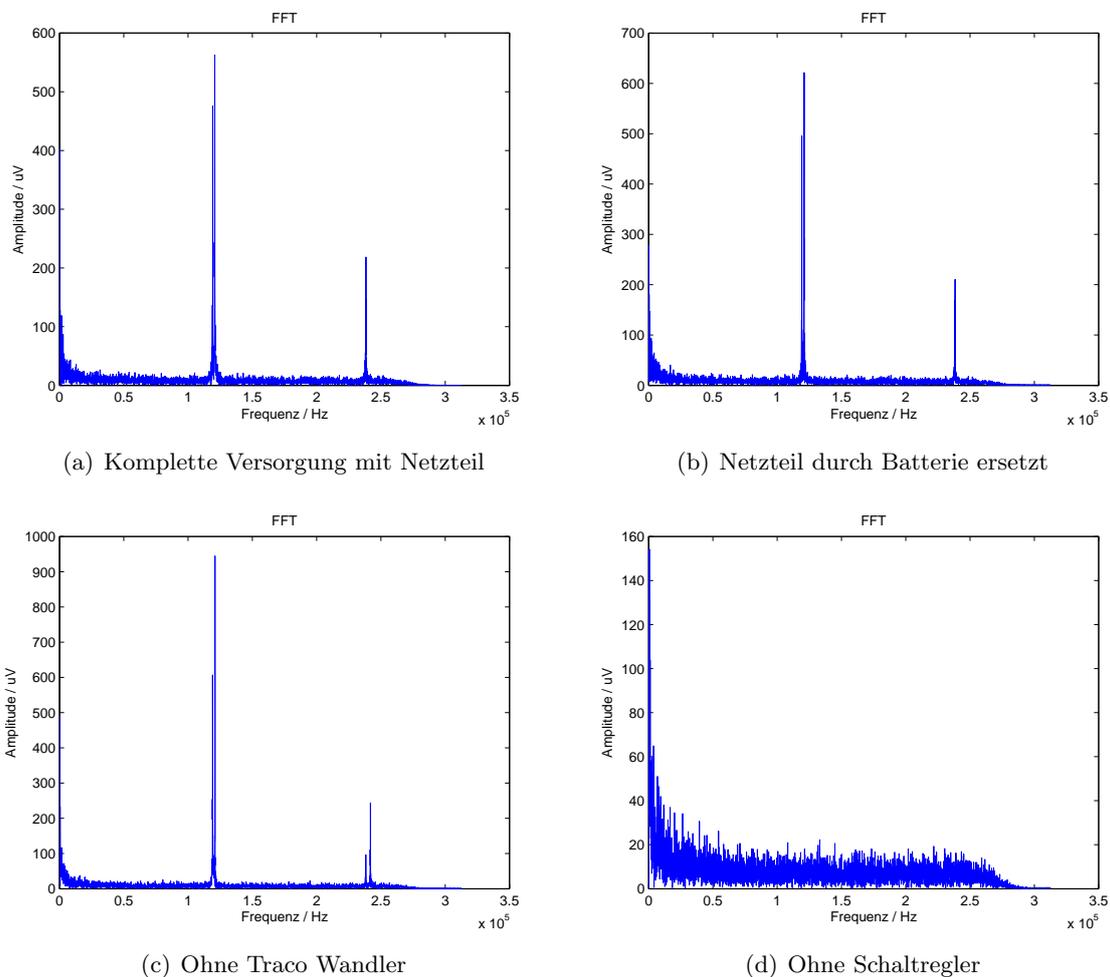


Abbildung 6.4: FFT des ADC Ausgangssignales

Ausgehend von dem Messergebnis ohne Schaltregler soll nun der Einfluss dieses Rauschens auf den verursachten Messfehler betrachtet werden. Der zeitliche Verlauf des Signales ist in

Abbildung 6.5 dargestellt. Der quadratische Mittelwert (Effektivwert) des aufgenommenen Signals beträgt 3 mV (Formel 6.1), was etwa um den Faktor 2.5 über dem Rechenwert aus Abschnitt 4.5.1 entspricht, wobei berücksichtigt werden muss, dass nur wenige potentielle Rauschquellen in dieser Berechnung berücksichtigt wurden.

Sehr auffällig ist die Tatsache, dass das gemessene Rauschen um den Faktor 1.5 ansteigt, wenn die Verstärkung auf den verwendeten Minimalwert von 18.86 dB am einstellbaren Verstärker reduziert wird (siehe Messergebnisse in Abschnitt 6.3). Dies lässt die Vermutung zu, dass abgesehen von der Spannungsversorgung und der Verstärkerschaltung noch weitere dominierende Rauschquellen in dem System vorhanden sind.

Die Auswirkung des gemessenen Rauschens auf die Qualität des Messergebnisses ergibt sich nun wie folgt: Die Differenz zwischen maximalem und minimalem Wert beträgt 4 mV, was nun in Relation zu dem Eingangsspannungsbereich des Wandlers von 6.5 V zu setzen ist. Dieses Rauschen bezogen auf den Analog-Digital Wandler Eingang erzeugt einen Messfehler von 0.0615 %, was im Messbereich bis 123 A einem Fehler von 84.4 mA entspricht (Formel 6.2 und 6.3).

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^N V_i^2} = 3mV \quad (6.1)$$

$$f_{Rauschen} = \frac{4mV}{3277mV} \cdot 100 \quad (6.2)$$

$$F_{Rauschen} = \frac{V_N}{A \cdot R} = \frac{4mV}{474 \cdot 0.1m\Omega} = 84.4mA \quad (6.3)$$

## 6.3 Shuntmessung

### 6.3.1 Kalibrierung

Die Kalibrierung des Stromsensors muss nun für jeden der Messbereiche getrennt durchgeführt werden. Bei jedem Messbereich wird zunächst eine Korrektur des Offsets durchgeführt, um die Kennlinie der Messung exakt durch den Nullpunkt zu legen. Als Grenze für die Abweichung vom Nullpunkt ist ein Messwert von kleiner als 20 mA definiert.

Das ermittelte Ergebnis des Analog-Digital Wandlers wird nun über den Proportionalitätsfaktor in ein 18 Bit großes Endergebnis umgerechnet, welches dann den Ausgabemesswert für den gesamten Strombereich darstellt. Diese Proportionalitätsfaktoren werden im zweiten Schritt der Kalibrierung ermittelt. Nach Anlegen eines bekannten Stromes (50 oder 100 A) und dem Vergleich mit dem gemessenen Ausgangswert kann dieser Faktor angepasst werden.

Die verwendete Messschaltung ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Als Stromquelle kommt eine Strom- und Spannungsquelle des Herstellers EPS mit einem maximalen Strom von 300 A zum Einsatz. Die Referenzmessung erfolgt durch die Verwendung eines Messshunts R-Z von Isabellenhütte (siehe 3.1.1 und [12]) mit einem Widerstandswert von  $499.68\mu\Omega \pm 50n\Omega$ . Der

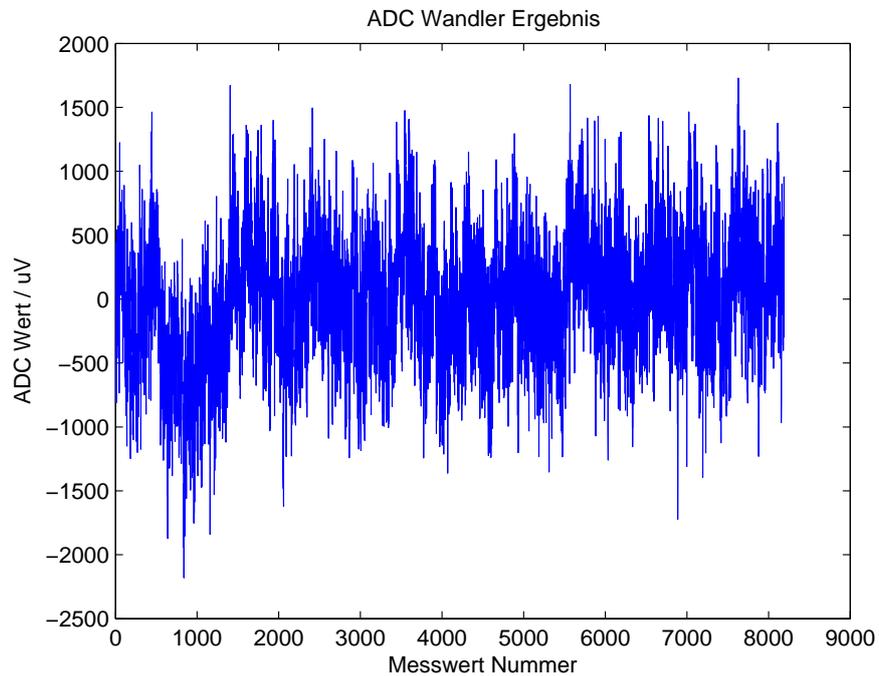


Abbildung 6.5: Ausgangssignal des ADC (Linearregler versorgt aus Batterie)

Spannungsabfall an diesem Messshunt wird über ein AGILENT 3458A Tischmultimeter mit 8.5 stelliger Anzeige gemessen.

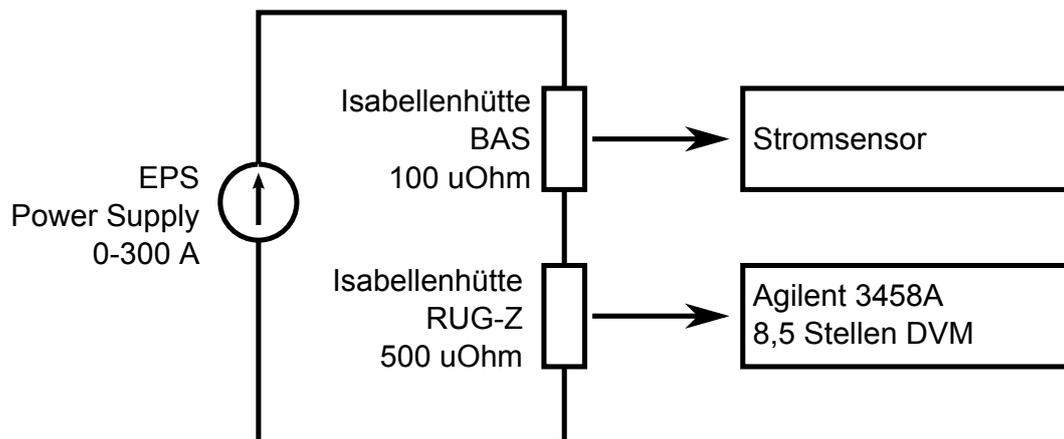


Abbildung 6.6: Messaufbau zur Verifikation der DC Genauigkeit

### 6.3.2 DC Messungen

Für die Messungen der Genauigkeit von Gleichsignalen wird die Messschaltung wie in Abbildung 6.6 verwendet. Die Datenrate des Analog-Digital Wandlers ist auf 156.25 kHz eingestellt, mit der anschließenden Mittelwertbildung über 4 Messwerte. Die effektive Abtastfrequenz beträgt somit 39.0625 kHz. Die Berechnung des Mittelwertes jeder Messung beruht auf der Verwendung von 12288 Messwerten. Wie das Histogramm in Abbildung 6.7a darstellt, sind die Messungen gaussverteilt um den idealen Messwert angeordnet, somit kann die Abweichung von diesem Wert statistisch mit  $\pm 3\sigma$  angegeben werden. In diesem Intervall befinden sich 99.73 % aller Messwerte. Zur Berechnung des Wertes  $\sigma$  wird die korrigierte Stichprobenvarianz wie in Formel 6.4 [30] verwendet und ergibt folgende Werte:

- 50 mA im Messbereich bis 60 A
- 60 mA im Messbereich bis 200 A
- 100 mA im Messbereich bis 400 A

Als Vergleichswert wird zusätzlich ein Vorserienmodell des IPC-A von Isabellenhütte (Maximalstrom 300 A) [31] vermessen und mit den Messergebnissen des eigenen Prototypen gegenüber gestellt. Die Evaluationssoftware von Isabellenhütte liefert 16384 Messwerte, über die ebenfalls ein Mittelwert gebildet wird. Zusätzlich sollte die Standardabweichung  $\sigma$  berechnet werden, doch ist das Messergebnis dieses Sensors nicht gaussverteilt, sondern mit einer einzelnen Frequenz überlagert, wie im Histogramm in Abbildung 6.7b zu sehen. Als vergleichbare Abweichung wird nun der Bereich gewählt, in dem 99.73 % der Messwerte liegen und dieser Bereich mit der  $3\sigma$  Abweichung verglichen.

Die Messergebnisse sind in den Abbildungen 6.11 bis 6.14 dargestellt, wobei die genaue Erläuterung der einzelnen Kurvenverläufe in Tabelle 6.1 erläutert wird.

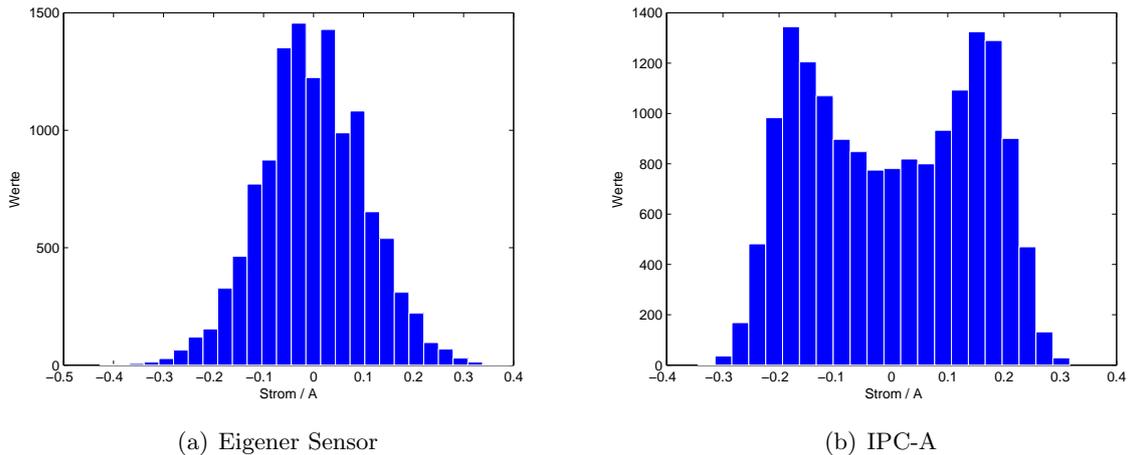


Abbildung 6.7: Histogramm der Messwerte

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (6.4)$$

Bezeichnung	Erklärung
$E_{spec}$	Maximal spezifizierter Fehler laut Abschnitt 3.2 im Messbereich bis 400 A
$E_{mean}$	Gemessener Fehler (Mittelwert)
$E_{3sigma}$	Gemessener Fehler (Mittelwert + $3\sigma$ )
$E_{ipc-spec}$	Maximal spezifizierter Fehler des IPC-A Sensors laut Datenblatt [31]
$E_{ipc-mean}$	Gemessener Fehler des IPC-A (Mittelwert über 16384 Werte)
$E_{ipc-3sigma}$	Gemessener Fehler des IPC-A (Mittelwert + Abweichung in der 99.73 % der Werte liegen)

Tabelle 6.1: Erläuterung der Diagrammwerte

Bei der Betrachtung des unteren Messbereichs bis 60 A in der Abbildung 6.8 und 6.9 liegen die Mittelwerte bis auf einen Ausreißer im spezifizierten Genauigkeitsbereich, wobei ein steigendes Messsignal auch den absoluten Fehler ansteigen lässt, was auf einen Linearitätsfehler zurückzuführen ist. Dieser Effekt tritt ebenfalls bei den Mittelwerten der Ergebnisse des IPC-A auf, jedoch ist dieser Effekt hier wesentlich schwächer ausgeprägt. Addiert man nun die Abweichung von  $3\sigma$ , bzw. den Bereich von 99.73 % der Messwerte hinzu, so liegen beide Sensoren außerhalb der spezifizierten Genauigkeitsgrenzen, wobei der IPC-A durch die überlagerte Störfrequenz etwas schlechter abschneidet.

Der Messbereich bis 200 A (Abbildung 6.10 und 6.11) zeigt ein ähnliches Bild wie zuvor, wobei die Messwerte in den sehr kleinen Strombereichen ebenfalls keine große Abweichung aufweisen. Um größere Fehler in größeren Strombereichen zu vermeiden ist eigentlich die Anpassung der Verstärkung vorgesehen, doch ist es in diesem Strombereich anhand der Messergebnisse nun nicht zwingend notwendig auf den kleineren Strombereich umzuschalten.

Befindet sich der Sensor im größten Messbereich bis 400 A, so ergibt sich eine absolute Genauigkeit wie in Abbildung 6.12 und 6.13 dargestellt. Es fällt auf, dass die Genauigkeit bei kleinen Messwerten nun doch sehr deutlich zurückgeht, andererseits macht sich (wie bereits am Wert der Standardabweichung erkennbar) ein wesentlich höheres Grundrauschen im Messsignal bemerkbar. Dies widerspricht jedoch den Berechnungen aus Abschnitt 6.2, welche hier ein geringeres Rauschen versprechen. Dies ist durch die Tatsache erklärbar, dass der Verstärkerrauschen nicht die dominante Rauschquelle darstellt, sondern andere Quellen (zumindest in diesem Messbereich) präsenter sind.

In den Abbildungen 6.15 und 6.14 sind alle drei Messbereiche vereint, das bedeutet die Daten stammen von 0 - 60 A aus der Messung in diesem Messbereich, von 61 - 200 A aus der Messung im Bereich bis 200 A und von 201 - 300 A aus der Messung im Bereich bis 400 A.

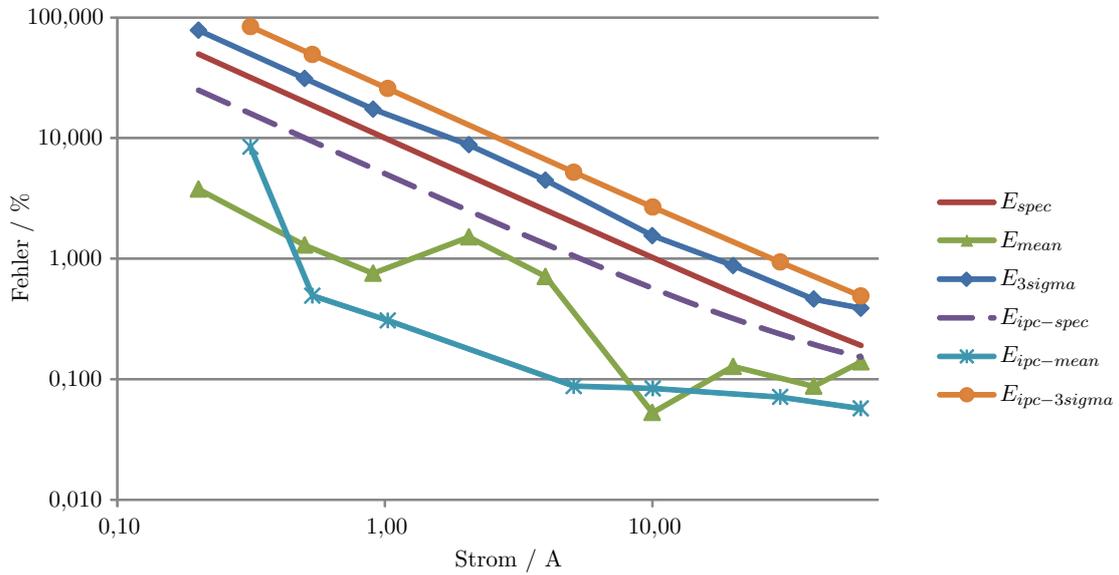


Abbildung 6.8: Relativer Fehler in % im Messbereich bis  $\pm 60A$  (Log. Skala)

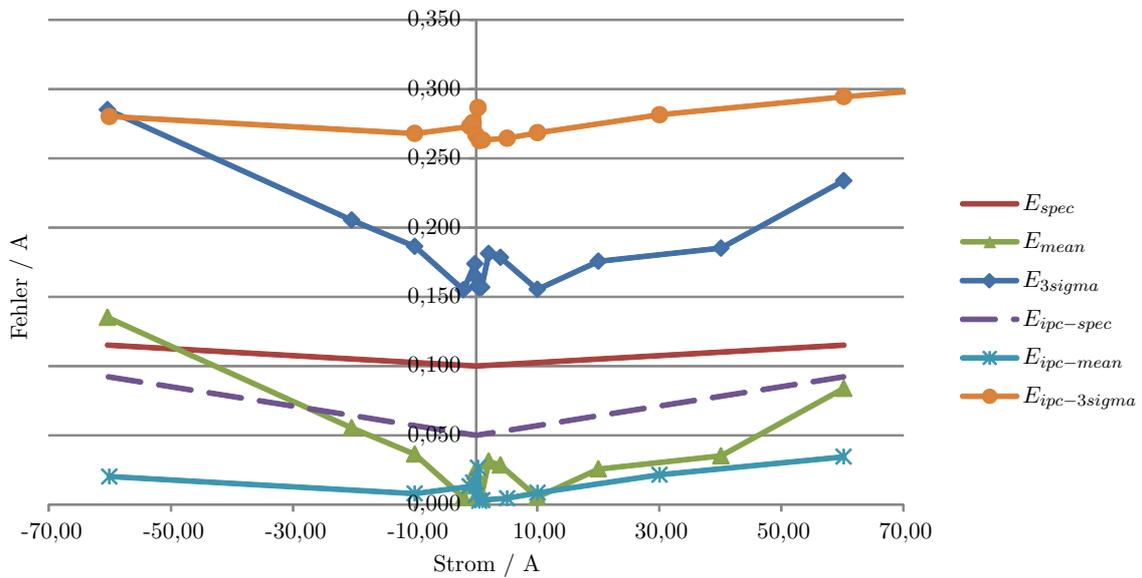
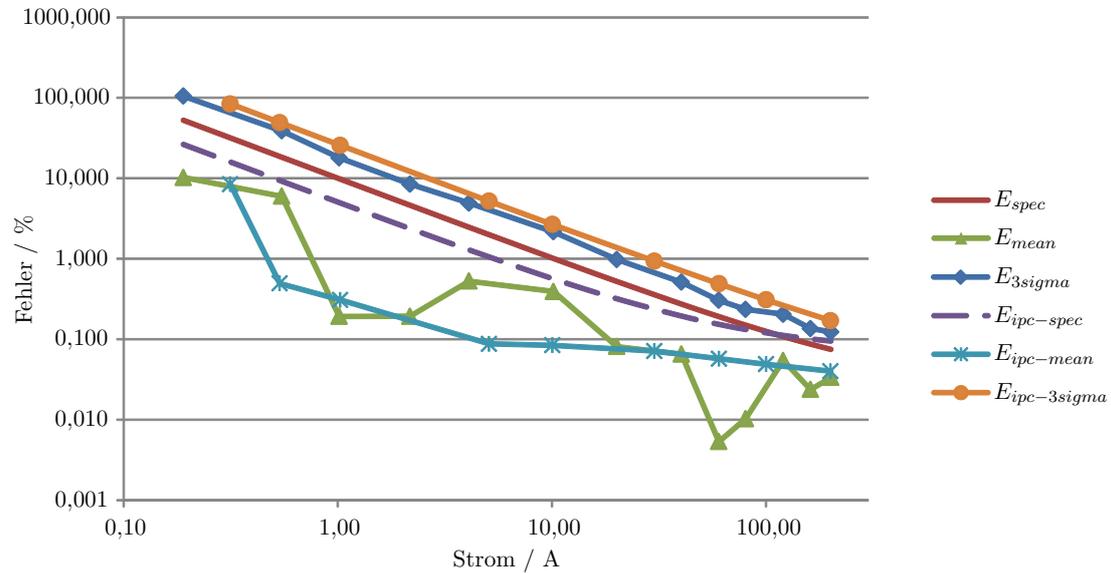
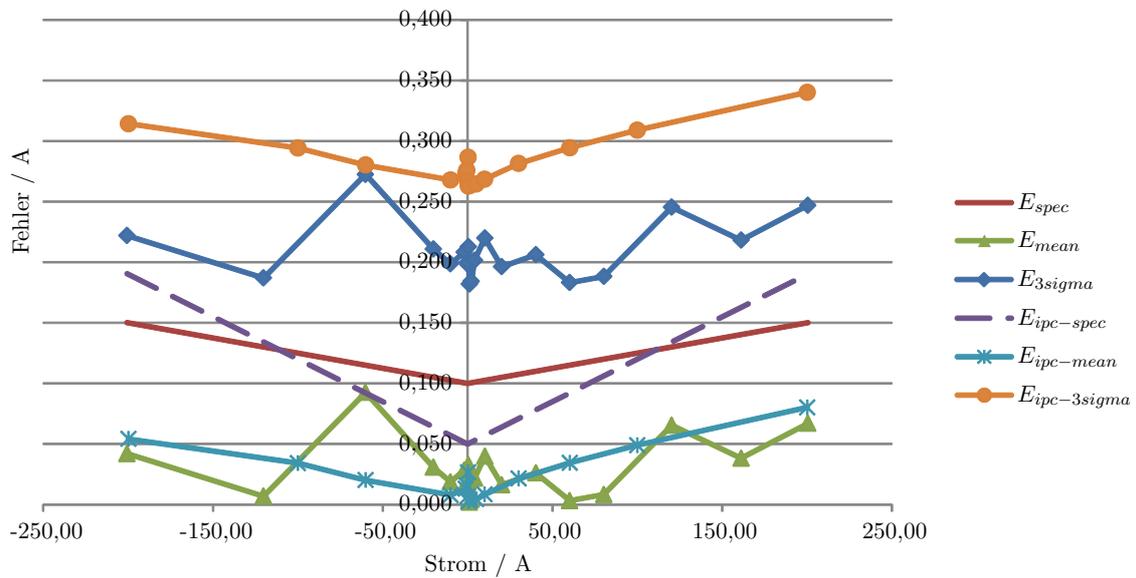


Abbildung 6.9: Absoluter Fehler in A im Messbereich bis  $\pm 60A$

Abbildung 6.10: Relativer Fehler in % im Messbereich bis  $\pm 200A$  (Log. Skala)Abbildung 6.11: Absoluter Fehler in A im Messbereich bis  $\pm 200A$

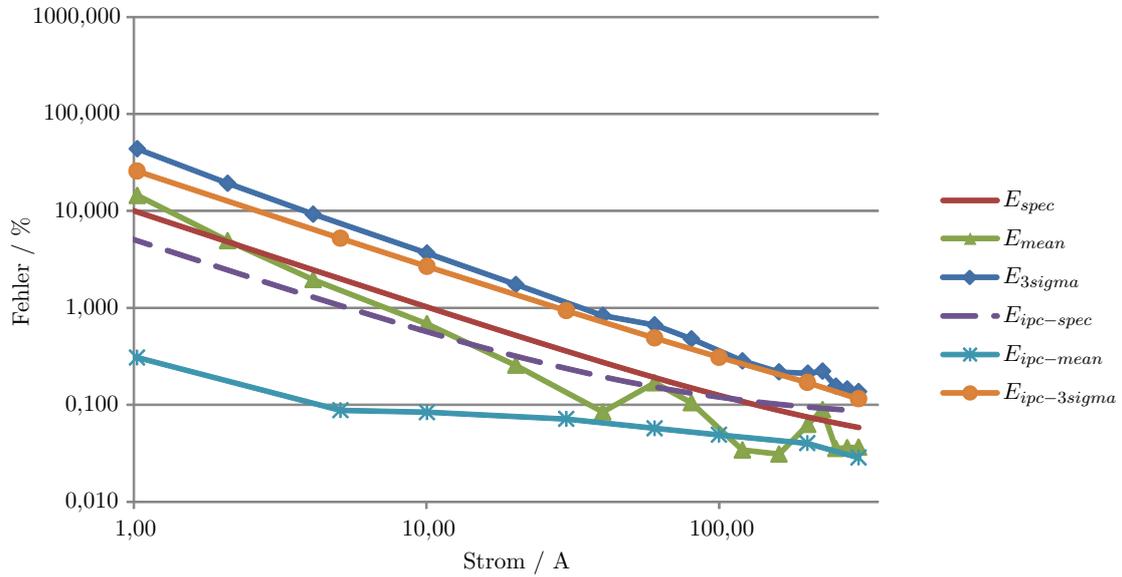


Abbildung 6.12: Relativer Fehler in % im Messbereich bis  $\pm 400A$  (Log. Skala)

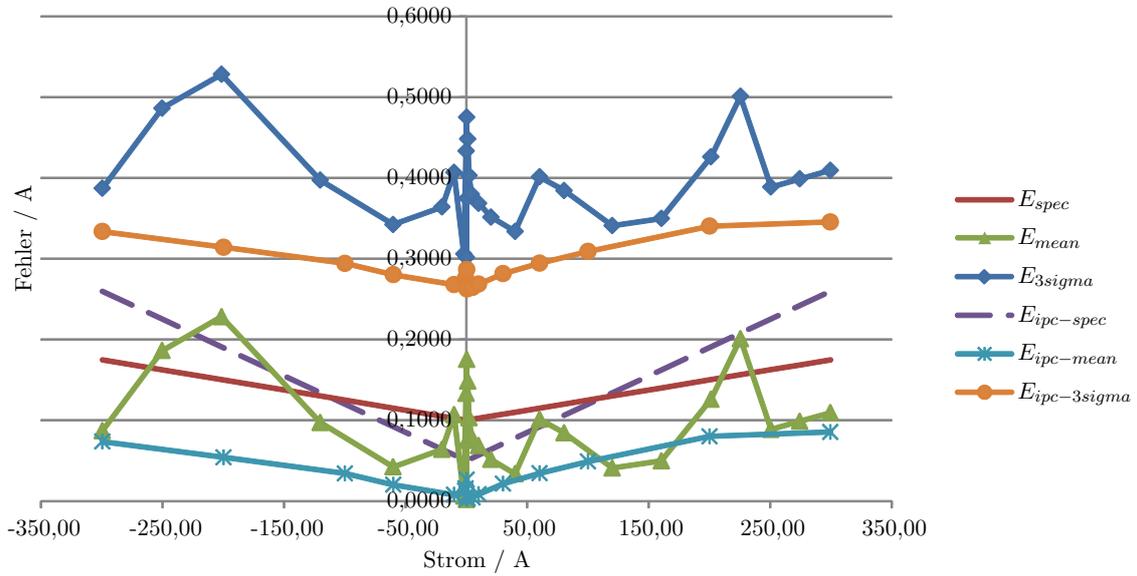


Abbildung 6.13: Absoluter Fehler in A im Messbereich bis  $\pm 400A$

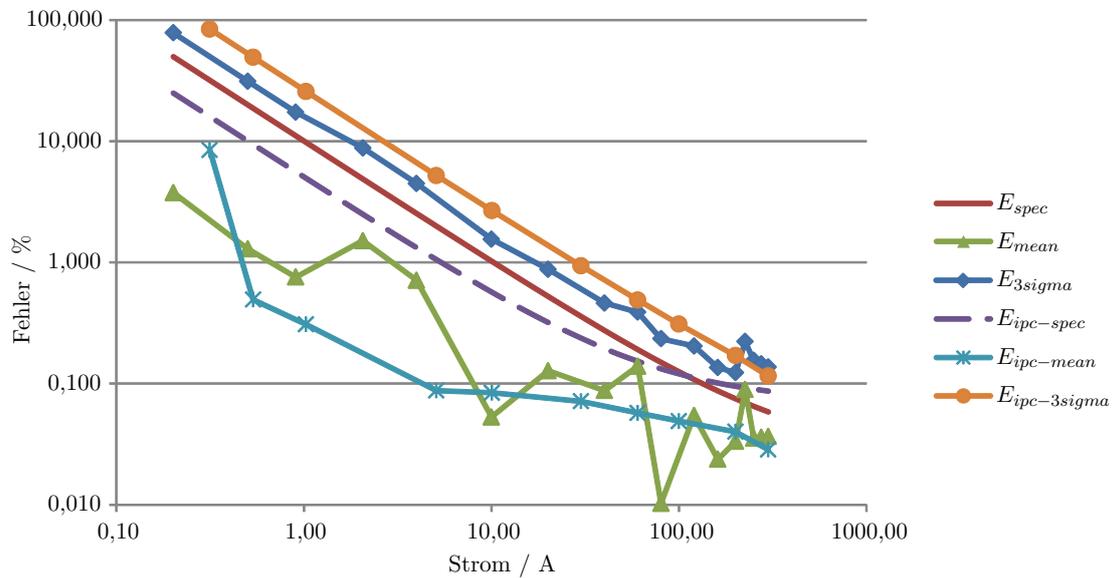


Abbildung 6.14: Relativer Fehler in % in allen Messbereich kombiniert (Log. Skala)

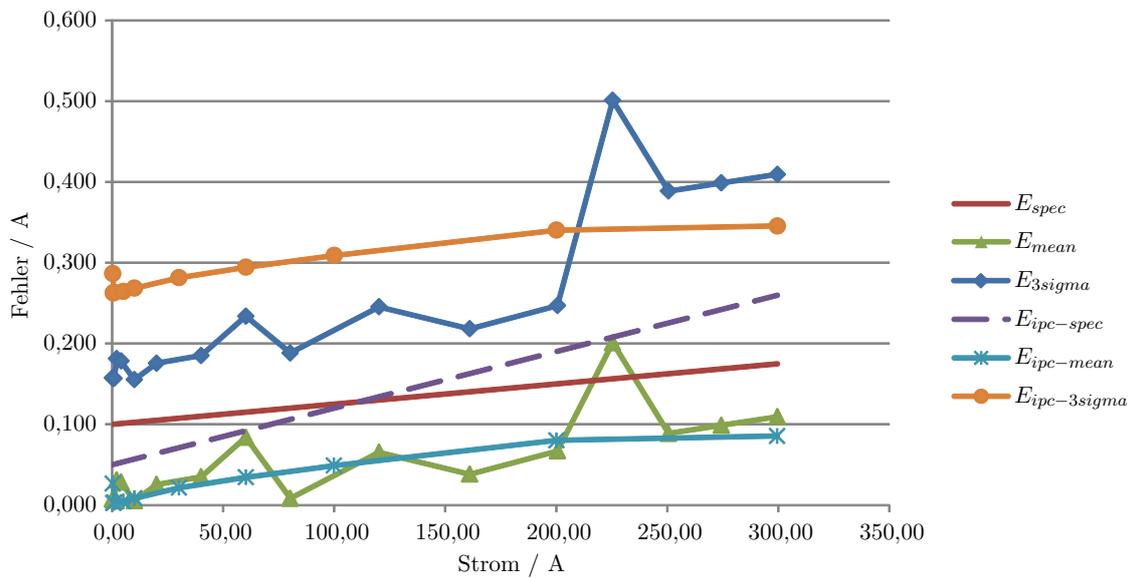


Abbildung 6.15: Absoluter Fehler in A in allen Messbereich kombiniert

### 6.3.3 AC Messungen

Das Wechselsignal für diese Messungen wird über einen Funktionsgenerator (TEKTRONIX AFG3022B) generiert und direkt an die Eingänge der Schaltung angelegt. So können unterschiedlichste Signalformen und Frequenzen getestet, und der qualitative Verlauf des gemessenen Signales bewertet werden. Diese Beschaltung ist in Abbildung 6.16 abgebildet. Der Messshunt ist durch einen Abschlusswiderstand ersetzt, um Anpassung an dem Funktionsgenerator zu erreichen.

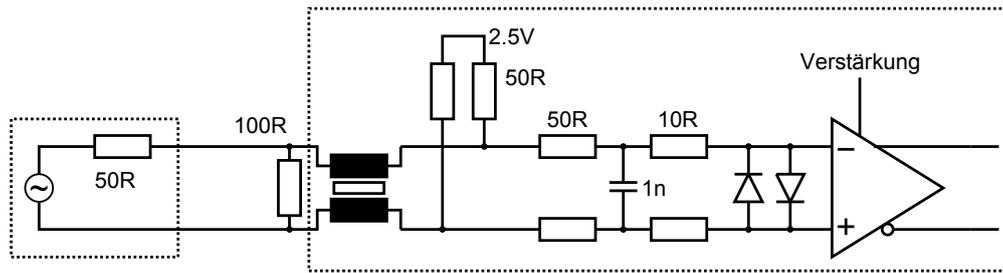


Abbildung 6.16: Beschaltung für AC Messungen

Die ersten beiden Messungen wurden mit einer Signalfrequenz von 6 kHz bei einer Abtastrate  $f_s = 78.125kHz$  und mit einer Signalfrequenz von 30 kHz bei  $f_s = 312.5kHz$  durchgeführt. Wie in den Ergebnissen in Abbildung 6.17 dargestellt, wird das angelegte Signussignal erwartungsgemäß abgetastet und dargestellt.

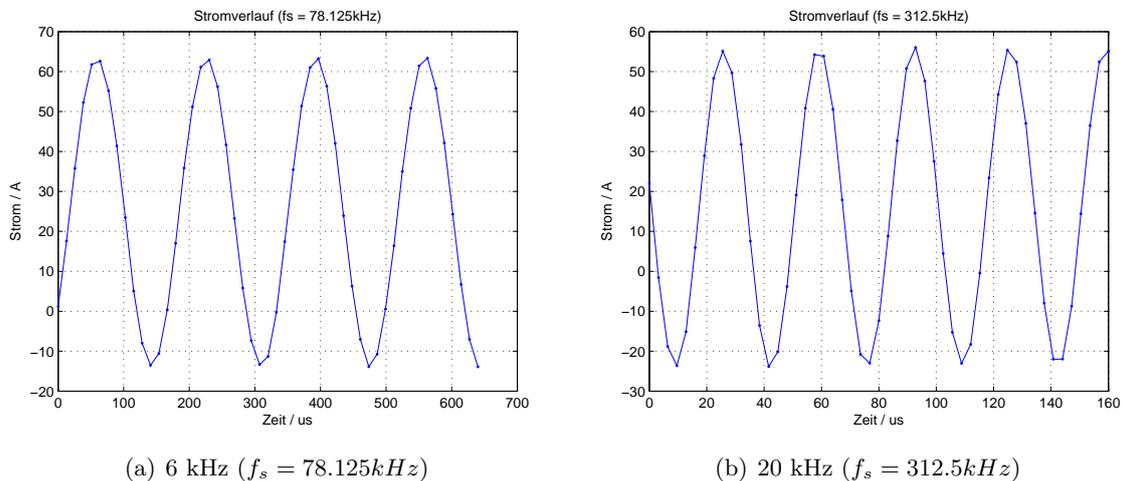
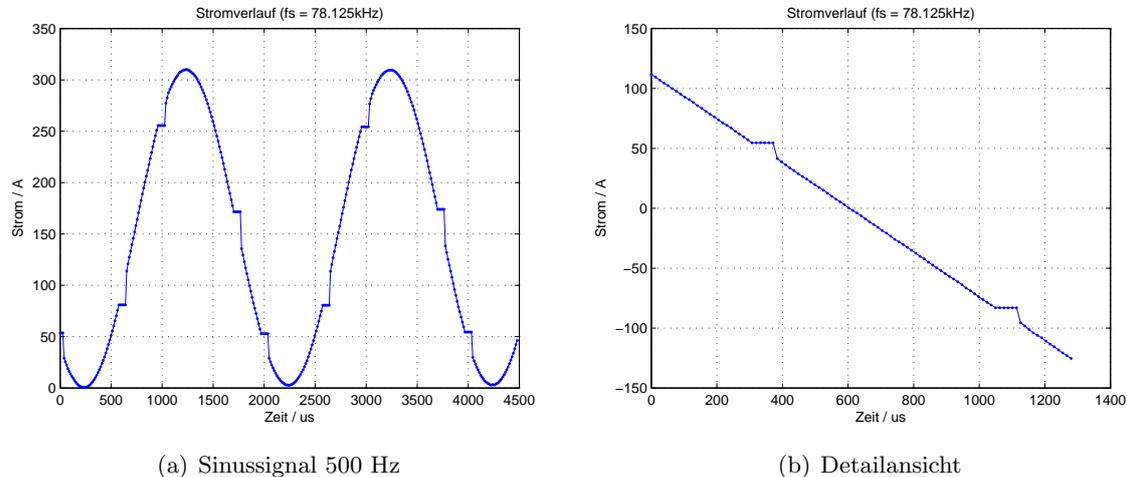


Abbildung 6.17: Sinussignale unterschiedlicher Frequenz

Die folgenden Signale verdeutlichen den Einfluss der Umschaltung der Verstärkung und somit zwischen den unterschiedlichen Messbereichen. In Abbildung 6.18a wird ein niederfrequentes Signussignal (500 Hz) mit einer hohen Amplitude eingespeist, wodurch die Messschaltung zweimal die Verstärkung ändert. Gut erkennbar auch die Hysterese der Umschaltlogik, da die Umschaltung bei steigender und fallender Flanke nicht an der selben Stelle erfolgt. Abbil-

dung 6.18b ist eine Detailansicht eines solchen Bereiches mit Treppeneffekt durch Umschaltung sichtbar. Fünf Messwerte lang wird hier kein neuer Messwert übergeben.



(a) Sinussignal 500 Hz

(b) Detailansicht

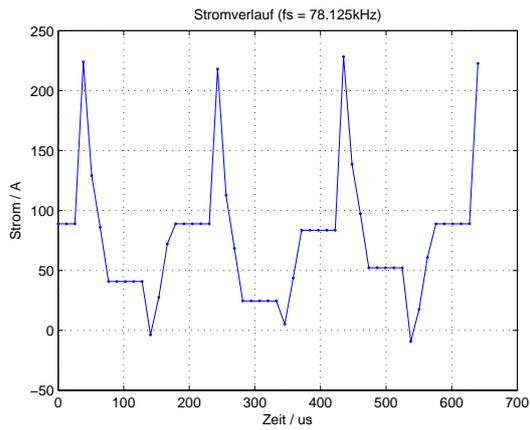
Abbildung 6.18: Treppeneffekt durch Verstärkerumschaltung

Steigt nun die Frequenz eines Signales, welches bei jeder steigenden und fallenden Flanke eine Bereichsumschaltung erfordert, so kommt es zu dem Fall, dass die Wartezeit beim Wechsel der Verstärkung in den Bereich der Periodendauer des Signales rutscht. In diesem Fall geht ein überwiegender Teil des Messsignales verloren, und es ist nicht mehr möglich eine Rekonstruktion des gemessenen Signalverlaufes durchzuführen (Abbildung 6.19a).

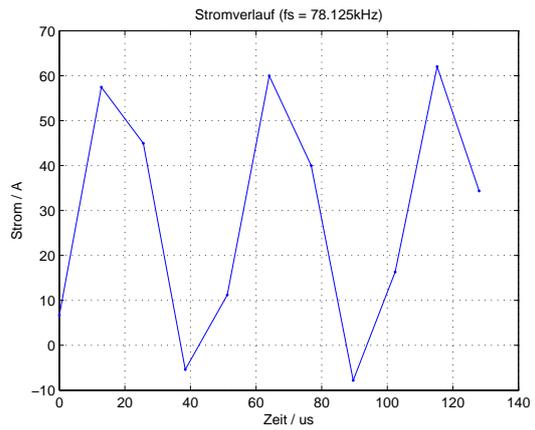
Das Abtasttheorem nach Shannon schreibt vor, die Abtastfrequenz mindestens doppelt so groß wie die Signalfrequenz zu wählen, um Informationsverlust zu vermeiden. In der Beispielmessung in Abbildung 6.19b wurde die Abtastfrequenz etwa viermal so groß wie die Signalfrequenz gewählt, was 4 Abtastwerte pro Periode bedeutet. Die Signalform des Sinus ist durch den Mangel an Abtastwerten zwar nicht mehr direkt erkennbar, doch entspricht das Messergebnis den Erwartungen.

Bei der Messung in Abbildung 6.19c ist die automatische Umschaltung der Verstärkung deaktiviert, was bedeutet, dass das gemessene Signal abgeschnitten wird und nur mehr einen konstanten Wert liefert. Ebenfalls messbar ist das Vorkommen der 50 Hz Netzfrequenz im gesamten Messsignal, wie der Signalverlauf in Abbildung 6.19d darstellt.

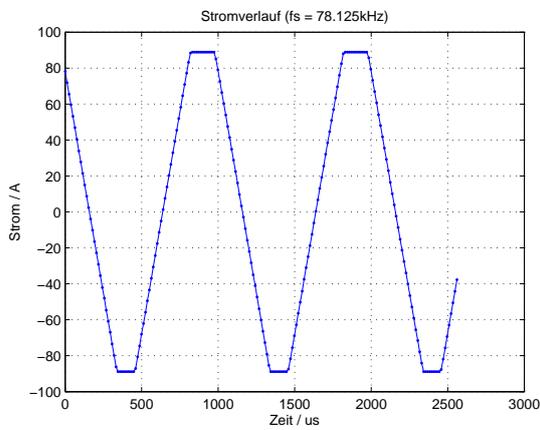
Ebenfalls gemessen wird der Verlauf der Sprungantwort, wobei hierfür ein Sprung des Eingangssignals von +380 A auf -380 A angelegt wird. Der zeitliche Verlauf dieses Eingangssignals ist mit einem Oszilloskop gemessen und als Referenzverlauf in Abbildung 6.20 dargestellt. Die Sprungantwort des Stromsensordesignales ist in Abbildung 6.20b aufgetragen und besitzt eine Abfalldauer von ca.  $5\mu\text{s}$  sowie ein Überschwingen von 8 % bezogen auf den gesamten Sprung von +380 A auf -380 A. Die flachere Flanke der Sprungantwort verglichen zum Referenzsignal ist erklärbar einerseits durch die Filter im Signalpfad, andererseits durch die zeitliche Auflösung von  $2.5\mu\text{s}$  bei der gewählten Abtastrate. Das Überschwingen ist vermutlich bedingt durch die Verstärkerschaltungen, da die Spannung am Eingang des ADCs vom Maximalwert auf den Minimalwert in ideal kurzer Zeit springt.



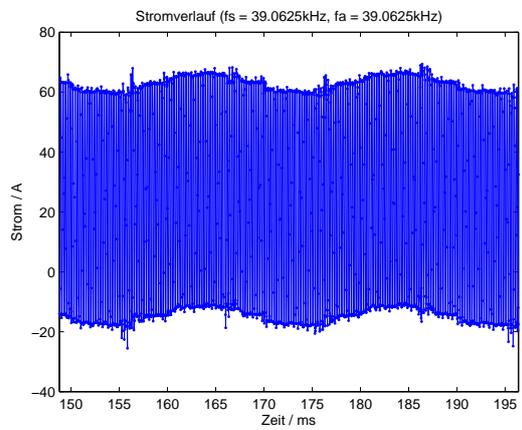
(a) Informationsverlust durch Verstärkerumschaltung (5 kHz)



(b) Sinussignal mit 20 kHz ( $\frac{1}{4}f_s$ )



(c) Informationsverlust durch deaktivierte Bereichsumschaltung



(d) 50 Hz Welle auf dem Messsignal

Abbildung 6.19: Kritische AC Signale

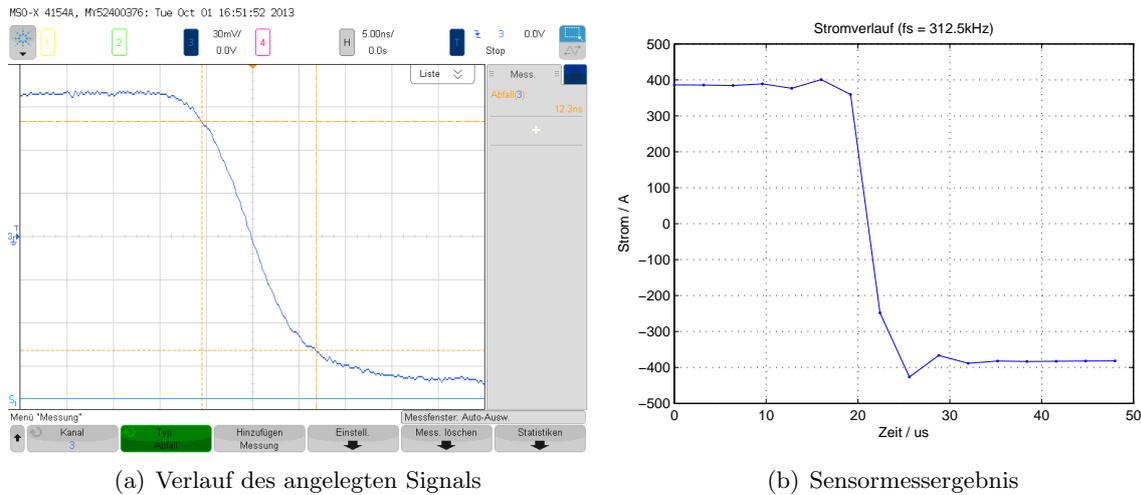


Abbildung 6.20: Sprungantwort

## 6.4 Hallsensor

Rückblickend auf Abbildung 4.3a in Abschnitt 4.2 ist die Weite des Leiters nun die Weite des BAS Messshunt und beträgt 20 mm. Der Abstand von der Sensormitte zur Leitermitte setzt sich zusammen aus 1 mm halber Chiphöhe, 1.6 mm Platinendicke, 0.1 mm Abstandhalter zwischen Platine und Messshunt, sowie halber Messshunthöhe von 1.5 mm. Dies ergibt in Summe eine Höhe von 4.2 mm.

Bei Beaufschlagung des ungeschirmten Hallsensors mit 50 A Messstrom ergibt sich ein Ausgangssignal von 100 mV, was bei der eingestellten Empfindlichkeit einem Magnetfeld von 1 mT entspricht. Durch Einsetzen der ermittelten geometrischen Abmessungen in die Formel 4.1 kann dies rechnerisch nachgewiesen werden (Formel 6.5).

Die Verwendung einer ferromagnetischen Schirmung vereinfacht die verwendete Formel, da nun nicht mehr die Geometrie des Leiters und des Aufbaus in die Rechnung eingeht, sondern nur mehr die Abmessungen der Schirmung (Formel 4.2). Das Anbringen einer Schirmung wie im Application Note [21] ergibt bei einem Messstrom von 100 A ein Ausgangssignal von 416 mV. Unter Berücksichtigung der spezifizierten Empfindlichkeit des Hallsensors ergibt dies ein Magnetfeld von 4.16 mT. Die Berechnung des Feldes über die gegebene Formel ergibt ein Feld von 5 mT, was im Rahmen der Messgenauigkeit als korrekt betrachtet wird.

$$B[mT] = 1.25 \cdot \frac{I[A]}{2 \cdot (W + 2H)[mm]} = 1.25 \cdot \frac{50A}{2 \cdot (20mm + 2 \cdot 4.2mm)} = 1.1mT \quad (6.5)$$

$$B[mT] = 1.25 \cdot \frac{I[A]}{W[mm]} = 1.25 \cdot \frac{100A}{25mm} = 5mT \quad (6.6)$$

Diese beiden Formeln sind nur eine Annäherung an den tatsächlichen Wert, und von Melexis so angegeben. Dennoch soll die Plausibilität des Rechenergebnisses der Formel 6.5 [32] mit der Formel zur Berechnung des Magnetfeldes eines runden Leiters gegenübergestellt werden.

Das Ergebnis dieser Rechnung beträgt  $2.4mT$ , was bedeutet, dass die Näherungsformel ein glaubwürdiges Ergebnis liefert (Formel 6.7).

$$B = \mu_0 \cdot H = \mu_0 \frac{I}{2\pi r} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2} \cdot \frac{50A}{2\pi \cdot 4.2mm} = 2.4mT \quad (6.7)$$

Zusätzlich wird die Anfälligkeit des Hallsensors gegenüber Störmagnetfeldern analysiert. Hierfür wird der Hallsensor mit einer ferromagnetischen Schirmung wie in der vorigen Messung ausgestattet und ohne Messstrom betrieben. In einem Abstand von einigen Zentimetern wird ein stromführender Leiter angebracht, welcher von 100 A durchflossen wird. Die Ausrichtung dieses Stromes ist parallel zum Pfad des Messstromes.

Zunächst fällt auf, dass der Einfluss der Ströme  $I_1$  und  $I_3$  wesentlich größer ist, als jeder von  $I_2$ . Die lässt sich darauf zurückführen, dass der Sensor konstruiert wurde um einen Messstrom unter oder über dem Chip zu erfassen, somit liegt der so geführte Störstrom ideal für eine gute Erfassung durch den Sensor.

Für die Auswertung der Ergebnisse, wird nun der (durch die Schirmung bestimmte) Messbereich des Sensors von  $\pm 480A$  herangezogen und der Fehler in % bezogen auf diesen Maximalwert angegeben, sowie der Ausgangswert am Ausgang des Sensors durch die Beeinflussung von den 100 A Störstrom. In Tabelle 6.2 sind die Ergebnisse dieser Messung dokumentiert.

Strom	Fehler % FS	Fehler A / 100 A
$I_1$	1.7	8.1
$I_2$	0.2	1.0
$I_3$	1.1	5.3

Tabelle 6.2: Störeinflüsse am Hallsensor

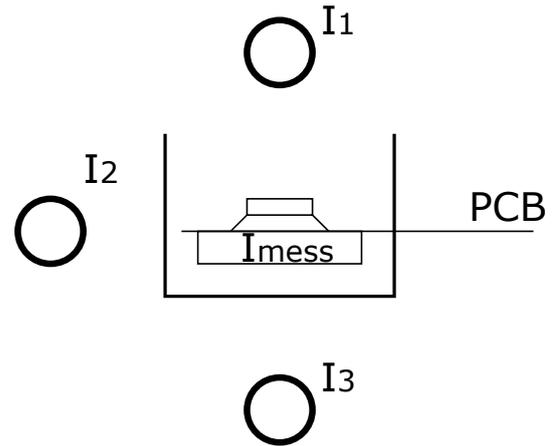


Abbildung 6.21: Schematische Darstellung der Messung von Störeinflüssen am Hallsensor

## 7 Fazit und Ausblick

Die Abteilung ITS NP - Electrification Products, der Firma AVL List, startete dieses Projekt als Forschungsarbeit, um Erfahrung im Bereich (Strom-) Messtechnik zu sammeln und für zukünftige Großprojekte besser abschätzen zu können, wie sinnvoll oder kostensparend eine Eigenentwicklung gegenüber dem Zukauf einer fertigen Lösung (bei der zusätzlich noch Abstriche gemacht werden müssen) ist, und welche Messgenauigkeiten erreicht werden können.

Die **erreichte Genauigkeit** bei Betrachtung von Gleichsignalmessergebnissen bei Mittelwertbildung ist ausgesprochen gut, und liegt bis auf wenige Ausreißer in den gewünschten Spezifikationen. Wird zu dem idealen Mittelwert der Fehler von  $3\sigma$  durch Messrauschen hinzu addiert, so fällt die Genauigkeit aus dem gewünschten Bereich hinaus und ist um den Faktor 2 zu niedrig. Da jedoch auch bei kommerziellen Produkten der Fehleranteil des Rauschens nicht in die spezifizierte Genauigkeit eingerechnet ist, liegt die erreichte Genauigkeit des Prototypen auf dem Niveau von kommerziell verfügbaren Produkten. Die Messung von Wechselsignalen erfolgt bis an die Grenzen des Abtasttheorems sehr gut, und liefert reproduzierbare Ergebnisse.

Eine wichtige Erkenntnis ist die Tatsache, dass die **variable Messverstärkung** in einem so großen Bereich die Genauigkeit bei kleinem Strömen nicht stark verbessern kann, jedoch im Gegenzug Nachteile bei schnellen und großen Wechselsignalen bringt. Für ein Redesign sollte daher eine Umschaltung an maximal einem Punkt im Messbereich vorgesehen sein und die Filterung des Messsignales so erfolgen, dass die Umschaltung schneller vollzogen ist. Eine mögliche Option wäre die Umschaltung wie in dem Prototypenprodukt des Modells IPC MODULAR von Isabellenhütte. Hier erfolgt nur eine Umschaltung der Verstärkung bei Verlassen des nominalen Messbereiches, um auch Überströme erfassen zu können. Bei Reduktion der möglichen einstellbaren Verstärkungen erweitert sich die Auswahl der verwendbaren Verstärker, und es kann möglicherweise ein Eingangsverstärker, welcher die Nachteile des LMH6518 (hoher Leistungsverbrauch, begrenzte Eingangsgleichtaktspannung, hoher Preis) nicht besitzt ausgewählt werden. Denkbar wäre ebenso die Verwendung eines unbeschalteten Verstärkers und die Realisierung der Verstärkerwahl durch Umschaltung im Rückkoppelnetzwerk.

Wie in Abschnitt 6.2 bereits angesprochen, verhält sich das **Rauschen** nicht wie erwartet (Abnahme bei größerem Strombereich). Dies lässt darauf schließen, dass das Eingangsruschen der Verstärkerkette nicht (oder nicht in jedem Messbereich) die dominante Rauschquelle darstellt. Eine weitere Quelle könnte der ADC und über den ADC eingekoppeltes Rauschen der Versorgungsspannung sein, da bei Umschaltung auf einen größeren Messbereich sich das Rauschen des ADCs absolut größer wird. Dies geschieht durch die größere Wertigkeit eines LSB in Ampere bei größerem Messbereich.

Folgende Rauschquellen können bisher im System nachgewiesen werden oder werden als zusätzliche bisher unbekannte Quellen vermutet:

- Spannungsversorgung (isolierter Wandler)
- Spannungsversorgung (Schaltregler)
- Verstärkerschaltung
- Übersprechen von Digitalsignalen
- Gleichtaktstörungen und endliche Gleichtaktunterdrückung
- Rauschen der Stromquelle
- Rauschen des Analog-Digital Wandlers

Die Umsetzung der **Spannungsversorgung** für so viele unterschiedliche Spannungen ist keine leichte Herausforderung, daher wäre es angebracht, bei der Auswahl der Bauteile darauf zu achten, dass diese möglichst mit einer Spannung von 3.3 V betrieben werden können. So ergeben sich keine Probleme bei den digitalen Signalpegeln und auch der Analogteil kann über einen oder mehrere Linearregler aus einem isolierten Wandler mit 5 V Ausgangsspannung versorgt werden.

Das Layout der analogen Eingangsstufe ist gut gelungen, durch das Entfallen und/oder engere Platzieren diverser Komponenten kann jedoch noch viel Fläche eingespart werden. Bei einer Neuauflage ist auch unbedingt der Mikrocontroller auf der gleichen Platine zu platzieren.

Eine Alternative zu dem verwendeten **Analog-Digital Wandler AD7760** von Analog Devices, würde der ADS1675 von Texas Instruments darstellen. Dieses Bauteil ist im Kapitel 4.4 bereits gelistet, doch fiel die Entscheidung aufgrund der besseren Performance für den AD7760. Im Rückblick mit den erworbenen Erkenntnissen sind die Vorteile beim Einsatz des ADS1675 durchaus überwiegender.

Der ADS1675 bietet gegenüber dem verwendeten AD7760 folgende Vorteile [33]:

- Geringerer Leistungsverbrauch
- Höhere Abtastrate
- Serieller Datenausgang
- Schnellere Filter

Wobei auch Nachteile aufzuzählen sind [33]:

- Geringeres Signal to Noise Ratio
- Geringere Dynamic Range
- Weniger Einstellmöglichkeiten der Filterstufen
- Kein integrierter Verstärker vorhanden

---

Die Konfiguration dieses Wandlers erfolgt nicht wie beim AD7760 über Register, sondern über Steuerleitungen. Dies bringt zwar Vorteile beim Setzen von Einstellungen, doch werden mehr physikalische Leitungen benötigt als nur die serielle Datenleitung. Verglichen mit dem Parallelbus des AD7760 wäre die Gesamtanzahl an digitalen Leitung dennoch geringer. Durch die schnelleren Filter könnte die Umschaltung des Messbereiches schneller erfolgen und durch den seriellen Ausgang wäre es möglich die galvanische Trennung zwischen Analog-Digital Wandler und Mikrocontroller zu setzen. Dies würde ebenfalls den Leistungsverbrauch über den isolierten Spannungswandler reduzieren. Was die schlechtere Performance betrifft, so ist es notwendig zu evaluieren ob tatsächlich 24 Bit für die geforderte Genauigkeit notwendig sind. Dies insbesondere unter Berücksichtigung des Rauschens, sowie der Weiterverarbeitung des Messergebnisses.

Bei der Verifikation des hybriden Sensorkonzeptes mit dem **Hallsensor** über dem Messshunt ist beim Testaufbau ein sehr markanter Einfluss von Magnetfeldern aus der Umgebung festgestellt worden. Das Anbringen der, von Melexis vorgesehenen, ferromagnetischen Schirmung kann diesen Einfluss mindern, doch der prozentuale Einfluss auf das Messsignal ist trotzdem zu groß, um gegenüber der Shuntmessung in diesem Strombereich einen deutlichen Vorteil zu bringen, da eine Serienproduktion des hybriden Sensorkonzeptes mit Hallsensor einen erheblichen Mehraufwand bedeuten würde. Weiters ist zu bedenken, dass dieser Sensor in einer Umgebung eingesetzt werden soll, in der viele Störmagnetfelder von umliegenden Leitern herrschen, weshalb das hybride Sensorkonzept verworfen wird.

Die **Messung der Temperaturen** mit der gewählten Methode des NTC Widerstandes funktioniert sehr akkurat und ausreichend schnell, doch wird der gemessene Wert derzeit nur für Dokumentationszwecke verwendet. Ebenfalls ist die Platzierung des Messwiderstandes direkt in dem Spalt über dem Shuntmaterial sehr einfach und direkt. Bei einer Neuauflage muss der gemessene Wert, selbstredend, auch für die Berechnung des Ausgangsstromes berücksichtigt werden.

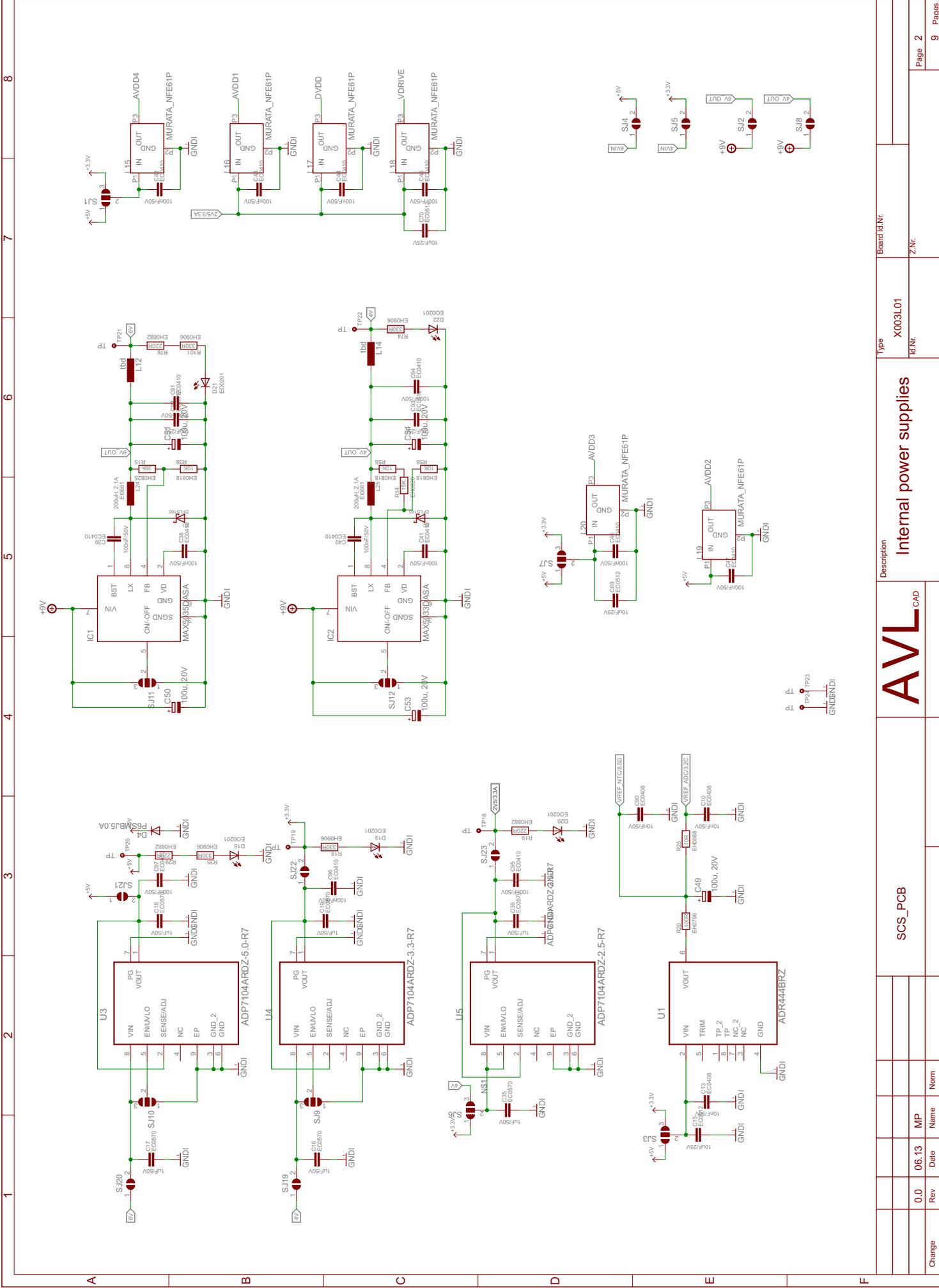
Die **Materialkosten** für den Sensorprototypen sind in Abschnitt 4.12 mit 400 € veranschlagt, was natürlich nicht repräsentativ für ein Serienprodukt ist. Dennoch müssten die Kosten um deutlich mehr als die Hälfte gesenkt werden um verglichen mit dem Konkurrenzprodukt von Isabellenhütte wirtschaftlich zu sein. Die mechanische und elektrische Verbindung zwischen Messshunt und Platine wird bei dem eigenen Prototypen mittels Schraubverbindung hergestellt, während auf dem Sensor von Isabellenhütte diese beiden Komponenten verlötet werden. Diese Löttechnologie müsste ebenfalls über einen spezialisierten Fertiger laufen.

Zurückblickend auf den **Produktvergleich** in Abschnitt 2.2 ist ein halbes Jahr vergangen, und Isabellenhütte hat die Produktentwicklung am IPC MODULAR vorangetrieben. Aus dem aktuell verfügbaren Datenblatt in der Version 0.54 [34] verglichen mit der zuvor verfügbaren Version 0.8 [6], wurde die erreichbare initiale Genauigkeit von 0.1% auf 0.2% reduziert, sowie der interne digitale Filter entfernt. Die spezifizierte Genauigkeit über die Lebensdauer liegt bei 0.8% über den gesamten Temperaturbereich. Der Sensor erwartet sich nun ein Taktsignal und gibt die Werte des Sigma-Delta Modulators aus. Diese Daten müssen anschließend entweder selber weiterverarbeitet werden (z.B. über einen FPGA oder Filterbaustein) oder über ein geplantes zusätzlich angebotenes Filtermodul geführt werden.

Das fertige IPC MODULAR Messmodul soll mit einem Preis von 200 - 250 € auf den Markt gebracht werden, der Preis für das zusätzliche Filtermodul ist nicht fixiert aber wird aller Wahrscheinlichkeit nach wesentlich höher liegen, da es sich hierbei nur um kleine Stückzahlen handelt. Aus dieser Aufteilung des Sensors von Isabellenhütte ergibt sich eine weitere Möglichkeit, welche zwischen Zukauf eines Produktes und einer kompletten Eigenentwicklung angesiedelt ist: Der Zukauf des IPC Messmodules in Kombination mit einem selber entwickeltem **Filtermodul**, welches optimal auf die Bedürfnisse angepasst werden kann.

## 8 Anhang



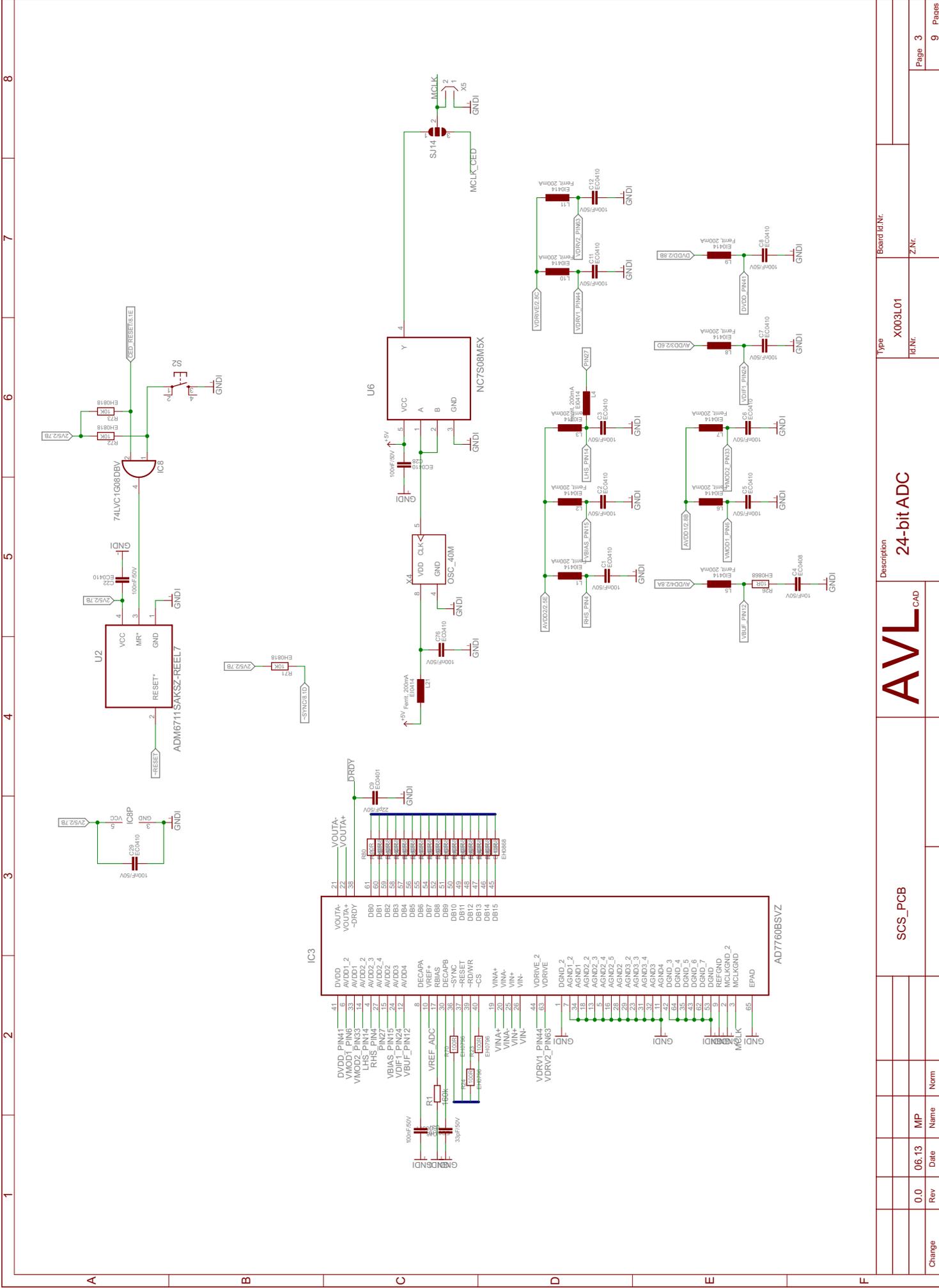


Copyright (c) 2013 AVL List GmbH. All rights reserved.  
 This drawing is the property of AVL List GmbH and may not be  
 reproduced in any form, either in whole or in part, or made  
 available to any third party or used for manufacturing or any  
 other purpose without the prior written permission of AVL List GmbH.

Change	Rev	Date	Name	Norm
	0.0	06.13	MP	

SCS_PCB	
<b>AVL</b> CAD	
Description	Internal power supplies
Type	X003L01
Board ID/Nr.	
ID/Nr.	Z.Nr.

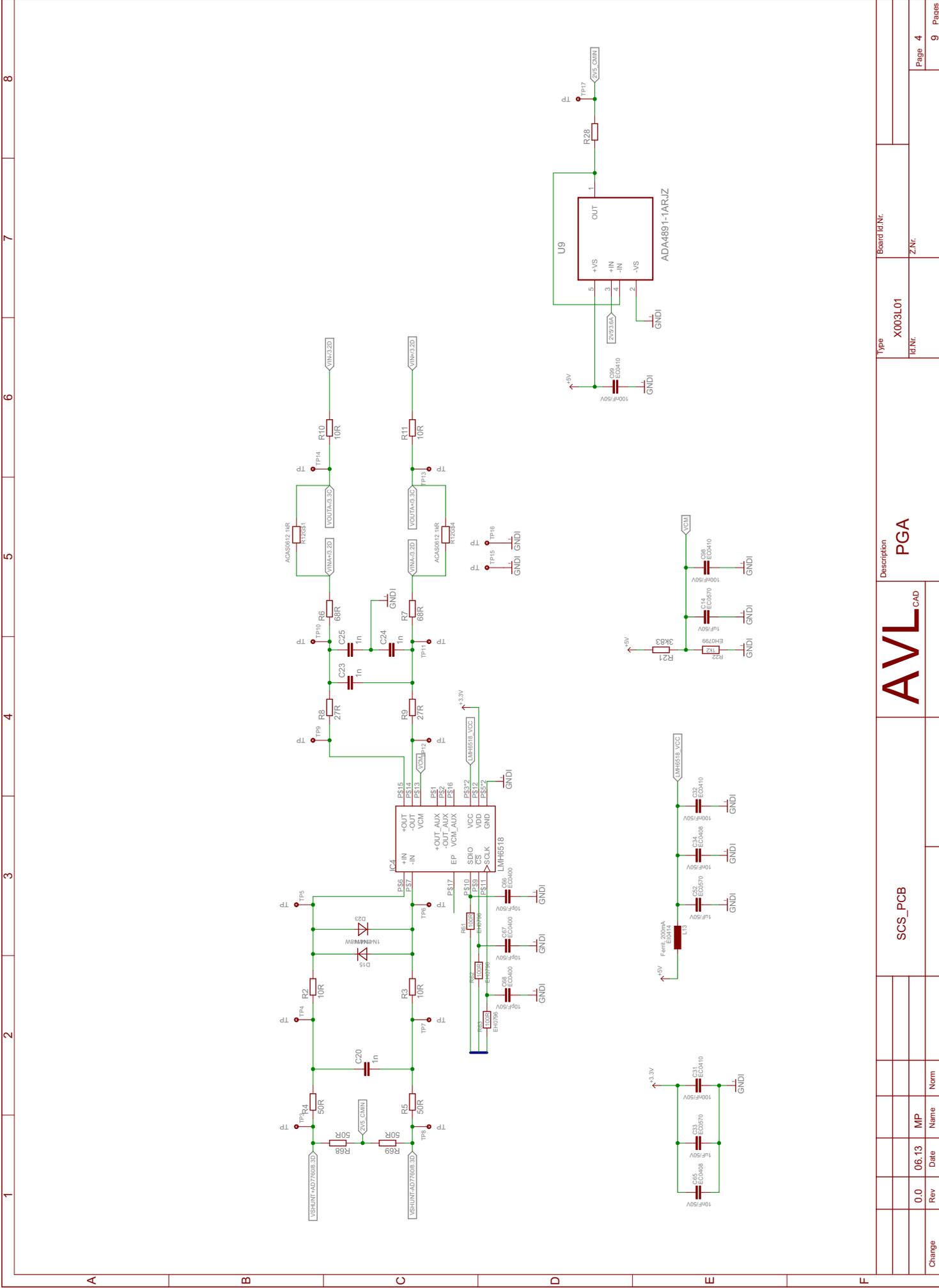


Copyright (r) 2013 AVL List GmbH. All rights reserved.  
 This drawing is the property of AVL List GmbH and may not be  
 reproduced in any form, either in whole or in part, or made  
 available to any third party or used for manufacturing or any  
 other purpose without the prior written permission of AVL List GmbH.

Change	Rev	Date	Name	Norm
	0.0	06.13	MP	

SCS_PCB	
AVL	
24-bit ADC	
Type	X003L01
Id.Nr.	
Z.Nr.	
Board Id.Nr.	



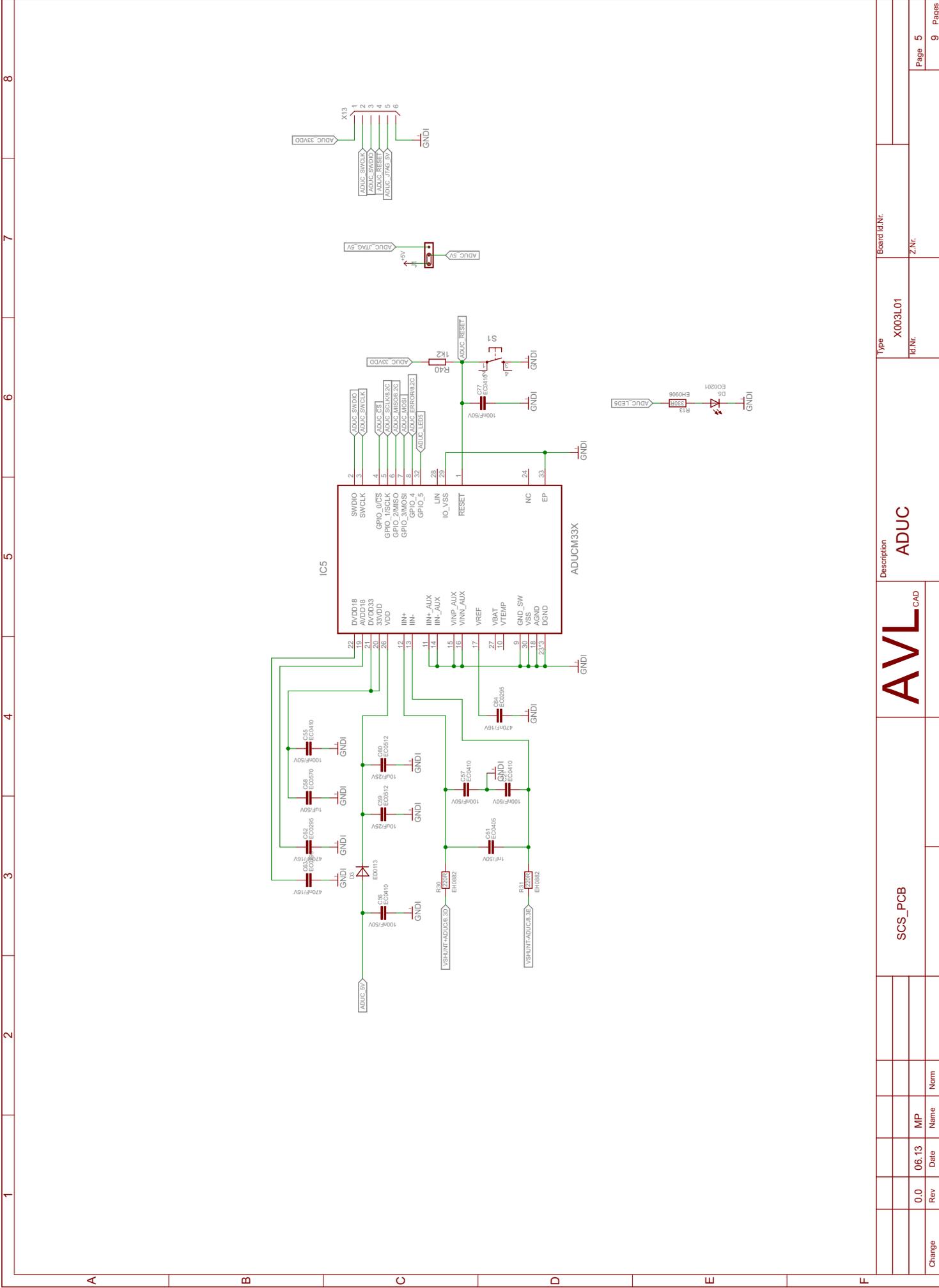
Copyright (c) 2013 AVL List GmbH. All rights reserved.  
 This drawing is the property of AVL List GmbH and may not be  
 reproduced in any form, in whole or in part, or made  
 available to any third party or used for manufacturing or any  
 other purpose without the prior written permission of AVL List GmbH.

Change	Rev	Date	Name	Norm
	0.0	06.13	MP	

SCS_PCB		Description	
		PGA	
		Type	X003L01
		Id.Nr.	
		Board Id.Nr.	
		Z.Nr.	
		Page	4
		Pages	9

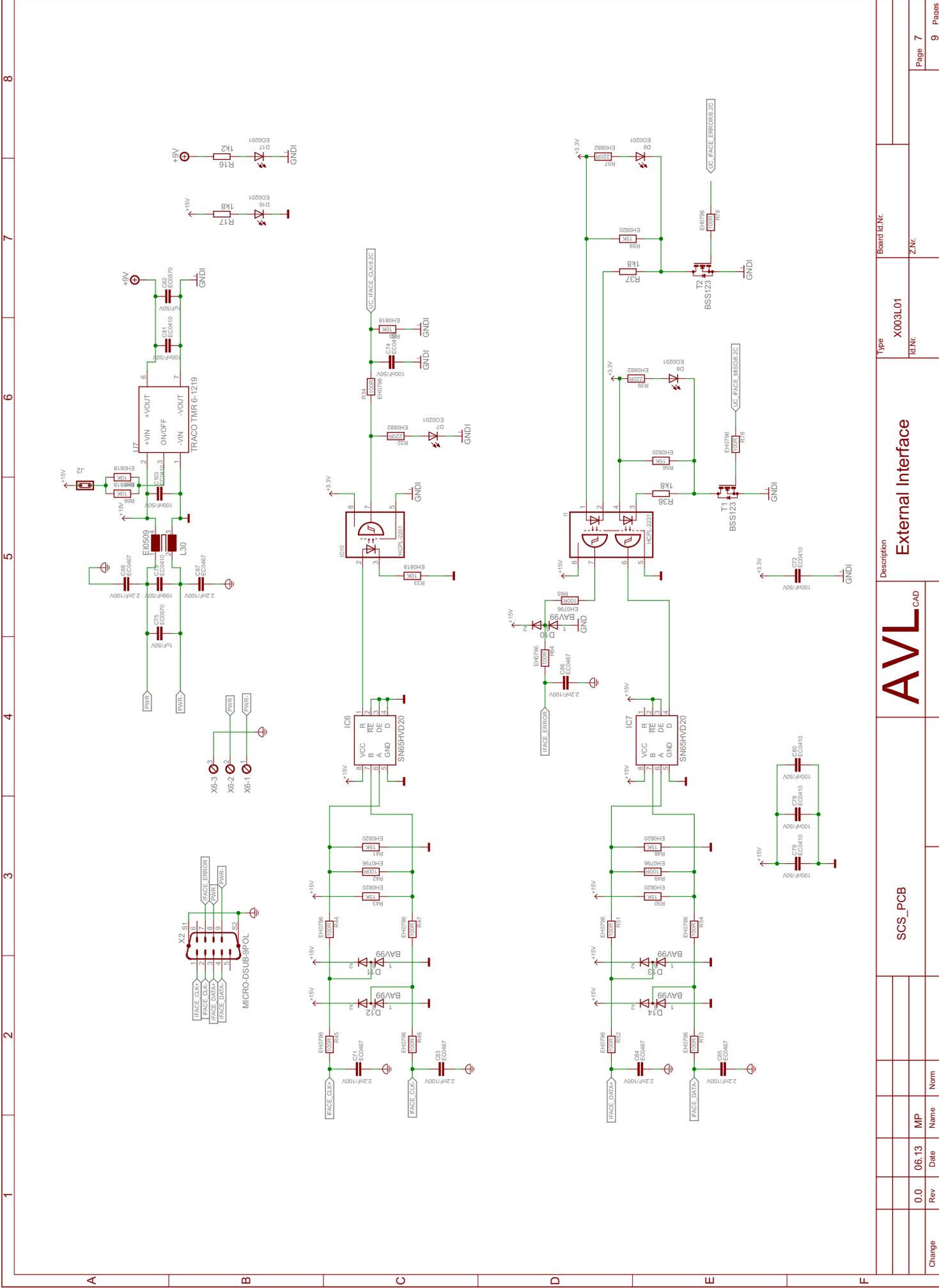




Copyright (r) 2013 AVL List GmbH. All rights reserved.  
 This drawing is the property of AVL List GmbH and may be  
 reproduced in any form, either in whole or in part, or made  
 available to any third party or used for manufacturing or any  
 other purpose without the prior written permission of AVL List GmbH.

Change	Rev	Date	Name	Norm
	0.0	06.13	MP	
SCS_PCB				
AVL <sup>®</sup> CAD				
Description ADUC				
Type X003L01				
Board IdNr. Z.Nr.				
Page 5				
Pages 9				





Copyright (r) 2013 AVL List GmbH. All rights reserved.  
 This drawing is the property of AVL List GmbH and may not be  
 reproduced in any form, either in whole or in part, or made  
 available to any third party or used for manufacturing or any  
 other purpose without the prior written permission of AVL List GmbH.

Change	Rev	Date	Name	Norm
	0.0	06.13	MP	

SCS_PCB		Description	
AVL CAD		External Interface	
		Type	X003L01
Board Id.Nr.		Id.Nr.	
		Z.Nr.	

Page	7
Pages	9







# Literatur

- [1] Bob Mammano. „Current Sensing Solutions for Power Supply Designers“. In: (2001) (siehe S. 5–7).
- [2] Markus Kienesberger. „Materialinhomogenitätenerkennung durch Wirbelstromprüfung unter Verwendung von GMR-Sensoren“. Magisterarb. Juni 2009 (siehe S. 5, 8).
- [3] 19. März 2013. URL: [http://www.isabellenhuette.de/uploads/tx\\_isaproduktdb/kuehlkoerpermontage.png](http://www.isabellenhuette.de/uploads/tx_isaproduktdb/kuehlkoerpermontage.png) (siehe S. 6).
- [4] Stefan Schmid-Gaiser. 18. März 2013. URL: <http://www.elektro-wissen.de/Bilder/Hall-Effekt.GIF> (siehe S. 7).
- [5] LEM International. *Strom- und Spannungswandler für Industrielle Anwendungen (Industriekatalog)*. 2008 (siehe S. 8).
- [6] Isabellenhütte Heusler. *IPC Modular Brief Datasheet*. Version 0.8. 18. Dezember 2012 (siehe S. 9, 67).
- [7] Isabellenhütte Heusler. *IVT-B Brief Datasheet*. Version 2.0. 11. Jänner 2012 (siehe S. 9).
- [8] LEM International. *High Performance Current Transducer IT 1000-S/SP1*. Version 1. 23. Jänner 2012 (siehe S. 9).
- [9] LEM International. *Current Transducer LT 505-T*. Version 091234/4 (siehe S. 9).
- [10] Isabellenhütte Heusler. *IVT-Modular Brief Datasheet*. Version 0.7. 11. Dez. 2012 (siehe S. 9, 15).
- [11] Wolfgang Schmusch. *Elektronik 6. Elektronische Meßtechnik. - Prinzipien, Verfahren, Schaltungen*. 4. durchges. A. Würzburg: Vogel Verlag Und Druck, 1998. ISBN: 978-3-802-31769-9 (siehe S. 9, 10).
- [12] Isabellenhütte Heusler. *ISA-PLAN® - Präzisionswiderstände (R-Z, RUG-Z)*. 13. Juni 2012 (siehe S. 12, 52).
- [13] Isabellenhütte Heusler. *IKL-F/H/H-Rxxx: Hochstrom Kalibrierwiderstände*. Apr. 2006 (siehe S. 12).
- [14] Isabellenhütte Heusler. *BAS: ISA-WELD - Präzisionswiderstände*. 12. Oktober 20012 (siehe S. 12).
- [15] NVE Corporation. *AA und AB-Series Analog Sensors* (siehe S. 13).
- [16] Allegro MicroSystems Inc. *A1360: Low-Noise Programmable Linear Hall Effect Sensor ICs with Adjustable Bandwidth and Analog Output*. Version 3. 2009 (siehe S. 13).
- [17] Melexis Microelectronic Integrated Systems. *MLX91208 Current Sensor IC (Preliminary Datasheet)*. Version 0.16 (siehe S. 13).
- [18] Melexis Microelectronic Integrated Systems. *MLX91209 Current Sensor IC*. Version 003. Feb. 2013 (siehe S. 13).

- [19] Sensitec MagnetoResistive Sensors. *CFS1000: Integrated MagnetoResistive Current Sensor*. 19. Sep. 2011 (siehe S. 13).
- [20] Analog Devices Inc. *ADuCM330/ADuCM331: Integrated, Precision Battery Sensor for Automotive Systems*. Version Sp0. 2002 (siehe S. 13, 39).
- [21] Melexis Microelectronic Integrated Systems. *Current Sensors Reference Designs*. Version 003. 15. März 2013 (siehe S. 19, 20, 63).
- [22] Analog Devices Inc. *AD7760: 2.5 MSPS, 24-Bit, 100 dB Sigma-Delta ADC with On-Chip Buffer*. 2006 (siehe S. 22, 27, 35).
- [23] Texas Instruments Inc. *Selecting the Right Level-Translation Solution*. 2008 (siehe S. 22, 23, 34).
- [24] Gunter Winkler. *Mitschrift aus der Lehrveranstaltung 'Schaltungstechnik Rechenübungen'*. 2012 (siehe S. 25).
- [25] Texas Instruments Inc. *TMS320F28335 Digital Signal Controllers Data Manual*. Aug. 2012 (siehe S. 27, 28).
- [26] *controlSUITE for C2000*. 2013 (siehe S. 28).
- [27] Roland Angerbauer. „Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen“. Magisterarb. 2013 (siehe S. 28, 29).
- [28] Texas Instruments Inc. *EEPROM Emulation With the TMS320F28xxx DSCs*. Sep. 2009 (siehe S. 29).
- [29] Texas Instruments Inc. *LMH6518: 900MHz, Digitally Controlled, Variable Gain Amplifier*. Juni 2004 (siehe S. 33).
- [30] Karl Mosler und Friedrich Schmid. *Wahrscheinlichkeitsrechnung und schließende Statistik (Springer-Lehrbuch) (German Edition)*. Springer, 2010. ISBN: 3642150098 (siehe S. 54).
- [31] Isabellenhütte Heusler. *IPC Preliminary Data Brief*. Version 1.8. 11. Nov. 2012 (siehe S. 54, 55).
- [32] Werner Renhart. *Grundlagen der Elektrotechnik (437.161) für Telematik-Studierende*. 23. Sep. 2002 (siehe S. 63).
- [33] Texas Instruments Inc. *ADS1675: 4MSPS, 24-Bit Analog-to-Digital Converter*. 2008 (siehe S. 66).
- [34] Isabellenhütte Heusler. *IPC Modular Brief Datasheet*. Version 0.54. 8. Apr. 2013 (siehe S. 67).

---

<sup>1</sup>Seitenangaben beziehen sich auf Nennung innerhalb dieses Dokumentes

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Strommessung mit Shunt . . . . .	6
2.2	Leistungsmessshunt von Isabellenhütte [3] . . . . .	6
2.3	Zusammenhang von Ruhestrom, Magnetfeld und Hallspannung am Hallelement [4] . . . . .	7
2.4	Hallsensor in Open und Closed Loop Konfiguration [5] . . . . .	8
3.1	Maximal zulässiger Fehler in mA als Funktion des Messwerts . . . . .	16
3.2	Maximal zulässiger Fehler in % als Funktion des Messwerts . . . . .	16
4.1	Blockdiagramm des Stromsensoraufbaus . . . . .	18
4.2	Melexis MLX91206 Sensor Platzierung [21] . . . . .	19
4.3	Melexis MLX91206 Abmessungen des Aufbaus [21] . . . . .	19
4.4	Abmessungen der magnetischen Schirmung [21] . . . . .	20
4.5	Messshunt Type BAS von Isabellenhütte . . . . .	21
4.6	Blockdiagramm des AD7760 ADC [22] . . . . .	22
4.7	Blockdiagramm des LMH6518 Verstärkers [23] . . . . .	23
4.8	Eingangsschaltung des programmierbaren Verstärkers . . . . .	23
4.9	Beschaltung des integrierten Verstärkers im ADC (geplante Umsetzung) . . . . .	24
4.10	Beschaltung des integrierten Verstärkers im ADC (tatsächliche Umsetzung) . . . . .	24
4.11	Eingangsrauschen des LMH6518 . . . . .	25
4.12	Seriell Benutzerinterface . . . . .	30
4.13	Blockdiagramm der Spannungsversorgungen . . . . .	32
4.14	Beschaltung des Temperatursensors . . . . .	32
4.15	Zeitlicher Ablauf der Kommunikation mit dem ADC [22] . . . . .	35
4.16	Interface der Datenleitungen zur PCU . . . . .	36
4.17	Seriell Interface . . . . .	36
4.18	Analog Devices EVAL-AD7760EDZ . . . . .	37
4.19	TMS320F28335 controlCARD mit Trägerboard . . . . .	38
4.20	Schaltung des ADuC33x am Messeingang . . . . .	39
5.1	Platine nach Erhalt vom Fertiger . . . . .	41
5.2	Fertig aufgebaute Stromsensorplatine . . . . .	42
5.3	100 kHz Störungen in der 9 V Versorgung . . . . .	43
5.4	Datenkommunikation mit dem AD7760 . . . . .	46
5.5	Signalverlauf mit/ohne Serienwiderstände in den Digitalleitungen des AD7760 . . . . .	46
5.6	Platzierung des Hallsensors über dem Messshunt . . . . .	47
6.1	Eingangsverstärkerschaltung . . . . .	49
6.2	Differentielle Verstärkung (LMH6518: LG, -20dB) (Rechenwert: 13.34 dB) . . . . .	50
6.3	Differentielle Verstärkung (LMH6518: HG, -10dB) (Rechenwert: 43.34 dB) . . . . .	50

6.4	FFT des ADC Ausgangsignales . . . . .	51
6.5	Ausgangssignal des ADC (Linearregler versorgt aus Batterie) . . . . .	53
6.6	Messaufbau zur Verifikation der DC Genauigkeit . . . . .	53
6.7	Histogramm der Messwerte . . . . .	54
6.8	Relativer Fehler in % im Messbereich bis $\pm 60A$ (Log. Skala) . . . . .	56
6.9	Absoluter Fehler in A im Messbereich bis $\pm 60A$ . . . . .	56
6.10	Relativer Fehler in % im Messbereich bis $\pm 200A$ (Log. Skala) . . . . .	57
6.11	Absoluter Fehler in A im Messbereich bis $\pm 200A$ . . . . .	57
6.12	Relativer Fehler in % im Messbereich bis $\pm 400A$ (Log. Skala) . . . . .	58
6.13	Absoluter Fehler in A im Messbereich bis $\pm 400A$ . . . . .	58
6.14	Relativer Fehler in % in allen Messbereich kombiniert (Log. Skala) . . . . .	59
6.15	Absoluter Fehler in A in allen Messbereich kombiniert . . . . .	59
6.16	Beschaltung für AC Messungen . . . . .	60
6.17	Sinussignale unterschiedlicher Frequenz . . . . .	60
6.18	Treppeneffekt durch Verstärkerumschaltung . . . . .	61
6.19	Kritische AC Signale . . . . .	62
6.20	Sprungantwort . . . . .	63
6.21	Schematische Darstellung der Messung von Störeinflüssen am Hallsensor . . .	64

# Tabellenverzeichnis

2.1	Messverfahren im Überblick [1, 2] . . . . .	5
2.2	Auszug der am Markt verfügbare Strommessmodule [6–10] . . . . .	9
3.1	Direktvergleich verschiedener Messshunts von Isabellenhütte [12–14] . . . . .	12
3.2	Direktvergleich verschiedener Hall- und MR-Sensor ICs [15–19] . . . . .	13
3.3	Batterie Sensor ICs von Analog Devices [20] . . . . .	13
3.4	Maximaler Messfehler $e(x)$ in Abhängigkeit des Messwertes $x$ . . . . .	15
4.1	Direktvergleich Analog-Digital Wandler . . . . .	21
4.2	Vergleich verschiedener Messverstärker . . . . .	22
4.3	Belegung der Mikrocontrollerpins . . . . .	29
4.4	Auflistung des Strombedarfs nach Spannung . . . . .	30
4.5	Datenfeld der Einstellungen am LMH6518 [23, Tabelle 4] . . . . .	34
4.6	Größte Kostenpunkte des Prototypen . . . . .	39
5.1	Versorgungsspannungen auf der Platine . . . . .	43
5.2	Vergleich der Temperaturmessung . . . . .	44
5.3	Verstärkung des LMH6518 . . . . .	44
5.4	Verstärkung des differentiellen Verstärkers im AD7760 . . . . .	45
5.5	Ausgelesene Werte des AD7760 . . . . .	45
6.1	Erläuterung der Diagrammwerte . . . . .	55
6.2	Störeinflüsse am Hallsensor . . . . .	64