

Fakultät für Physik

Technische Universität Wien



Projektarbeit

vorgelegt von

Markus Spanring

21. Januar 2013

Kalibrierung der analogen Eingänge sowie der
digitalen Ausgänge des Steuerungs- und
Datenerfassungssystems "Logic Box"

**Die Projektarbeit wurde von Markus Spanring durchgeführt am
Atominstut
der Technischen Universität Wien
unter der Betreuung von
Univ.Prof.Dr. Hartmut Abele**

Kurzzusammenfassung Ziel dieser Projektarbeit ist die Kalibration des von der Arbeitsgruppe für Neutronen und Quantenphysik verwendeten Steuerungs- und Datenerfassungssystems "Logic Box". Zwei dieser Boxen, werden für das q-Bounce Experiment benötigt, welches am ILL in Grenoble durchgeführt wird. Generell unterscheiden sich diese Boxen voneinander nur in der Anzahl der Ein- und Ausgänge. Beide besitzen mindestens 16 analoge Eingänge, sowie 16 digitale Ausgänge. Weiters sind speziell für die im Experiment verwendeten Winkelmesser vier differentielle analoge Eingänge vorhanden. Diese Kanäle sollen im Rahmen dieser Arbeit kalibriert werden. Notwendig ist dies, weil sich aufgrund von Bauteilverschleiß, sowie kleinen Unterschieden in den für die Versorgung verwendeten Netzteilen, Abweichungen vom idealen Verlauf ergeben.

Abstract The main goal of this project report is the calibration of the Logic Boxes, which are used by the Neutron and Quantumphysics group. Two of these will be used in the q-Bounce experiment, which takes place at the ILL in Grenoble. The only difference between these two boxes, is the number of in- and outputs. Both of them have at least 16 analogue inputs and 16 digital outputs. Furthermore there are four differential analogue inputs included in both of them. These inputs will monitor the goniometers, which are used in the experiment. All of these channels are calibrated in the context of this report. This is necessary because the electronic parts wear off. There is also a slight difference in the voltage provided by different power supplies. These two cause a small discrepancy compared to the ideal linearity.

Inhaltsverzeichnis

1	Theorie	1
1.1	Digital-Analog Konverter (DAC)	1
1.2	Analog-Digital Konverter (ADC)	1
1.3	Fehler aufgrund der Digitalisierung	5
1.4	Logic Box	7
1.4.1	Box FTQ0P4QT	8
1.4.2	Box FTR0LIUL	10
1.4.3	Differentielle Eingänge der Logic Box	12
1.5	Methode kleinster Fehlerquadrate	13
1.5.1	Grundidee	13
1.5.2	Herleitung	14
2	Aufbau für die Kalibrierungen	15
2.1	Verwendete Hardware	15
2.2	Software	20
2.3	Versuchsaufbau	21
2.3.1	Analog-Digital Wandler	21
2.3.2	Digital-Analog-Wandler	22
2.3.3	Differentieller ADC-Eingang	23
3	Durchführung der Kalibrierung	24
4	Kalibrierungswerte	29
4.1	Box FTQ0P4QT	29
4.1.1	ADC	29
4.1.2	DAC	30
4.2	Box FTR0LIUL	31
4.2.1	ADC	31
4.2.2	DAC	32
5	Diskussion der Ergebnisse	33
A	Anhang	35
A.1	VBScript für die Datenauswertung	35

1 Theorie

1.1 Digital-Analog Konverter (DAC)

Digital-Analog-Konverter [1] haben die Aufgabe, binäre Daten in ein analoges Signal umzuwandeln. Eine sehr einfache Möglichkeit dieses elektronische Element zu realisieren, ist ein R-2R Netzwerk (siehe: Abbildung 1) mit nachgeschaltetem Verstärker. Das R-2R

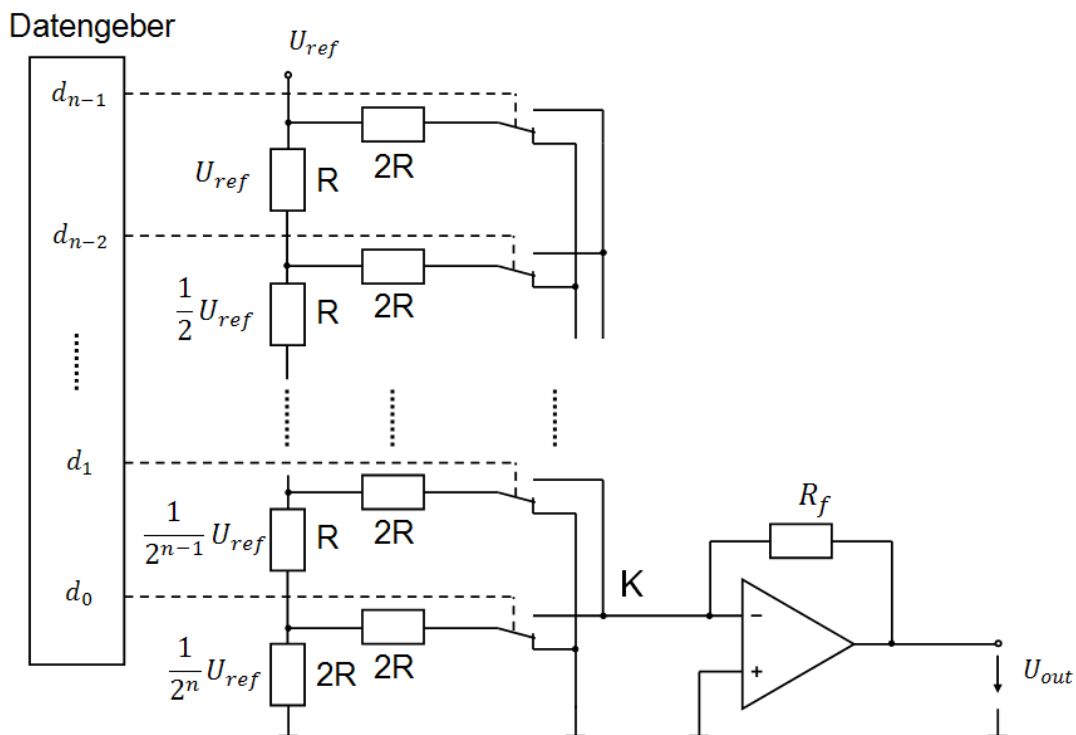


Abb. 1: Schaltbild eines n-Bit ADC mit R-2R Leiternetzwerk

Netzwerk belastet die Referenzspannungsquelle unabhängig von der Schalterstellung mit dem Widerstand R. Aufgrund der Spannungsteilung werden die über die Sprossenwiderstände $2R$ fließenden Ströme halbiert. Diese addieren sich je nach Schalterstellung im Knotenpunkt K oder werden nach Masse abgeleitet. Der nachgeschaltete Verstärker gibt anschließend die gewünschte Spannung aus.

$$U_A = U_{ref} \cdot \frac{R_f}{R} \cdot (d_{n-1} \cdot 2^n + d_{n-2} \cdot 2^{n-1} + \dots + d_1 \cdot 2 + d_0 \cdot 1) \quad (1)$$

1.2 Analog-Digital Konverter (ADC)

Ein Analog-Digital-Konverter [1] ist ein elektronisches Element, mit welchem, wie der Name bereits verspricht, analoge Spannungssignale in digitale Werte umgewandelt werden. Dies hat den großen Vorteil, dass Spannungswerte über einen längeren Zeitraum aufgenommen und, im Gegensatz zu analogen Messsystemen, auch gespeichert werden können.

Es gibt eine Vielzahl unterschiedlicher Realisierungsmöglichkeiten für AD-Wandler. Drei der wichtigsten Wandler werden nachfolgend behandelt.

Dual-Slope Wandler: Dieser Typ ist zwar sehr langsam, jedoch kann eine Auflösung von 20Bit und mehr erreicht werden. Bei geschlossenem Schalter S liegt am Komparator

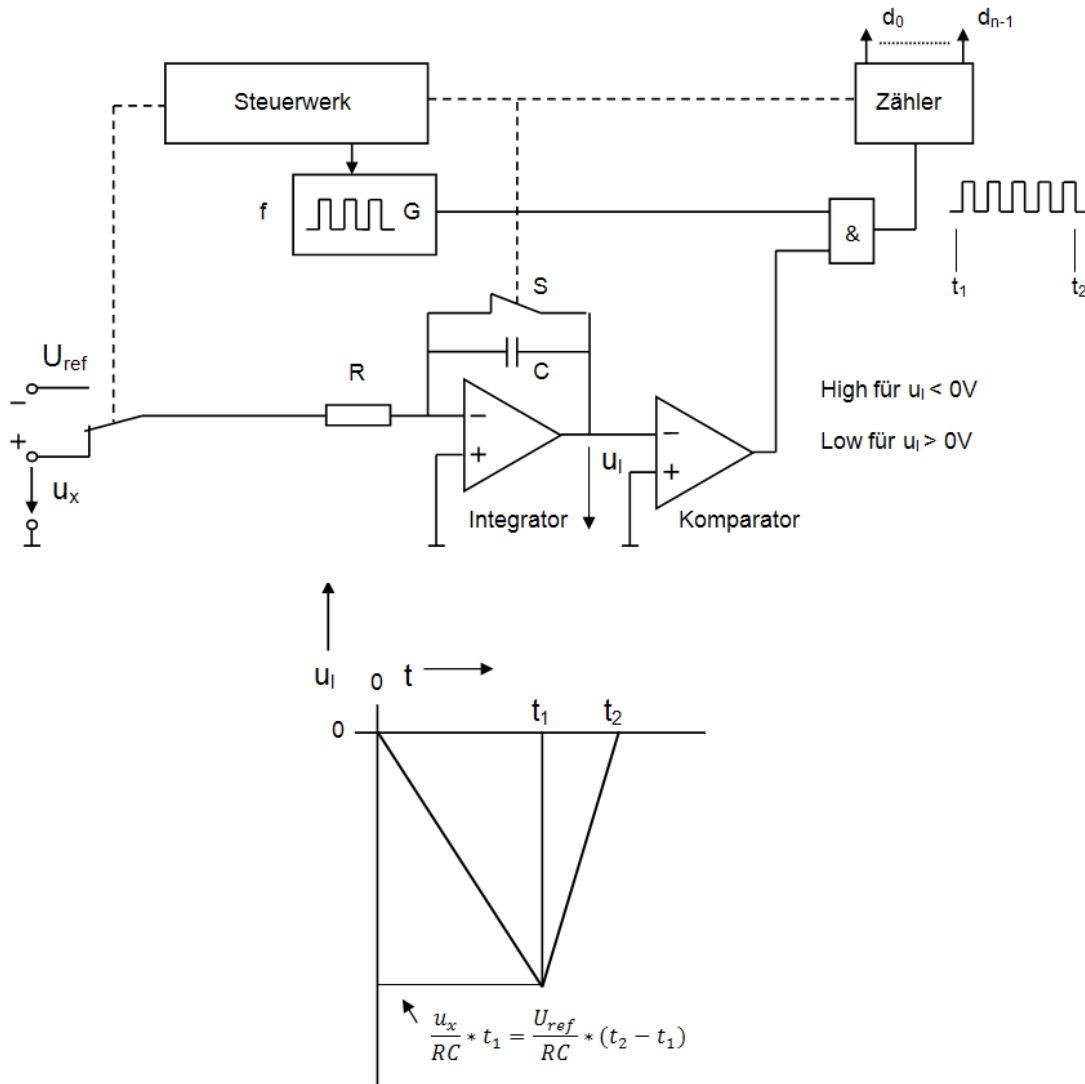


Abb. 2: Schaltbild und Spannungs-Zeit Diagramm des Dual-Slope Wandlers

keine Spannung an. Begonnen wird die Messung, indem das Steuerwerk den Schalter öffnet. Die Spannung U_I steigt nun linear als Zeitintegral (Zeitkonstante RC) über u_X an. Nach einer festen Zeit t_1 schaltet das Steuerwerk am Integratoreingang auf die negative Referenzspannung U_{ref} . Gleichzeitig wird der Zähler freigegeben. Während die Spannung

wieder gegen Null geht, läuft der Zähler hoch. Wird die Nulllinie erreicht, wird über das UND-Gatter der Zähler erneut gesperrt. Dieser hat bis zu diesem Zeitpunkt N Pulse vom Taktgenerator G aufgenommen. Daraus lässt sich die unbekannte Spannung bestimmen.

$$N = f \cdot (t_2 - t_1) = f \cdot \frac{u_X}{RC} \cdot t_1 \cdot \frac{RC}{U_{ref}} = f \cdot \frac{u_X}{U_{ref}} \cdot t_1 \quad (2)$$

Wie in Gleichung (2) ersichtlich, gehen in das Ergebnis die Frequenz f und die Zeitkonstante t_1 ein. Lediglich Letzteres muss während der Messung konstant sein. Somit ist dieser Wandler unempfindlich im Bezug auf Verschleiß der Bauteile.

Sukzessive Approximation: Bei diesem Typ wird sich schrittweise an die angelegte Spannung angenähert. Dies kann auf zwei unterschiedliche Arten erfolgen.

- Zählverfahren
- Wägeverfahren

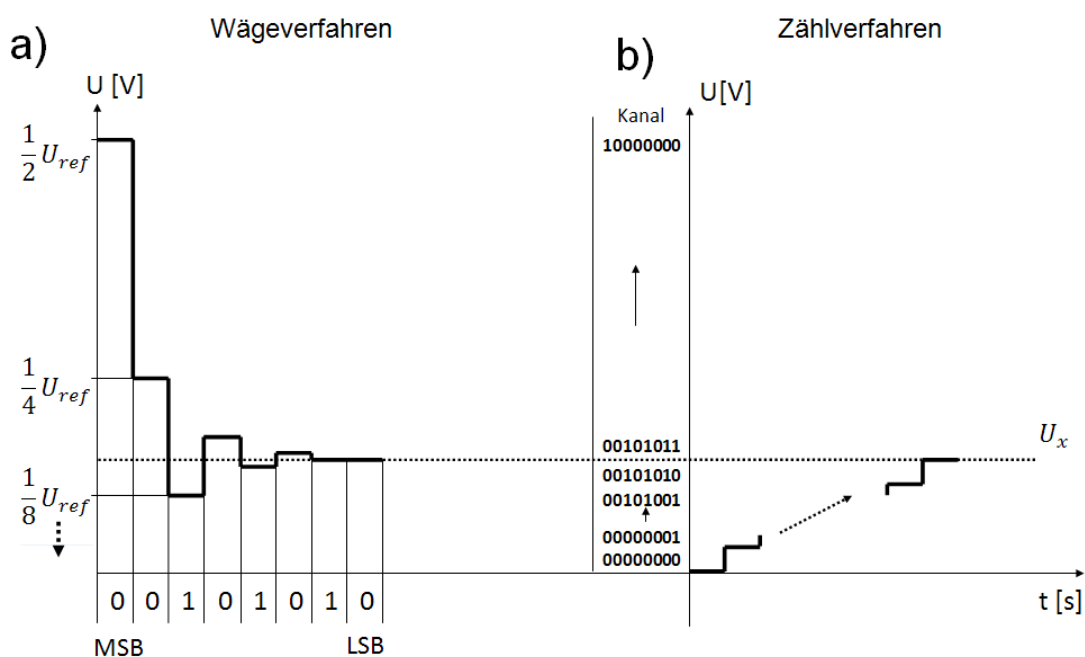


Abb. 3: Methoden zur Ermittlung der Spannung U_X beim a) Wägeverfahren b) Zählverfahren

Das Zählverfahren (siehe: Abbildung 3.b) beginnt bei 0V. Anschließend wird die Spannung kontinuierlich um die kleinstmögliche Schrittweite erhöht. Dies wird solange wiederholt, bis die richtige Spannung erreicht ist. Die Konversionszeit ist deshalb abhängig von der zu bestimmenden Spannung. Je größer diese ist, desto öfter muss die Vergleichsspannung erhöht werden.

Eine Alternative ist das Wägeverfahren (siehe: Abbildung 3.a). Bei diesem wird zuerst

das MSB (Most Significant Bit) gesetzt. Dieses repräsentiert $\frac{1}{2}U_{ref}$. Ist diese Spannung größer als U_X wird das MSB auf **0** gesetzt, ansonsten auf **1**. Danach wird das Bit $MSB - 1$ gesetzt und nach dem gleichen Prinzip vorgegangen. So werden nacheinander alle Bits bis zum LSB (Least Significant Bit) ermittelt. Bis zum Erhalten des Wertes vergeht deshalb immer dieselbe Zeit.

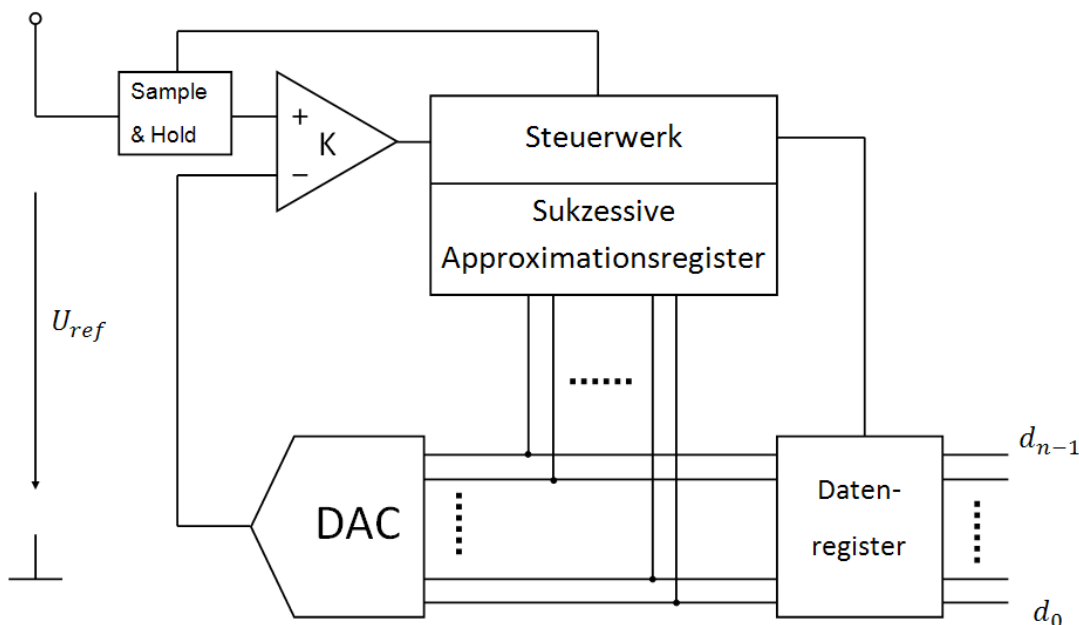


Abb. 4: Schaltbild für das Wäge- sowie Zählverfahren

Vom Schaltbild (Abbildung 4) unterscheiden sich beide Verfahren nicht wesentlich. Lediglich das Steuerwerk arbeitet unterschiedlich mit dem SAR (Sukzessive Approximationsregister). In diesem Register werden nacheinander die notwendigen Bits gesetzt (beim Zählverfahren von 00000000 \rightarrow 11111111, beim Wägeverfahren MSB \rightarrow LSB). Der jeweilige Wert wird an den DAC gelegt. Dieser erzeugt die dafür repräsentative Spannung und vergleicht diese mit U_X . Wurde der Wert für das LSB ermittelt, gibt das Steuerwerk das Datenregister frei. Da sich das Eingangssignal während der Umwandlung nicht ändern darf, ist ein Sample & Hold Element vorgeschaltet. Dieses hält die Spannung während der Konversation am Komparatoreingang konstant.

Flash Wandler: Dieser wandelt das analoge Signal direkt in ein digitalisiertes um, ohne Zwischenschritte zu verwenden. Die auftretenden Verzögerungen sind lediglich auf die Laufzeit der internen Bauteile zurückzuführen. Der Nachteil besteht jedoch darin, dass dieser Wandler eine sehr hohe Verlustleistung besitzt und sehr teuer ist. Teuer deshalb, da für eine Auflösung von n-Bit, $2^n - 1$ Komparatoren notwendig sind.

In Abbildung 5 ist die Schaltung eines 2-Bit Wandlers abgebildet. Die unbekannte Spannung U_x liegt an allen Komparatoren (somit auch an allen möglichen Vergleichswerten) gleichzeitig an. Der nachgeschaltete Codeumsetzer übersetzt nun die von den Kompa-

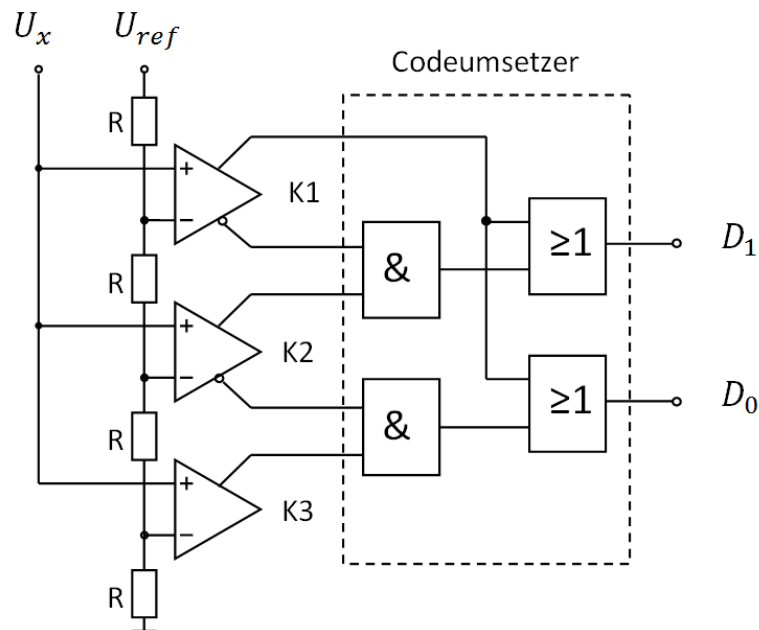


Abb. 5: Innere Schaltung eines 2-Bit Flash-Wandlers

ratoren stammenden Ausgangssignale in einen 2-Bit Wert.

Eingesetzt werden diese Wandler in Digitalspeicher-Oszilloskopen, bei welchen hohe Auflösungen und große Abtastraten gefordert werden.

1.3 Fehler aufgrund der Digitalisierung

Beim Übergang von einem kontinuierlichen Spektrum in die digitalisierte Form, treten sogenannte Quantisierungsfehler [2] auf, welche unweigerlich einen Informationsverlust zur Folge haben. Diese sind einerseits auf die begrenzte Auflösung zurückzuführen, andererseits darauf, dass während des Konversationsvorganges das zu messende Signal konstant gehalten werden muss (Sample & Hold Schaltung). Aufgrund dieser, resultiert eine Quantisierung auf der x-Achse sowie auf der y-Achse (siehe: Abbildung 6). Die Sample & Hold Schaltung bestimmt somit zusammen mit der Wandlergeschwindigkeit die Abtastrate. Nach Nyquist sollte diese doppelt so hoch gewählt werden, wie die Frequenz des zu untersuchenden Signals.

$$f_{Nyquist} = \frac{1}{2} f_{Abtast} \quad (3)$$

Zwar kann auch mit einer höheren Frequenz abgetastet werden, jedoch werden somit auch höherfrequente Störungen im Signal aufgezeichnet.

Die Genauigkeit mit der die Amplitude des Signals gemessen werden kann, wird durch die in n-Bit angegebene Auflösung bestimmt.

$$\Delta U = \frac{U_{range}}{2^n - 1} \quad (4)$$

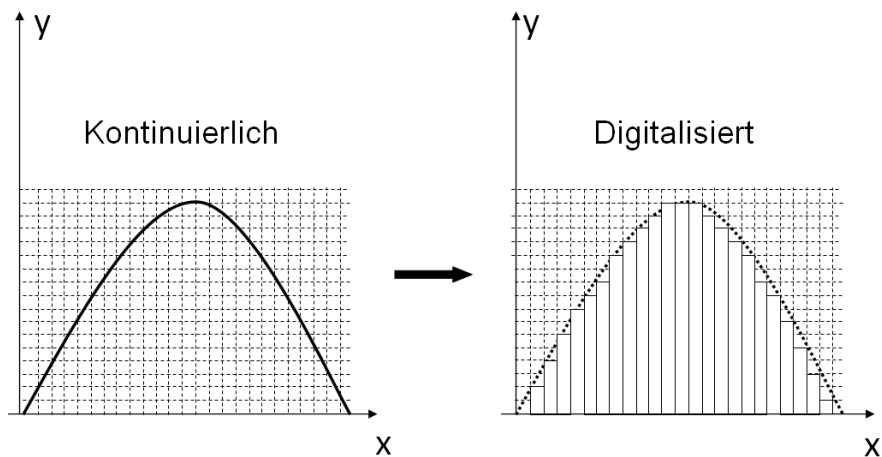


Abb. 6: Übergang vom Kontinuierlichen Spektrum zum Digitalisierten

Somit ist der Fehler, der bei der Quantisierung der Amplitude auftritt $\pm \frac{1}{2} \Delta U$. Ein Begriff welcher bei beiden Wandlern verwendet wird und direkt mit der Auflösung zusammenhängt ist "Channel". Dieser Begriff ist jedoch nicht zu verwechseln mit Kanal. Ein Modul mit m ADC's besitzt m ADC-Kanäle. Ein einzelner AD-Wandler mit einer Auflösung von n -Bit besitzt Channels von 0 bis $2^n - 1$. Jeder Channel steht repräsentativ für eine Spannung, wobei die Schrittweite zwischen zwei unmittelbar nebeneinander liegenden Channels genau jene aus Gleichung 4 ist.

Im Falle von AD- und DA-Wandlern treten noch weitere Fehler auf.

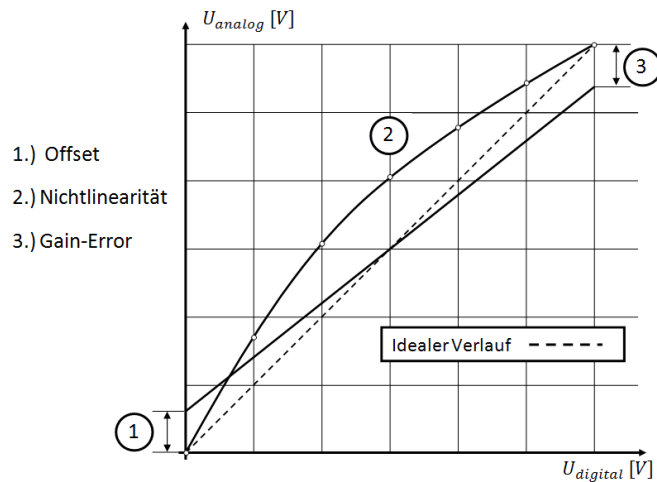


Abb. 7: Grafische Darstellung der möglichen Abweichungen von AD- und DA-Wandlern vom idealen Verlauf

- Nullpunktsfehler (Offset)
- Nichtlinearität

- Verstärkungsfehler (Gain-Error)

Diese Fehler können mit der Zeit variieren, da sie von den verwendeten Bauteilen abhängen. So bewirkt zum Beispiel die Änderung des Widerstandes R_f des Verstärkers in Abbildung 1, eine andere Steigung der Geraden im Ausgangsverhalten des DA-Wandlers.

1.4 Logic Box

Bei einer Logic Box handelt es sich um ein universelles Steuerungs- und Datenerfassungssystem der Universität Heidelberg. Der Grundbaustein sind FPGA-Basiskarten (DL7xx) auf welche zusätzliche digitale und analoge I/O-Karten (SU7xx) gesteckt werden können.

FPGAs (Field Programmable Gate Array) sind Bauteile die erlauben eine Vielzahl von logischen Funktionen kompakt und mit hoher Geschwindigkeit zu erzeugen. Die jeweiligen Funktionen werden mit einem Grundvorrat an logischen Verschaltungen (Lookup-Tables) und Speicherelementen (Flip-Flop, Register, etc.) realisiert. Die Verschaltung dieser Elemente zu neuen Funktionen erfolgt über Anweisungen, welche in den RAM-Speicher geladen werden. Nach dem Start sind noch keine Verschaltungen vorhanden. Dies erfolgt über einen Initialisierungsprozess, welcher zum Beispiel mittels LabView (siehe unten) durchgeführt wird. Aus diesem Grund ist, zumindest für die Initialisierung, immer ein externer Rechner notwendig. Dieser ist typischerweise über USB mit der Box verbunden ist.

Die Kommunikation mit der physikalischen Außenwelt während der Messung, erfolgt über die Subkarten (SU7xx). Diese passen die digitalen und analogen Signale auf die FPGA-Logik der Basiskarten an. Es existiert eine Vielzahl von unterschiedlichen Basis- sowie Subkarten, die miteinander eine Logic Box bilden können.

Genauere Details finden sich im Datenblatt [3] von der Elektrowerkstatt der Universität Heidelberg.

Die Idee hinter der Logic Box ist es, dem Anwender eine Vielzahl von bereits vorgefertigten Funktionsmodulen (Logic Pool) anzubieten, die der typischen Signalverarbeitung in der Physik entsprechen.

LabView ist eine von National Instruments entwickelte, grafische Programmiersprache. Eine grafische Programmiersprache zeichnet sich dadurch aus, dass nicht wie bei herkömmlichen Sprachen die Befehle und Funktionen textbasiert eingegeben werden. Vielmehr gleicht ein in LabView geschriebenes Programm (genannt Virtual Instrument oder VI) einem elektrischen Schaltplan.

Es könnte jedoch jede beliebige Programmiersprache verwendet werden. Vorausgesetzt, man ist damit in der Lage, die notwendigen Steuerbefehle an die Logic Box zu senden.

Beide Logic Boxen besitzen bei den ADC- sowie DAC-Modulen eine Auflösung von 14Bit. Mit Gleichung 4 können nun die theoretisch kleinsten noch lesbaren Spannungen ermittelt werden.

Range	ΔU
-10V bis 10V	1.2 mV
0V bis 10V	0.6 mV
-1V bis 1V	0.1mV

Tab. 1: Auflösungsgrenzen für den jeweiligen Spannungsbereich

1.4.1 Box FTQ0P4QT

Für alle nachfolgenden Kapitel wird diese Logic Box als LB01 (Logic Box 1) bezeichnet. In Abbildung 8 ist die Frontansicht dieser Box dargestellt. In dieser Abbildung ist zu erkennen, dass die LB01 aus zwei Teilen besteht. Die linke Box beinhaltet die USB-Schnittstelle sowie die Hardware der Wandler. Diese ist mittels zwei 20-poligen Flachbandkabel mit der rechten Box verbunden, welche lediglich die unterschiedlichen Anschlussmöglichkeiten anbietet.

Technische Daten:

Versorgungsspannung: $230V\sim / 24V \text{ .\u00b7.}$
Referenzspannung für die DA- und AD-Wandler: $12V \text{ .\u00b7.}$

ADC-Kanäle:

Kanäle 1-12: D-SUB 25 Stecker
Kanäle 13-16: LEMO-Buchse

DAC-Kanäle:

Kanäle 1-6: F-Buchse
Kanäle 7-10: LEMO-Buchse
Kanäle 11-16: BNC-Buchse

Der Bereich, in dem jeder einzelne der 16 AD- bzw. DAC-Kanäle arbeitet, kann intern an der Hardware entweder auf -10V bis +10V oder 0V bis 10V eingestellt werden. Eine Ausnahme stellen lediglich die ADC-Kanäle 3, 6, 9 und 12 dar. An diese werden Temperaturfühler angeschlossen, welche in einem Bereich von -1V bis 1V arbeiten.

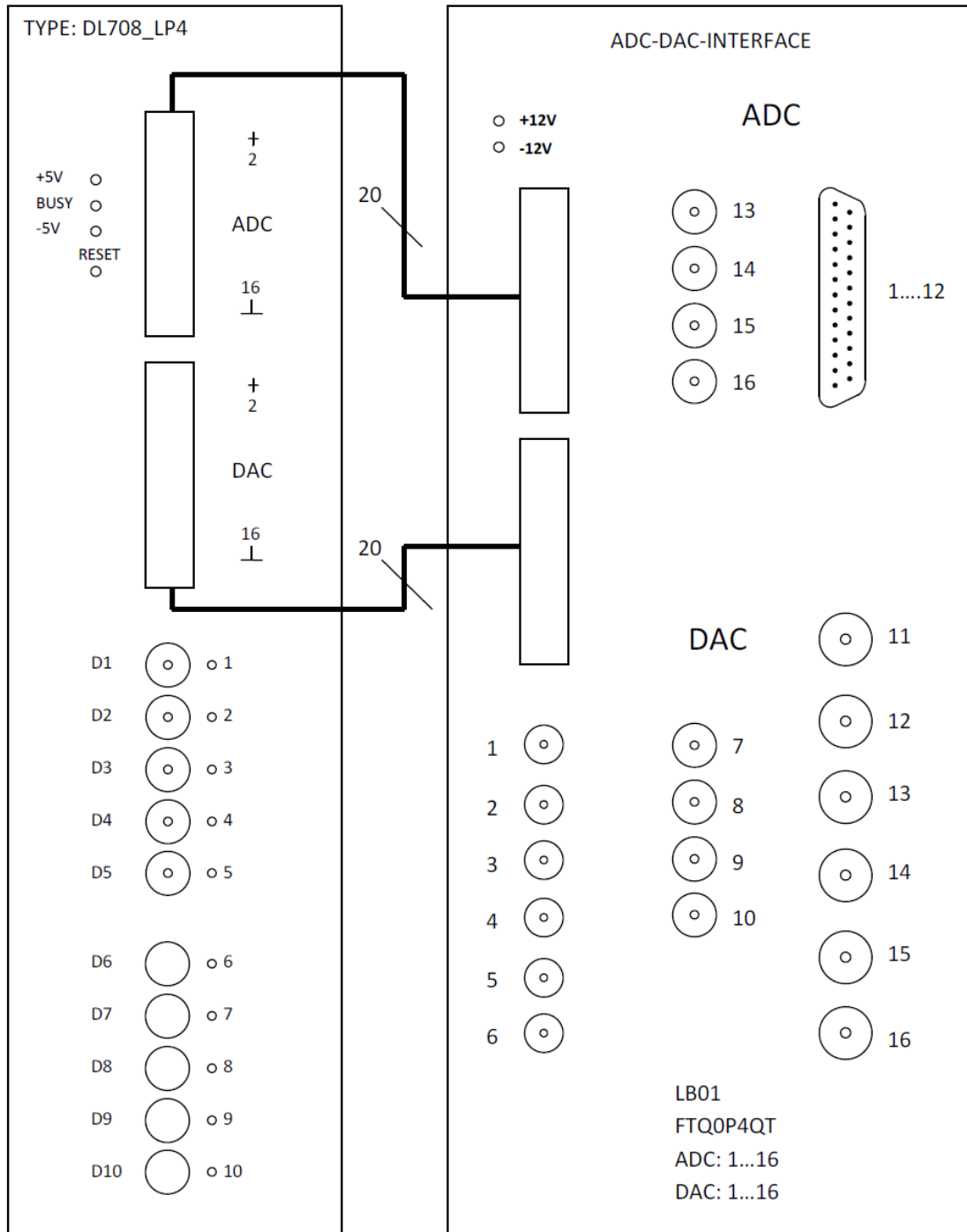


Abb. 8: Frontansicht der Logic Box FTQ0P4QT

1.4.2 Box FTR0LIUL

Für alle nachfolgenden Kapitel wird diese Box auf LB02 umbenannt. In Abbildung 9 ist die Frontansicht dieser Box dargestellt. Im Vergleich zur LB01 besteht diese nicht aus zwei, sondern aus drei Teilen. In der mittleren Box sind die Wandler untergebracht. Angeschlossen werden die externen Signale an den beiden anderen. Diese Box ist wieder mittels Flachbandkabel mit der linken und rechten Box verbunden. Auf der rechten Box befinden sich die ADC-Kanäle 1-16, auf der linken die ADC-Kanäle 17-32, sowie die DAC-Kanäle 1-16.

Technische Daten:

Versorgungsspannung: 230V \sim / 24V . $\bar{.}$.
Referenzspannung für die DA- und AD-Wandler: 12V . $\bar{.}$.

ADC-Kanäle:

Kanäle 1-12: D-SUB 25 Stecker
Kanäle 13-32: LEMO-Buchse

DAC-Kanäle:

Kanäle 1-16: LEMO-Buchse

Der Arbeitsbereich der einzelnen ADC- bzw. DAC-Kanäle kann wieder intern an der Hardware auf -10V bis +10V bzw. 0V bis 10V eingestellt werden.

Ausgenommen sind wieder die ADC-Kanäle 3, 6, 9 und 12. Aufgrund des Temperaturfühlers, arbeiten diese wieder in einem Bereich von -1V bis 1V.

Um die Bereiche umzustellen, muss für den jeweiligen Ausgang bzw. Eingang auf der Basiskarte ein Jumper umgetauscht werden.

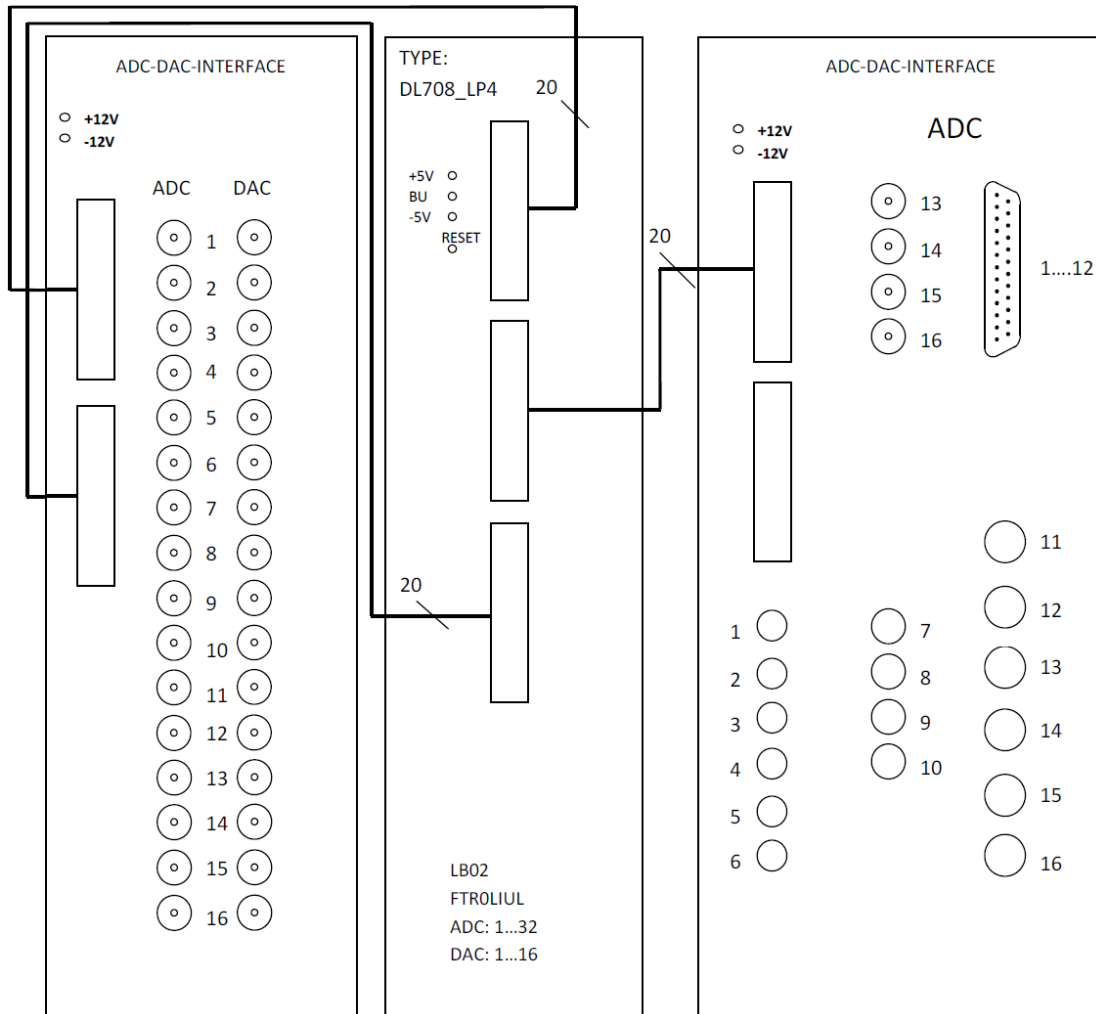


Abb. 9: Frontansicht der Logic Box FTR0LIUL

1.4.3 Differentielle Eingänge der Logic Box

Im q-Bounce Experiment [4] werden drei Winkelmesser verwendet, welche auf μrad genau messen können. Der D-SUB Eingang der beiden Logic Boxen wurde für diese Winkelmesser konzipiert. Die Pinbelegung dieses Steckers ist in Tabelle 2 aufgeführt. Die

Pinnummer	Signal	ADC-Kanal	
1	+X	1	Sensor 1
2	+Y	2	
3	Temperaturfühler	3	
4	+X	4	Sensor 2
5	+Y	5	
6	Temperaturfühler	6	
7	+X	7	Sensor 3
8	+Y	8	
9	Temperaturfühler	9	
10	+X	10	Sensor 4
11	+Y	11	
12	Temperaturfühler	12	
13	Gemeinsame Masse	-	
14	-X	1	Sensor1
15	-Y	2	
16	Masse für die ADC-Kanäle 1,2 und 3	-	
17	-X	4	Sensor2
18	-Y	5	
19	Masse für die ADC-Kanäle 4,5 und 6	-	
20	-X	7	Sensor3
21	-Y		
22	Masse für die ADC-Kanäle 7,8 und 9	-	
23	-X	10	Sensor4
24	-Y	11	
25	Masse für die ADC-Kanäle 10,11 und 12	-	

Tab. 2: Pinbelegung des D-SUB 25 Steckers der LB01 und LB02

Goniometer geben ihren gemessenen Winkel in Form einer Spannung von -8V bis 8V aus. Um etwaige Fehler der Signalleitung geringfügig zu kompensieren, wird parallel zur tatsächlichen Spannung eine dazu negierte Spannung übertragen. Dies erfolgt für die X- sowie Y- Richtung. Die fünfte Spannung, welche von einem Winkelmesser geliefert wird, repräsentiert den Wert des Temperaturfühlers. Somit erhält man pro Winkelmesser 5 Spannungen.

In Tabelle 2 kann nun abgelesen werden, welche Pins für die Auswertung eines Sensors belegt sein müssen.

Beispiel

Sensor 1: Pin 1,2,3,14 und 15.

Nun wird die Funktionsweise der differentiellen Eingänge erklärt. Aus den Spannungen

von Pin 1 und 14 wird der Winkel in X-Richtung (ADC-Kanal 1) bestimmt und aus Pin 2 und 15 erhält man den Winkel in Y-Richtung (ADC-Kanal 2). Dies erfolgt durch folgende Gleichung:

$$\frac{\xi_+ - \xi_-}{2} = \xi$$

Wobei ξ entweder für die Spannung X oder Y steht. Daraus ergibt sich der kompensierte Fehler zu:

$$\sqrt{\frac{\Delta\xi_+^2 - \Delta\xi_-^2}{2}} = \frac{\Delta\xi}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

Mit der Spannung des Temperaturfühlers (ADC-Kanal 3) ist Sensor 1 vollständig bestimmt.

Für alle anderen Sensoren geht man nach dem gleichen Prinzip vor.

1.5 Methode kleinster Fehlerquadrate

1.5.1 Grundidee

Die Methode der kleinsten Fehlerquadrate [5] ist ein Verfahren zur Ausgleichsrechnung. Das heißt, es wird jene Kurve gesucht, welche die aufgenommenen Messdaten am besten approximiert. Die Funktion, welche an diese Punkte angepasst wird, kann dabei beliebig sein. Der einfachste, sowie der für die Kalibrierung benötigte Fall, ist ein linearer Zusammenhang.

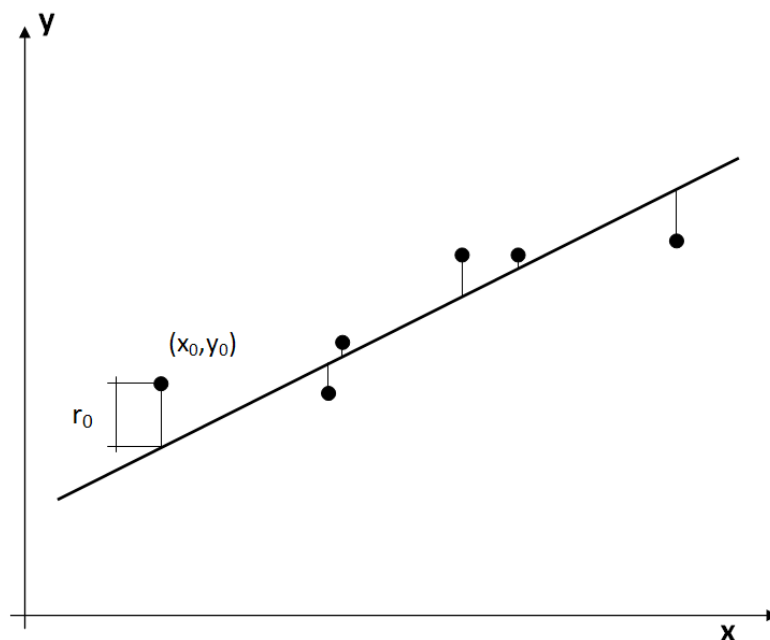


Abb. 10: Lineare Anpassung an ein Ensemble von Datenpunkten

1.5.2 Herleitung

Das von den Variablen α_0 und α_1 abhängige Polynom erster Ordnung, ist demnach die gesuchte Ausgleichsgerade.

$$f(x) = \overline{y} = \alpha_1 \cdot x + \alpha_0$$

Die Abweichung der einzelnen Punkte von der angepassten Funktion werden Residuen (siehe: Abbildung 10) genannt.

$$r_i = \alpha_1 \cdot x_i + \alpha_0 - y_i \quad (6)$$

Gesucht sind nun jene Parameter, für welche die Summe der Quadrate der Residuen ein Minimum erreicht.

$$\min_{\alpha_0, \alpha_1} \sum_{i=0}^n r_i^2 \Rightarrow$$

Das Minimum berechnet sich durch partielles Ableiten von $\sum_{i=0}^n r_i^2$ nach α_0 sowie α_1 und anschließendem Nullsetzen.

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial}{\partial \alpha_0} \\ \frac{\partial}{\partial \alpha_1} \end{pmatrix} \sum_{i=0}^n r_i^2(\alpha_0, \alpha_1) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Daraus ergeben sich folgende Gleichungen.

$$\begin{aligned} n \cdot \alpha_0 + \sum_{i=0}^n \alpha_1 \cdot x_i &= \sum_{i=0}^n y_i \\ \sum_{i=0}^n \alpha_0 \cdot x_i + \sum_{i=0}^n \alpha_1 \cdot x_i^2 &= \sum_{i=0}^n x_i \cdot y_i \end{aligned}$$

Aus diesen lassen sich die Koeffizienten α_0 und α_1 bestimmen. Wobei \bar{x} bzw. \bar{y} die jeweiligen Mittelwerte bedeuten.

$$\alpha_1 = \frac{\sum_{i=0}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sum_{i=0}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (7)$$

$$\alpha_0 = \bar{y} - \alpha_1 \cdot \bar{x} \quad (8)$$

Nachdem mit dieser Methode eine Gerade an die Datenpunkte angepasst wurde, stellt sich die Frage wie gut diese Approximation ist.

Hierfür kann entweder die Standardabweichung der Residuen oder das sogenannte Bestimmtheitsmaß R^2 herangezogen werden. Für die Standardabweichung gilt wie üblich:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^n r_i^2} \quad (9)$$

Das Bestimmtheitsmaß gibt die Güte der Anpassung in Prozent an. Wobei 100% den besten Wert repräsentiert. Berechnet wird es aus der Summer der quadrierten Residuen und aus der Summe der quadrierten Abweichungen vom Mittelwert.

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=0}^n r_i^2}{\sum_{i=0}^n (y_i - \bar{y})^2} \quad (10)$$

2 Aufbau für die Kalibrierungen

2.1 Verwendete Hardware

Um bei der Kalibrierung aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, müssen sehr stabile und präzise Netzgeräte für die Erzeugung der Vergleichsspannung verwendet werden. Hierfür standen zwei Geräte zur Verfügung, welche anschließend kurz vorgestellt werden.

Keithley 2400 SourceMeter

Dieses Gerät [6] kann als hochpräzises Multimeter sowie Netzgerät verwendet werden. Für die Kalibrierung der beiden Logic Boxen, wurde es jedoch hauptsächlich als Spannungsquelle verwendet. In Abbildung 11 ist die Frontansicht abgebildet.

Die notwendigen Schritte, um das Keithley als Spannungsquelle für die Kalibrierung der Logic Box zu verwenden, werden nun erklärt.

1. Bevor das Gerät in Betrieb genommen wird, sollten die Masse der Spannungsquelle und des Testgeräts verbunden werden.
2. Eingeschaltet wird mit [POWER].
3. Durch drücken auf [Source-V] wird das Keithley als Spannungsquelle verwendet.
4. Mit der Taste [EDIT] wird zwischen der auszugebenden Spannung und der Strombegrenzung hin und her geschaltet.
5. Mit [RANGE] wird der jeweilige Bereich für Strom und Spannung festgelegt.
6. Mit den Pfeil-Tasten im Source-Bereich, können die Zahlenwerte verändert werden.
7. Drückt man [Meas-V] wird die Spannung angezeigt, welche tatsächlich ausgegeben wird.
8. Mittels [OUTPUT ON/OFF] wird die eingestellte Spannung schließlich auf den Ausgang gelegt.

Bei dem Gerät im q-Bounce Labor, trat öfter eine Fehlfunktion auf. Diese äußerte sich darin, dass beim Erhöhen der Spannung das Gerät in die Strombegrenzung ging. Egal wie klein diese Erhöhung war. Abhilfe schaffte das Umschalten zwischen [Meas-V] zu [Meas-I] und wieder zurück. Der Grund dieser Fehlfunktion war während des Verfassens dieser Arbeit noch nicht bekannt.

Das Keithley 2400 ist für das Kalibrieren der normalen ADC-Eingänge bestens geeignet. Für die differentiellen Eingänge ist es jedoch unzureichend, da hier zwei gegengleich gepolte Spannungen angelegt werden müssen. Dies ist mit nur einem Ausgang nicht möglich. Für die differentiellen Eingänge wurde das nachfolgende Gerät verwendet.

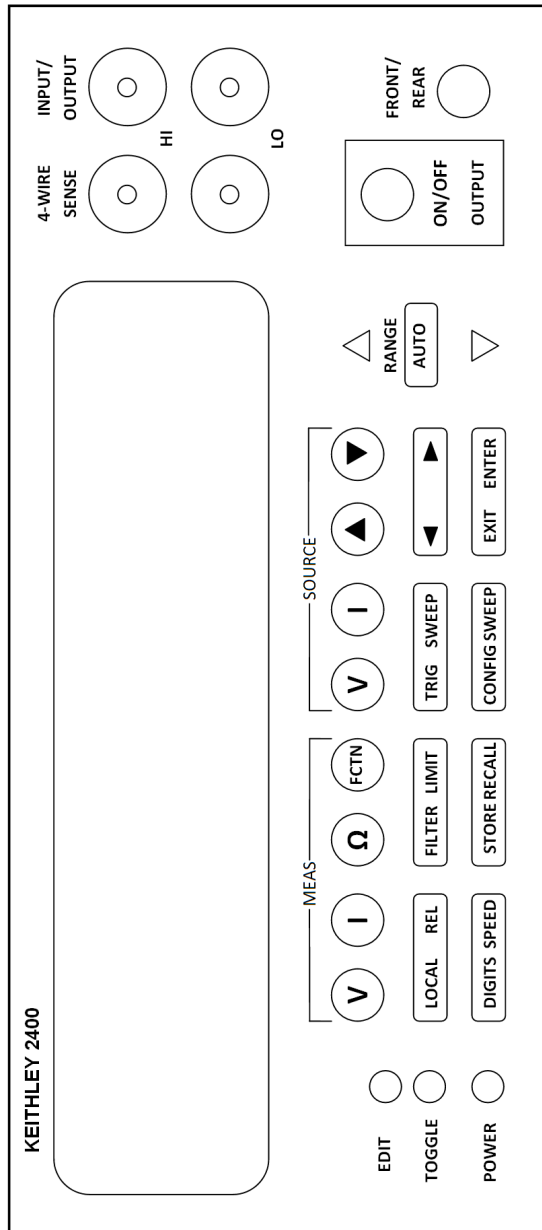


Abb. 11: Frontpanel des Keithley 2400 SourceMeter

Hameg HMP 4030

Dieses Gerät ist ein Hochleistungsnetzteil [7], mit 3 voneinander galvanisch getrennten Ausgängen. Es ist deshalb imstande, zwei voneinander unabhängige Spannungen auszugeben, was für die Kalibrierung der differentiellen Eingänge notwendig ist. In Abbildung 12 ist das Frontpanel abgebildet.

Die Bedienung des HMP 4030 ist sehr intuitiv gehalten und wird nachfolgend in Kürze erklärt.

1. Eingeschaltet wird mit [POWER]
2. Mithilfe der [CH 1/2/3] Tasten wird einer der Kanäle ausgewählt. Die jeweilige Taste ist nun grün hinterlegt.
3. Mit der [Voltage]/[Current] Taste werden Spannung bzw. Strom für diesen Kanal eingestellt.
4. Dies kann entweder mithilfe des Einstellrades oder durch das numerische Tastenfeld erfolgen.
5. Die Taste [Output] legt alle ausgewählten Kanäle (grün hinterlegt) mit den eingestellten Werten auf die jeweiligen Ausgänge.

Das HMP 4030 zeichnet sich durch eine hohe Stell- und Rückleseauflösung aus. Somit ist garantiert, dass die zwei zueinander negierten Spannungen, welche am differentiellen Eingang anliegen, zumindest in den Grenzen der ADC Auflösung, vom Betrag gleich sind.

Das Gerät benötigt bis zum Erreichen des eingestellten Wertes eine kurze Zeitspanne von 1s-3s. Diese sollte abgewartet werden, damit eine stabile Spannung am Ausgang anliegt.

Beide Netzgeräte bieten an, mit einer Vierleiterschaltung zu arbeiten. Hierfür sind die Sense Ausgänge gedacht. Für die Kalibrierung ist dies aber nicht notwendig.

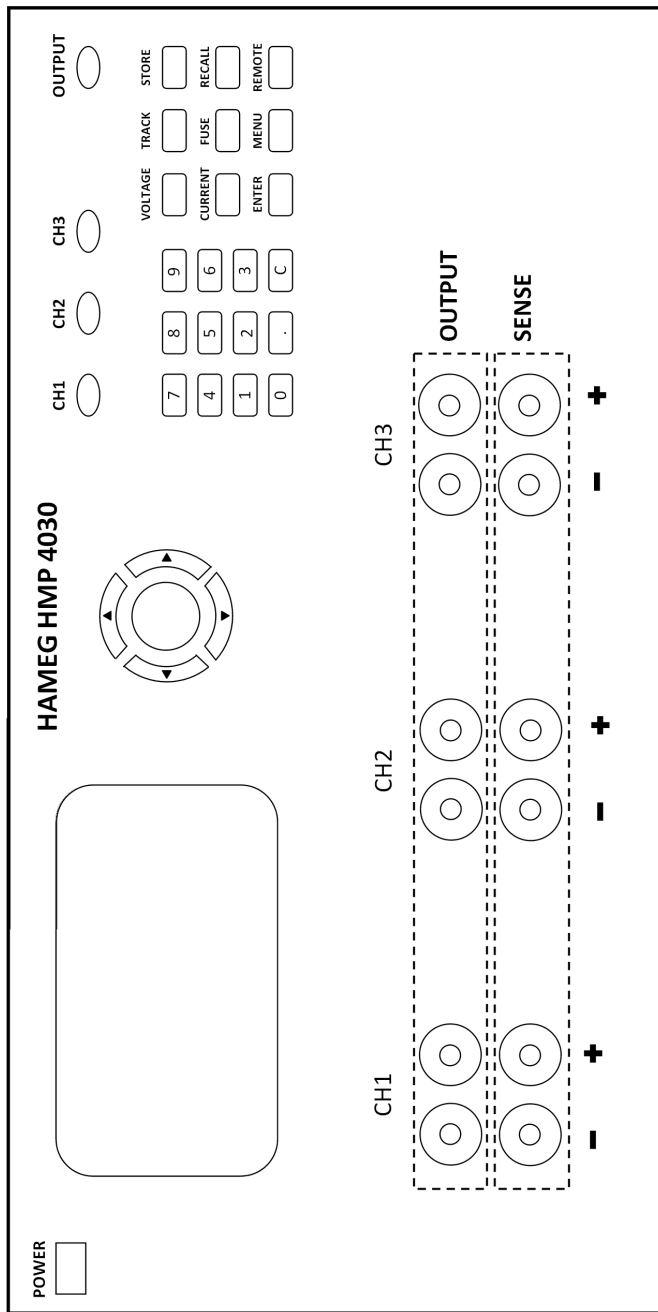


Abb. 12: Frontpanel des Hameg HMP 4030 Hochleistungsnetzgerät

2.2 Software

Beide Logic Boxen werden ausschließlich mittels LabView gesteuert. Hierfür stehen vier Grund-Vi's zur Verfügung.

- **USBOpen**
öffnet eine USB-Verbindung zur Logic Box
- **USBClose**
Schließt die USB-Verbindung
- **SetDAC**
Gibt am ausgewählten DAC-Kanal die eingestellte Spannung aus.
- **ReadADC**
Liest die Spannung welche am ausgewählten ADC-Kanal anliegt

Mit diesen wurde eine VI erstellt, welche an die Kalibrierung der ADC's sowie DAC's angepasst ist. Zuerst wird die Verbindung zur Logic Box hergestellt. Dies bewirkt, dass alle

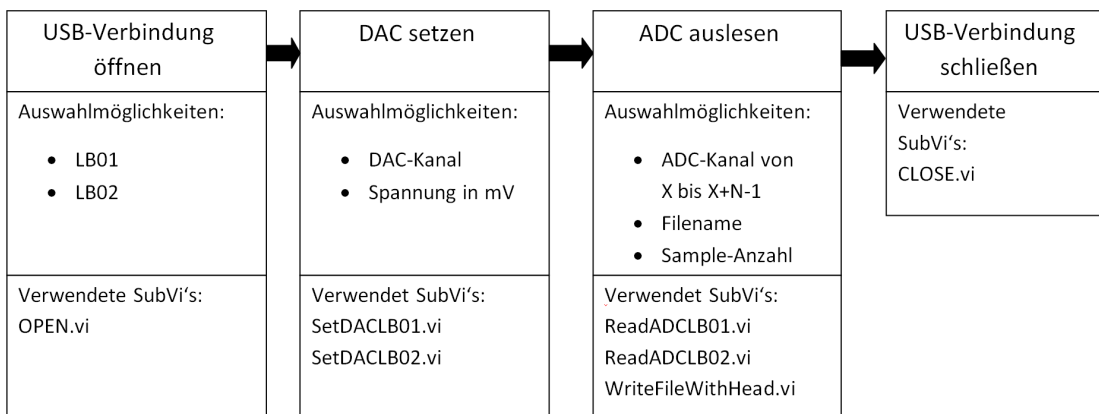


Abb. 13: Flussdiagramm des für die Kalibrierung verwendeten Programms

ADC- und DAC-Kanäle initialisiert werden. Ab diesem Zeitpunkt können alle Kanäle angesprochen werden. Anschließend wird am ausgewählten DAC-Kanal die eingestellte Spannung ¹ ausgegeben. Danach werden alle ausgewählten ADC Kanäle solange ausgelesen, bis die Anzahl der Samples erreicht ist. Die erhaltenen Werte werden in ein File ausgelagert. In das File kommen ein Zeitstempel und pro ADC Kanal der ausgelesene Channel. Danach wird die USB-Verbindung wieder geschlossen.

¹Im Grunde wird die eingestellte Spannung von der SubVI SetDAC in einen Channel zwischen 0 und $2^{16} - 1$ umgerechnet. Im nichtkalibrierten Zustand (Slope = 1 und Intercept = 0) ist der eingegebene Werte gleichzeitig der Channel

2.3 Versuchsaufbau

2.3.1 Analog-Digital Wandler

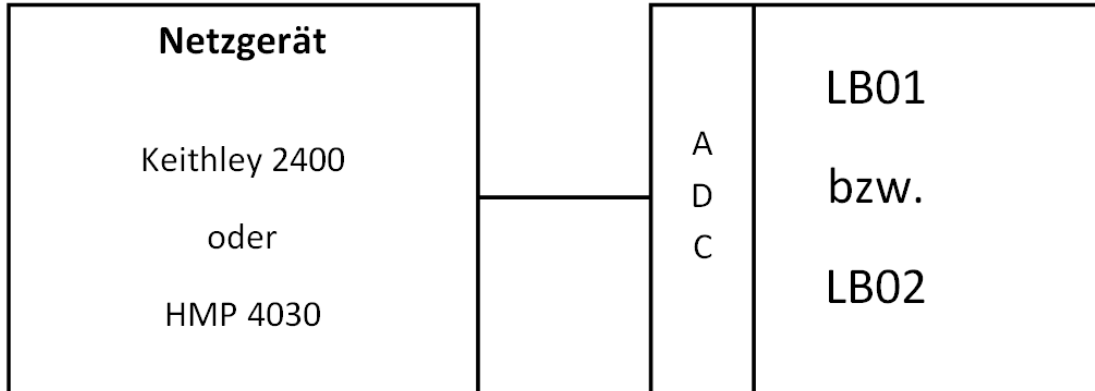


Abb. 14: Versuchsaufbau zur Kalibrierung der ADC Kanäle

Für die Kalibrierung der ADC-Eingänge kann entweder das HMP 4030 oder das Keithley 2400 verwendet werden. Beide sind in der Lage, die Ausgangsspannung bei Belastung zumindest in den Auflösungsgrenzen der Logic Box stabil zu halten. Das gewählte Netzgerät und der Eingang an der Logic Box werden direkt über ein LEMO Kabel verbunden. Falls das Keithley 2400 verwendet wird, sollte dieses mit der Masse der Logic Box verbunden werden. Beim HMP 4030 ist dies nicht notwendig, da es erdungsfrei arbeitet und somit ,sobald es mit der Logic Box verbunden ist, automatisch am selben Potential liegt.

2.3.2 Digital-Analog-Wandler

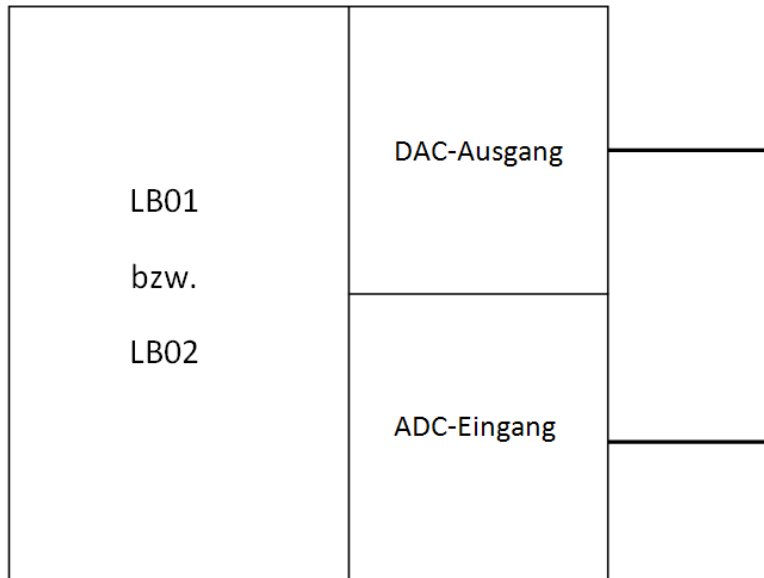


Abb. 15: Versuchsaufbau zur Kalibrierung der DAC Kanäle

Um bei der Kalibrierung der DAC-Ausgänge auf gesampelte Werte zurückgreifen zu können, sollten diese über die ADC-Eingänge ausgelesen werden. Es wäre auch möglich die Spannung welche vom DAC ausgegeben wird mit dem Keithley 2400 zu messen. Das Problem dabei ist, dass man die Werte per Hand mitschreiben müsste, um einen verlässlichen Mittelwert zu erhalten. Zwar kann das Keithley 2400 mittels RS-232 Schnittstelle ausgelesen werden, jedoch müsste hierfür eine neue VI implementiert werden. Die einfachste Lösung ist demnach die vorhandene VI zu verwenden und den DAC gegen einen ADC zu kalibrieren. Da der Fehler der einzelnen ADC-Kanäle nach deren Kalibrierung bekannt ist, kann auch der Fehler der DAC-Kanäle daraus bestimmt werden.

2.3.3 Differentieller ADC-Eingang

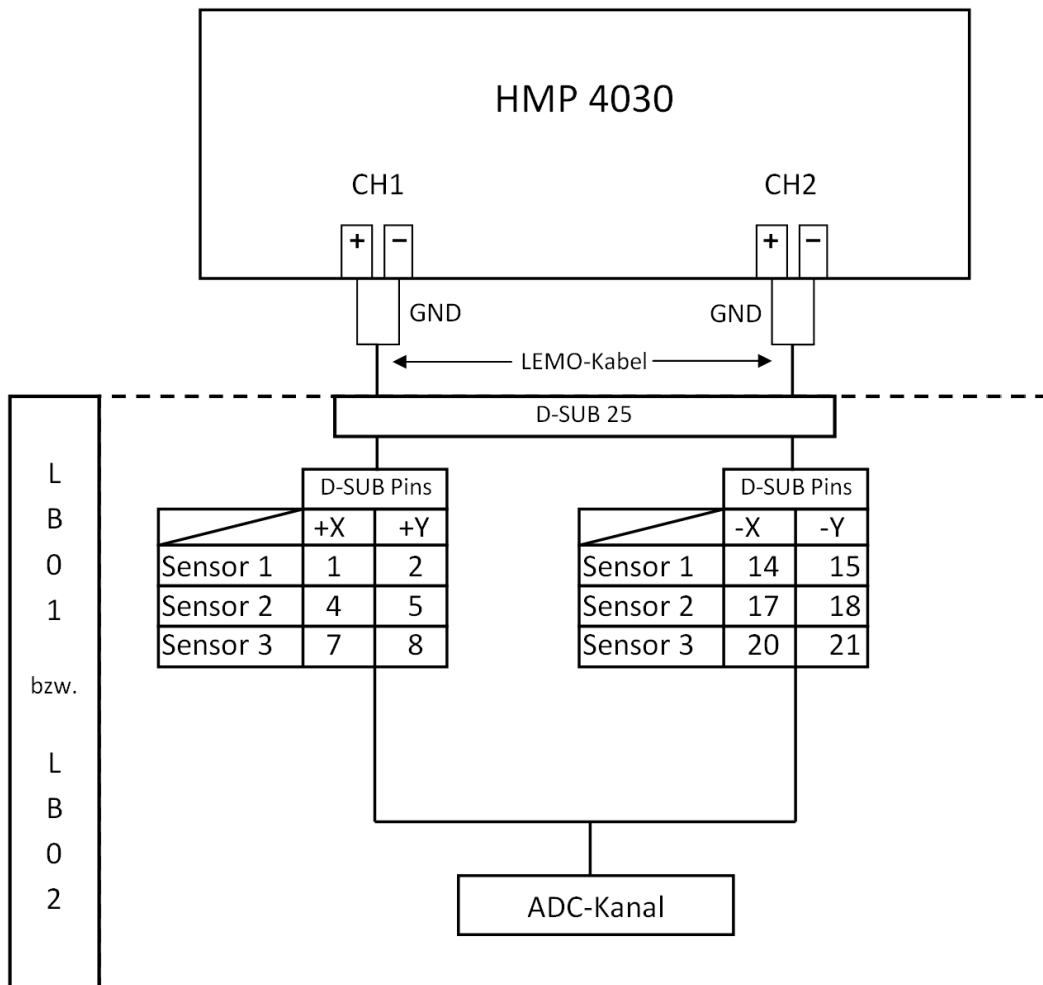


Abb. 16: Versuchsaufbau zur Kalibrierung eines differentiellen ADC Einganges

Für die Kalibrierung der differentiellen Eingänge, kann ausschließlich das HMP 4030 verwendet werden. Die eingestellte Spannung gibt nur den Betrag an und ist auf der Anzeige deshalb immer positiv. Um also eine negative und eine positive Spannung zu erhalten, wird an beiden Kanälen dieselbe Spannung eingestellt. Für eine positive Spannung wird der Außenleiter (GND) des LEMO Kabels auf die [-]-Buchse gelegt und der Innenleiter auf die [+] -Buchse. Für die negative Spannung wird das LEMO Kabel genau umgekehrt beschalten. Dies kann ganz einfach mit einem BNC→Banane-Adapter geschehen. Die beiden Spannungen werden nun auf die jeweiligen Pins des D-SUB Steckers gelegt. Für den D-SUB 25 Anschluss auf der Logic Box, steht im q-Bounce Labor ein Adapter zur Verfügung. Bei diesem ist jeder Pin auf eine eigene LEMO Buchse geführt. Für die X- und Y-Richtung eines Sensors, wird nun die Spannung von CH1 auf den +X bzw. +Y Pin gelegt und die dazu negierte Spannung von CH2 auf den -X bzw. -Y Pin.

3 Durchführung der Kalibrierung

Im Folgenden wird für jeden Typ (ADC und DAC) die Auswertung eines Kanals vollständig gezeigt. Der differentielle Eingang wird nicht speziell behandelt, da die Auswertung identisch zum analogen Eingang ist. Hierfür wurden folgende Kanäle der LB01 gewählt.

- ADC Kanal 13: Analoger Eingang
- DAC Kanal 1: Digitaler Ausgang

Nun muss noch die Messanordnung konfiguriert werden.

Zuerst ist der Versuchsaufbau für den jeweiligen Typ laut 2.3 herzustellen. Die Stromaufnahme ist zwar abhängig vom verwendeten Wandler, jedoch ist diese in der Regel sehr gering. Für den Fall eines internen Hardwarefehlers wird die Strombegrenzung auf 1mA gestellt. Dies sollte mögliche Hardwareschäden vorbeugen.

Als nächstes sollte festgelegt werden, wieviele Punkte pro Kanal aufgenommen werden. In dieser Arbeit sind dies für alle ADC-Kanäle neun Datenpunkte. Dies entspricht einem Spannungsverlauf von -8V bis 8V in 2V bzw. von 0V bis 8V in 1V Schritten. Eine Ausnahme stellt der Temperaturfühler (Kanal 3,6 und 9) dar, da dieser nur einen Spannungsbereich von -1V bis 1V aufweist. Deshalb wurde hier in 0.2V Schritten Datenpunkte aufgenommen. Für alle DAC-Kanäle wurde von Channel 1000 bis 15000 in 1000er Schritten aufgenommen. Dies entspricht 16 Datenpunkten.

Die Anzahl der Einzelmessungen (Samples) pro Datenpunkt wurde auf 500 festgelegt. Dies gilt sowohl für ADC und DAC, als auch für den Temperaturfühler.

Bei der Abtastrate ist man durch die Logic Box auf eine untere Grenze von 30ms beschränkt.

Zusammenfassend liefert dies folgende Konfiguration:

Strombegrenzung	→	1mA
Samples	→	500
ΔU bei -8V bis 8V	→	2V
ΔU bei 0V bis 8V	→	1V
ΔU bei -1V bis 1V	→	0.2V
Abtastrate	→	30ms

Tab. 3: Konfiguration für die Kalibrierung

Eine genaue Erklärung, warum diese Werte verwendet wurden, wird in Abschnitt 5 geliefert.

Allgemeine Vorgangsweise

Nachdem die Messanordnung aufgebaut und die notwendige Konfiguration getätigt wurde, können die Datenpunkte aufgenommen werden. Die verwendete VI schreibt sobald diese gestartet wird, die 500 Messwerte in das angegebene File. Die Namensgebung dieses Files sollte die Daten beinhalten, welche nicht automatisch von der VI aufgenommen werden. Im Grunde ist dies nur die am Netzgerät eingestellte Spannung bzw. der beim

DAC eingestellte Channel, denn in den benutzerdefinierten Header kann die Kanalnummer geschrieben werden und jeder Messpunkt erhält automatisch einen Zeitstempel. Es ist dennoch sinnvoll, für die Auswertung im Filenamen, Kanalnummer und Zeitstempel erneut anzugeben.

Pro Datenpunkt wird demnach ein File mit 500 Einträgen erstellt, welches die am Netzgerät eingestellte Spannung bzw. den Channel des ADC's repräsentieren. Nachdem alle Datenpunkte aufgenommen sind, beginnt die eigentliche Auswertung. Es gibt nun zwei Möglichkeiten hier vorzugehen. Entweder man mittelt pro Datensatz über die 500 Einträge und schreibt den erhaltenen Wert inklusive der dazugehörigen Spannung in eine Liste. Anschließend Berechnet man die Ausgleichsgerade. Der Nachteil ist, dass man mit Fehlerfortpflanzung zu rechnen hat, weil die gemittelten Werte mit einem bestimmten Fehler behaftet sind.

Eine einfachere Methode ist es, alle Datensätze zu einem großen zusammenzufassen. In diesem Datensatz muss jedoch jedem Eintrag eindeutig die Spannung bzw. der Channel zugeordnet sein, welchen er repräsentiert. Per Hand wäre der Aufwand im Vergleich zur ersten Methode enorm, deshalb wurde hierfür ein Visual Basic Script erstellt (Siehe Anhang A.1).

Wird dieses in einem Ordner ausgeführt, in dem von der VI erstellte Datensätze vorhanden sind, fasst es alle notwendigen Daten zusammen und schreibt diese in ein neues File.

Das Skript ist speziell für diese Anwendung angefertigt. Der Filename muss folgende Struktur aufweisen

DD_MM_YYYY_Kanal_xxxx.dat

Wobei xxxx die Spannung während der Aufzeichnung in mV ist.

In einem Ordner ausgeführt, in welchem nur diese Datensätze vorhanden sind, wird das Skript problemlos arbeiten. Jede andere Anwendung ist eine Fehlanwendung und kann zu Laufzeitfehlern führen.

Die Handhabung von einem solchen großen Datensatz, ist im Vergleich zur ersten Methode bedeutend einfacher. Das wichtigste aber ist, dass in diesem Datensatz noch alle Informationen enthalten sind. Beim durchführen der Ausgleichsrechnung, ergibt sich deshalb automatisch der tatsächliche Fehler.

Die Berechnung der Ausgleichsgerade aus dem Datensatz kann mithilfe von Mathematica durchgeführt werden, da es mit der Funktion **NonlinearModelFit[]** den benötigten Algorithmus zur Verfügung stellt. Es kann aber jedes beliebige Hilfsmittel verwendet werden, dass nach der Methode der kleinsten Quadrate arbeitet.

Analog-Digital-Wandler

In Abbildung 17 sind alle Daten die bei der Auswertung eines ADC-Kanals auftreten

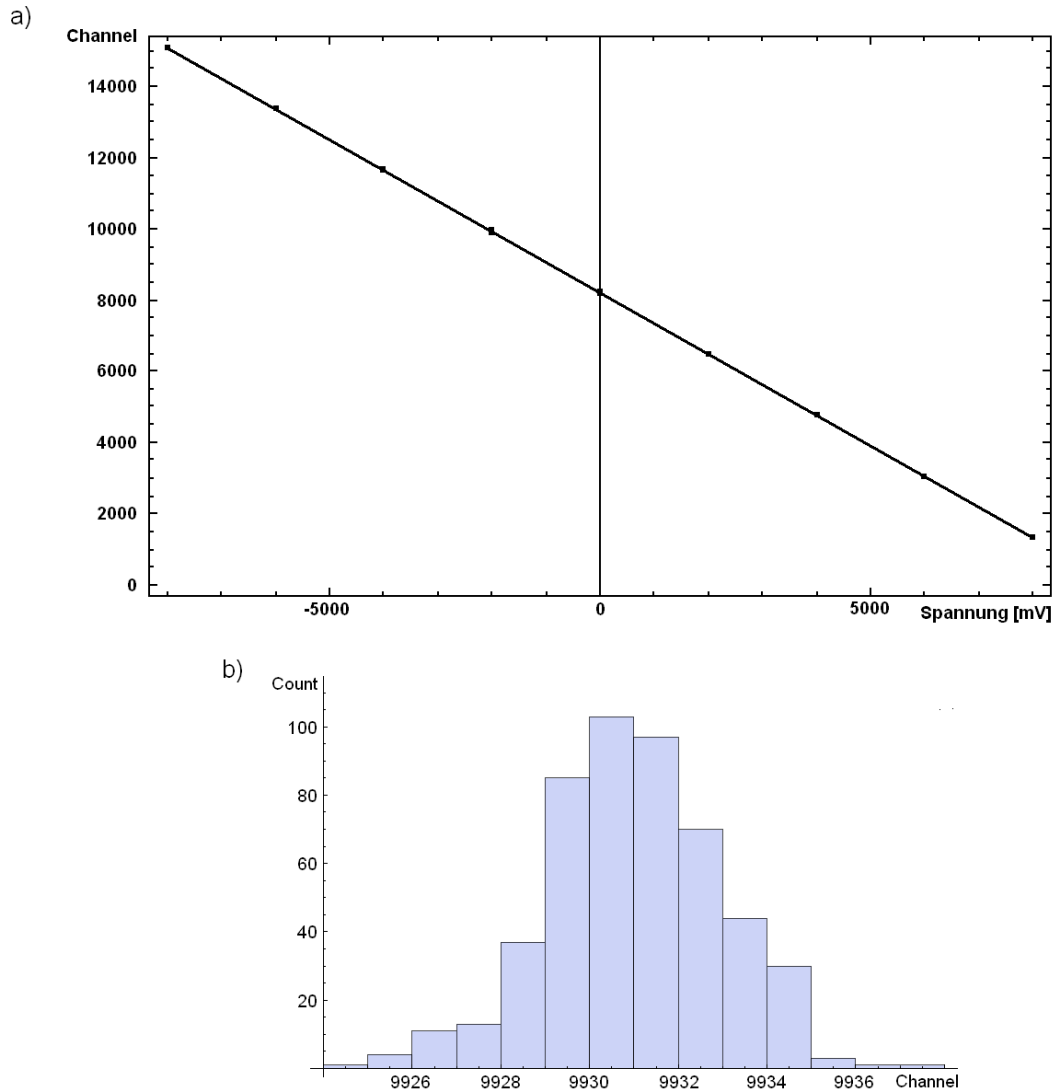


Abb. 17: **a)** Ausgleichsgerade durch die Datenpunkte von ADC-Kanal 13 **b)** Verteilung der Einzelmessungen für einen Datenpunkt

zusammengefasst. Dies sind die neun Datenpunkte mit der bereits dafür berechneten Ausgleichsgerade (Abb. 17.a) und die Verteilung der Einzelmessungen von einem Datenpunkt (Abb. 17.b). Man erkennt das die Messwerte wie man es erwarten würde Gaußverteilt sind.

Für die Koeffizienten der Geraden ergeben sich folgende Werte:

$$\begin{aligned}\alpha_0 & 8214.53(3) \\ \alpha_1 & -0.857729(6)\end{aligned}$$

Die Ungenauigkeiten dieser Werte ergeben sich lediglich aus den Schwankungen in y-Richtung. In x-Richtung gibt es keine, da der Wert pro Datenpunkt konstant gehalten wird. Man kann demnach die übliche Fehlerrechnung anwenden.

Die mittlere Abweichung (Standardabweichung) der Datenpunkte von der Ausgleichsgerade kann durch den Mittelwert der Residuen berechnet werden (siehe Gleichung 9)². Für diesen Mittelwert ergibt sich $\sim 2.37\text{mV}$. Das entspricht dem zweifachen der Auflösungsgrenze, was ein sehr guter Wert ist. Das Bestimmtheitsmaß (siehe Gleichung 10) für diese Gerade beträgt 99.9999%

Digital-Analog-Wandler

Wie bereits erwähnt, werden die digitalen Ausgänge gegen die eigenen analogen Eingänge kalibriert um auf gesampelte Werte zurückgreifen zu können. Der erste Schritt ist demnach zuerst eine Referenzkurve von dem ADC Kanal aufzunehmen, mit dem anschließend gearbeitet werden soll. Sinnvollerweise wählt man jenen Kanal, der laut der Kalibrierung am genauesten arbeitet. Aus diesem Grunde wurde für die LB01 der ADC-Kanal 16 gewählt (vergleiche Tabelle 4). Ist die Referenzkurve aufgenommen, wird der zu kalibrierende DAC-Kanal direkt mit diesem ADC-Kanal verbunden. Nun können die Datenpunkte aufgenommen werden. Der Filename sollte wieder Zeitstempel, Kanal und der während der Messung eingestellte Channel beinhalten. Nachdem alle Daten aufgenommen sind, kann wieder mit der Auswertung begonnen werden. Hierfür muss zuerst die Ausgleichsgerade des Referenzkanals berechnet werden. Diese Gerade wird dann ähnlich wie ein Lineal verwendet. Zwar interpretieren ADC und DAC die anliegende Spannung in einen Channel zwischen 0 und 16383, dies hat aber nicht zu bedeuten das Channel 1000 des ADC die selbe Spannung wie Channel 1000 des DAC ist. Es wird also am DAC ein Channel eingestellt, der ADC interpretiert die daraus resultierende Spannung auf seine Weise erneut in einen Channel und zuletzt wird dieser Channel mit der tatsächlichen Spannung verglichen. Man erhält durch diesen Vorgang erneut eine Spannungs-Channel Kurve wie bereits zuvor beim ADC. Durch die erhaltenen Punkte wird nun wieder die Ausgleichsgerade gelegt.

Die Koeffizienten ergeben sich zu:

$$\begin{aligned}\alpha_0 & 9594.68(7) \\ \alpha_1 & -1.162090(8)\end{aligned}$$

²Als Ergebnis erhält man hier Channels. Um auf mV zu gelangen, muss lediglich der erhaltene Wert mit dem Wert der Auflösung aus Tabelle 1 multipliziert werden

Der Fehler, welcher an diesen Werten haftet, kommt einerseits wieder von den Schwankungen in y-Richtung, andererseits muss mit Fehlerfortpflanzung gerechnet werden, da auch die Referenzkurve bereits mit Fehlern behaftet ist.

Die Standardabweichung für diesen digitalen Ausgang beträgt $\sim 2.57\text{mV}$. Dies ist wieder ein sehr guter Wert wie auch das Bestimmtheitsmaß zeigt welches sich zu 99.9999% ergibt.

In Abbildung 18 ist die Auswertung erneut in einem Diagramm zusammengefasst.

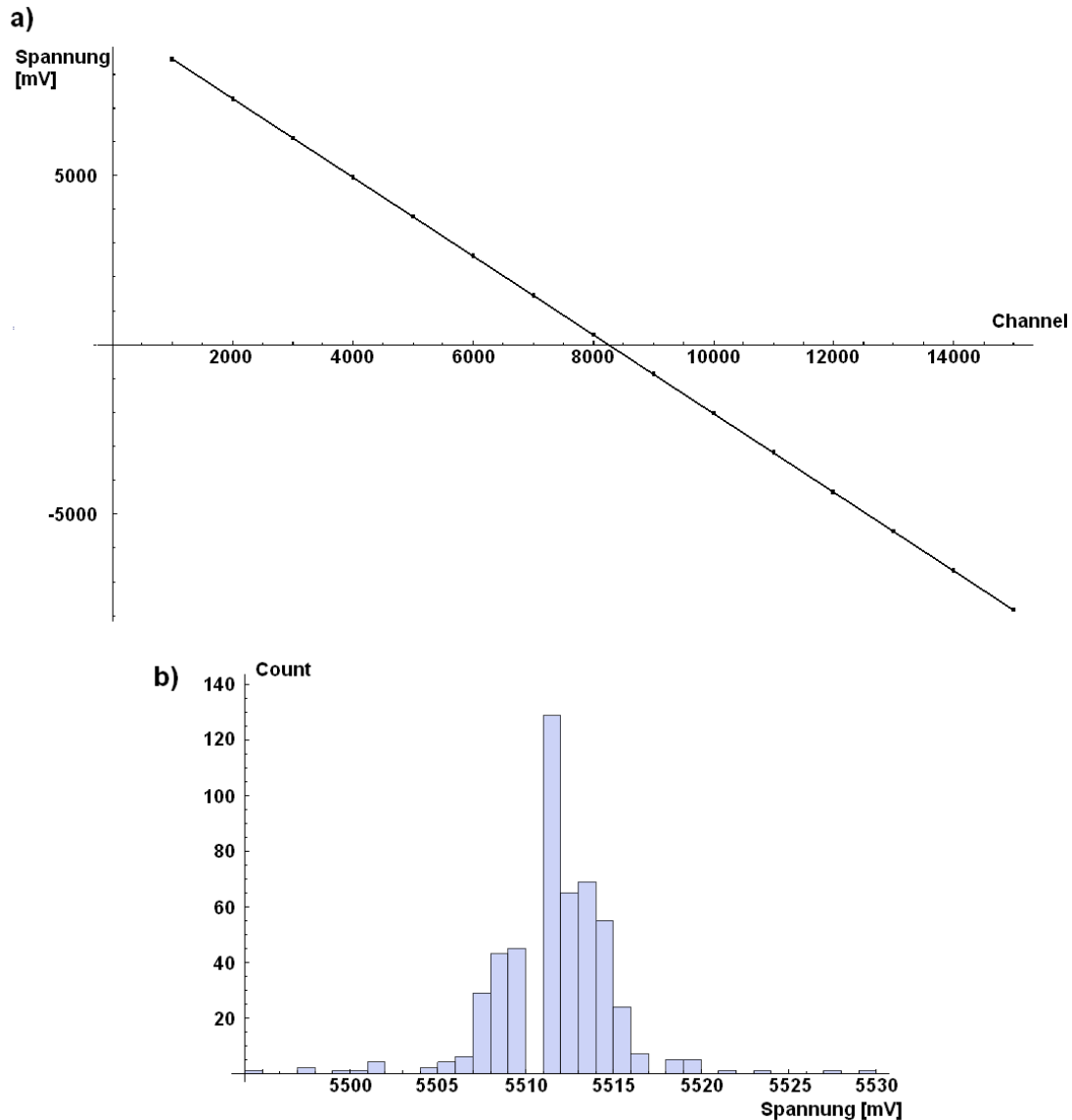


Abb. 18: **a)** Ausgleichsgerade durch die Datenpunkte von DAC-Kanal 1 **b)** Verteilung der Einzelmessungen für einen Datenpunkt

4 Kalibrierungswerte

4.1 Box FTQ0P4QT

4.1.1 ADC

Kanalnummer	Slope [ch/mV]	Intercept [ch]	Range	σ [mV]
1	-0.808883(7)	7731.55(3)	9V bis -9V	3.35
2	-0.808151(8)	7713.30(4)	9V bis -9V	3.58
3	-6.55901(27)	8251.91(17)	1V bis -1V	1.9
4	-0.809121(7)	7739.55(4)	9V bis -9V	3.12
5	-0.809031(7)	7709.12(4)	9V bis -9V	3.1
6	-6.55234(23)	8217.91(14)	1V bis -1V	1.6
7	-0.809075(5)	7753.16(3)	9V bis -9V	2.94
8	-0.808424(6)	7748.67(3)	9V bis -9V	3.46
9	-6.58461(14)	8203.85(9)	1V bis -1V	0.99
13	-0.857729(6)	8214.53(3)	9V bis -9V	2.37
14	-0.858065(9)	8226.02(5)	9V bis -9V	3.67
15	-0.857726(6)	8224.62(3)	9V bis -9V	2.4
16	-0.857496(5)	8233.33(2)	9V bis -9V	1.86

Tab. 4: Werte der Box FTQ0P4QT für die Kalibrierung des Analog-Digital-Wandlers

4.1.2 DAC

Kanalnummer	Slope [ch/mV]	Intercept [ch]	Range	σ [mV]
1	-1.162090(8)	9594.68(7)	9V bis -9V	2.57
2	-1.164250(8)	9623.32(7)	9V bis -9V	2.49
3	-1.162440(8)	9576.81(7)	9V bis -9V	2.47
4	-1.160270(8)	9566.63(7)	9V bis -9V	2.51
5	-1.163220(8)	9569.97(7)	9V bis -9V	2.51
6	-1.160140(8)	9565.23(7)	9V bis -9V	2.56
7	-1.15929(3)	9534.78(30)	9V bis -9V	2.67
8	-1.158860(8)	9574.97(8)	9V bis -9V	2.71
9	-1.158720(8)	9587.87(8)	9V bis -9V	2.69
10	-1.161300(5)	9590.42(5)	9V bis -9V	1.66
11	-1.158650(5)	9555.04(5)	9V bis -9V	1.71
12	-1.161210(5)	9579.28(5)	9V bis -9V	1.74
13	-1.158090(5)	9558.48(5)	9V bis -9V	1.62
14	-1.160840(5)	9571.09(5)	9V bis -9V	1.67
15	-1.157470(5)	9576.44(4)	9V bis -9V	1.58
16	-1.156660(5)	9543.97(4)	9V bis -9V	1.51

Tab. 5: Werte der Box FTQ0P4QT für die Kalibrierung des Digital-Analog-Wandlers

4.2 Box FTR0LIUL

4.2.1 ADC

Kanalnummer	Slope [ch/mV]	Intercept [ch]	Range	σ [mV]
1	-0.807208(20)	7774.35(10)	9V bis -9V	9.87
2	-0.804731(24)	7734.80(12)	9V bis -9V	10.29
3	-6.56373(112)	8196.52(73)	1V bis -1V	8.23
4	-0.804961(22)	7733.83(12)	9V bis -9V	9.62
5	-0.804496(24)	7756.44(12)	9V bis -9V	10.14
6	-6.56287(113)	8209.85(71)	1V bis -1V	8.06
7	-0.808256(22)	7776.6(11)	9V bis -9V	9.29
8	-0.807000(22)	7767.13(11)	9V bis -9V	9.44
9	-6.5635(111)	8194.05(70)	1V bis -1V	7.95
13	-0.858947(10)	8233.75(5)	9V bis -9V	4.16
14	-0.858270(11)	8259.78(5)	9V bis -9V	4.25
15	-0.858658(11)	8212.96(5)	9V bis -9V	4.27
16	-0.857523(10)	8259.11(5)	9V bis -9V	4.24
17	-1.56766(3)	15883.00(14)	0V bis 9V	3.31
18	-1.569440(28)	15892.30(13)	0V bis 9V	3.09
19	-1.56918(3)	15889.00(14)	0V bis 9V	3.33
20	-1.56669(3)	15898.50(14)	0V bis 9V	3.30
21	-1.56681(3)	15869.50(15)	0V bis 9V	3.38
22	-1.56673(3)	15867.30(14)	0V bis 9V	3.21
23	-1.56708(3)	15887.70(13)	0V bis 9V	3.13
24	-1.56802(3)	15886.10(14)	0V bis 9V	3.30
25	-1.574450(27)	15934.30(13)	0V bis 9V	2.94
26	-1.572990(27)	15918.60(13)	0V bis 9V	3.02
27	-1.570560(28)	15897.30(13)	0V bis 9V	3.07
28	-1.574190(27)	15953.70(16)	0V bis 9V	2.93
29	-1.572570(53)	15986.60(25)	0V bis 9V	5.84
30	-1.570590(51)	15892.30(25)	0V bis 9V	5.69
31	-1.571380(51)	15961.00(24)	0V bis 9	5.61
32	-1.569780(55)	15936.60(26)	0V bis 9V	6.10

Tab. 6: Werte der Box FTR0LIUL für die Kalibrierung des Analog-Digital-Wandlers

4.2.2 DAC

Kanalnummer	Slope [ch/mV]	Intercept [ch]	Range	σ [mV]
1	-0.594511(5)	9446.72(5)	0V bis 9V	3.28
2	-1.167950(8)	9476.09(7)	9V bis -9V	2.43
3	-1.16434(3)	9431.28(24)	9V bis -9V	2.32
4	-1.163570(8)	9409.52(7)	9V bis -9V	2.43
5	-1.167420(7)	9447.65(7)	9V bis -9V	2.36
6	-1.164740(7)	9409.44(7)	9V bis -9V	2.31
7	-1.164950(8)	9444.27(7)	9V bis -9V	2.46
8	-1.163290(7)	9424.33(7)	9V bis -9V	2.34
9	-1.164830(7)	9427.54(6)	9V bis -9V	2.33
10	-1.166400(7)	9429.69(7)	9V bis -9V	2.37
11	-1.166510(7)	9431.18(7)	9V bis -9V	2.33
12	-1.165620(7)	9451.29(7)	9V bis -9V	2.37
13	-1.165680(7)	9447.49(7)	9V bis -9V	2.37
14	-1.164440(7)	9401.95(7)	9V bis -9V	2.35
15	-1.164340(7)	9461.09(6)	9V bis -9V	2.29
16	-1.164770(7)	9443.23(7)	9V bis -9V	2.33

Tab. 7: Werte der Box FTR0LIUL für die Kalibrierung des Digital-Analog-Wandlers

5 Diskussion der Ergebnisse

Wie in Punkt 3 bereits angedeutet, wird nun behandelt warum die dort vorgestellte Konfiguration verwendet wurde. Den Anfang macht die Anzahl der Datenpunkte. Idealerweise würde man bei der kleinst möglichen Spannung beginnen und anschließend Schrittweise die Spannung um den in Tabelle 1 errechneten Wert erhöhen. Man würde so auf $2^n - 1$ Datenpunkte kommen. Dies ist einerseits sehr mühsam und zeitaufwendig, andererseits nicht zielführend. Deshalb wurde die Anzahl so gewählt, dass mit angenehmen Spannungswerten (0.2V, 1V bzw. 2V Schritte) gearbeitet werden kann und das der Messaufwand gering gehalten wird.

Bei der Anzahl der Einzelmessungen pro Datenpunkt, ist nach einem ähnlichen Prinzip vorgegangen worden. Im Sinne der Fehlerrechnung würde man unendlich viele Messungen pro Datenpunkt durchführen. Da diese Vorgangsweise von eher unpraktischer Natur ist, wurde die Anzahl der Messungen auf 500 festgelegt. Die resultierende Messzeit wird somit gering gehalten, aber es sind dennoch genug Datenpunkte vorhanden um zu einen aussagekräftigen Mittelwert zu gelangen.

Wie bereits erwähnt, ist man durch die Logic Box auf eine untere Grenze der Abtastrate von 30ms begrenzt. Im Grunde stellt dies kein Problem dar, da nur ein konstantes Signal untersucht wird. Man wird dadurch aber der Möglichkeit beraubt, mittels Signalanalyse (Fourieranalyse) das Rauschen in seine einzelnen Störanteile zu zerlegen. Eine der vermutlich stärksten Rauschquellen im q-Bounce Labor, stellt der Netzbrumm dar. Dies ist ein Störsignal mit 50Hz, welches durch die Wechselspannung des Stromnetzes hervorgerufen wird. Dieses Rauschen kann einerseits durch einen schlecht geschirmten Versuchsaufbau eingefangen werden (Deshalb sollten die Kabellängen immer so kurz als möglich gehalten werden), andererseits durch das an der Logic Box verwendete Netzteil. Da die Logic Box mit Gleichstrom betrieben wird, muss die Wechselspannung zuerst Gleichgerichtet werden. Bei diesem Vorgang bleibt immer eine gewisse Restwelligkeit. Das Rauschen durch zu lange Kabel, könnte man zum Beispiel durch einen geeigneten Tiefpassfilter am ADC-Eingang abfangen. Gegen die Restwelligkeit ist man jedoch mehr oder weniger machtlos. Die einzige Möglichkeit wäre die Verwendung eines anderen Netzteils mit besseren Spezifikationen in dieser Hinsicht.

Der Netzbrumm hat eine Periodendauer von 20ms. Nach Nyquist (siehe Gleichung 3) müsste man demnach mindestens mit 10ms oder 100Hz abtasten. Also ist die mögliche Abtastrate zu gering, um eine zufriedenstellende Signalanalyse bezüglich dieser Störquelle durchzuführen.

Nachfolgend sollen nun die Kalibrierungswerte aus den Tabellen 4 bis 7 diskutiert werden.

Diese Werte sind für den angegebenen Bereich gültig. Außerhalb von diesem, kann dies nicht mehr mit Sicherheit gewährleistet werden. Es handelt sich hier jedoch nur mehr um einen sehr kleinen Bereich, da der maximal bzw. minimal Wert $\pm 9.5V$ ist. Außerdem ist der errechnete Fehler nur für das q-Bounce Labor gültig. In einem anderen Labor können zusätzlich noch andere Störeinflüsse auftreten.

Betrachtet man diese Tabellen, erkennt man, dass die Eingänge welche am D-SUB 25 Stecker liegen, mit größeren Fehlern behaftet sind. Dies sind die differentiellen Eingänge sowie die Temperaturfühler. Außerdem sind die Werte der LB02 generell mit etwas grö-

ßeren Fehler behaftet als die der LB01. Warum dies so ist wird später behandelt.

Die eigentliche Funktion der differentiellen Eingänge ist wie bereits besprochen, das auftretende Rauschen etwas zu kompensieren. Nun stellt sich die Frage, warum genau das Gegenteil der Fall ist.

Die Antwort liegt hier einerseits in der Ausführung des verwendeten D-SUB 25 Adapters, andererseits in der Art und Weise wie die Kalibrierung durchgeführt wurde. Bei diesem Adapter wird jeder Pin durch ein kurzes Stück Kabel auf eine LEMO Buchse geführt. Die Außenleiter dieser Buchsen liegen alle auf der selben Masse. Das bedeutet, falls von irgendeinem Anschluss eine Störung auf die Masse übertragen wird, hat das Auswirkungen auf alle restlichen Eingänge. Nun wurde die Kalibrierung so durchgeführt, dass immer nur die zu kalibrierenden Eingänge angeschlossen waren. Alle anderen Anschlüsse hingen lose daneben. Da diese nicht zusätzlich geschirmt wurden, wirken alle wie eine Art Antenne. Dies könnte man verhindern, indem bei allen Buchsen der Außen- mit dem Innenleiter mittels eines Abschlusswiderstandes verbunden wird.

Da beim Experiment nur drei Winkelmesser existieren und somit die Anschlüsse des vierten Sensors immer lose sind, ist diese Maßnahme nicht nur bei der Kalibrierung sondern generell empfehlenswert.

Dies führt direkt zu dem Grund, warum nur die Sensoren 1-3 kalibriert wurden und die Kanäle des vierten Sensors (Kanal 10,11 und 12) nicht. Es ist kein vierter Sensor vorhanden. Zwar hätte man diesen ebenfalls hinzunehmen können, jedoch driften die Werte der einzelnen Bauteile aufgrund von Verschleiß mit der Zeit. Nach einem gewissen Intervall muss demnach die Kalibrierung erneut durchgeführt werden. Sollte zu diesem Zeitpunkt ein vierter Sensor benötigt werden, kann dieser auch kalibriert werden.

Nun soll der Unterschied zwischen den Werten der LB01 und der LB02 behandelt werden. Ein Vergleich zeigt deutlich, dass die LB01 kleinere Fehler aufweist. Die beiden Logic Boxen unterscheiden sich Grundsätzlich im Aufbau. Während bei der LB01 nur 16 ADC- sowie DAC-Kanäle vorhanden sind, besitzt die LB02 darüber hinaus noch 16 weitere ADC-Kanäle. Außerdem sind die beiden Boxen nicht an derselben Spannungsversorgung angeschlossen. Während die LB01 in einem neu gekauften Crade eingebaut war, wurde die LB02 in einem älteren Modell betrieben. Um die Auswirkungen der Spannungsversorgung auf die erhaltenen Messwerte zu bestimmen, wurde die LB02 zum Vergleich ebenfalls in ein neueres Modell eingebaut. Die Vergleichsmessung zeigte, dass sich der Fehler um **30%** reduzierte. Die Koeffizienten der Ausgleichsgerade blieben weitestgehend gleich. Lediglich an der fünften Stelle nach dem Komma war ein Unterschied erkennbar. Dies ist ein beachtliches Ergebnis, da es die Auswirkungen der Spannungsversorgung auf die gesamte Kalibrierung deutlich macht.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass bei beiden Logic Boxen sehr gute Werte erreicht wurden. Um noch bessere Ergebnisse zu erhalten, sollte unbedingt ein Augenmerk auf die verwendete Spannungsversorgung gelegt werden. Außerdem sollte das Design des D-SUB Adapters überdacht werden oder zumindest die Innenleiter der nichtbenötigten Anschlüsse auf Masse gelegt sein. Für eine weiter Verbesserung könnte wie bereits erwähnt, ein Filter an den Eingängen verwendet werden, um nur einen gewissen Frequenzbereich zuzulassen.

A Anhang

A.1 VBScript für die Datenauswertung

```
On Error Resume Next
Const ForReading = 1, ForWriting = 2
Dim WshShell
Dim fso
Dim Path, f, files
Dim FullStream, str, channel

Set WshShell = WScript.CreateObject("WScript.Shell")
Set fso = CreateObject("Scripting.FileSystemObject")

Function Append(ByVal FilePath, ByVal voltage)
    Set Datei = fso.OpenTextFile(FilePath,ForReading)
    stream = ""
    Datei.ReadLine
    Do While Datei.AtEndOfLine <> true
        data = Datei.ReadLine
        ch = Split(data,chr(9))
        stream = stream+CStr(voltage) +chr(9)+CStr(ch(7))+vbCrLf
    Loop
    Datei.Close
    Append = stream
End Function

Path = WshShell.CurrentDirectory
Set f = fso.GetFolder(Path)
Set files = f.Files
FullStream = ""

For Each file In files
    If Instr(file.name,".dat") Then
        str=Split(Replace(file.name,".dat",""),"_")
        FullStream = FullStream+Append(file,str(4))
        channel = str(3)
    End If
Next

FullStream = Replace(FullStream,",",".")
Set Datei = fso.OpenTextFile(channel+".dat",ForWriting,true)
Datei.Write(FullStream)
Datei.Close
```

Literatur

1. Böhmer, Ehrhardt & Oberschelp. *Elemente der angewandten Elektronik* 16. Auflage (Vieweg und Teubner, 2010).
2. Tietze & Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik* 12. Auflage (Springer, 2002).
3. http://www.physi.uni-heidelberg.de/Einrichtungen/EW/Geraete/DL700_LogicBox/Docs/LogicBox_4_0.pdf. Elektrowerkstatt, Universität Heidelberg (2011).
4. Durstberger-Rennhofer, K., Jenke, T. & Abele, H. *Probing neutron's electric neutrality with Ramsey Spectroscopy of gravitational quantum states of ultra-cold neutrons* arXiv:1105.6180v1 (Atominstitut, Vienna University of Technology, 2011).
5. Lang & Pucker. *Mathematische Methoden in der Physik* 2. Auflage (Spektrum, 2005).
6. *2400 Series Source Meter User's Manual* Keithly Instruments (Cleveland, Ohio, USA, 2002).
7. *Power supply HMP4030/4040 Manual* HAMEG Instruments GmbH (Mainhausen, Hessen, Deutschland, 2012).