

**Fakultät für Physik und Astronomie**  
**Universität Heidelberg**

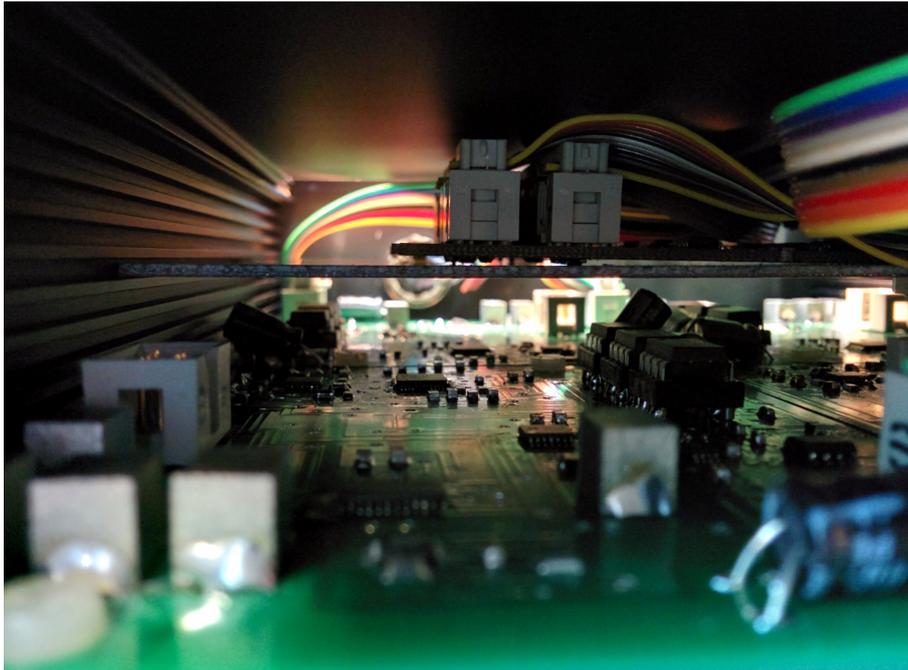
Bachelorarbeit in Physik  
eingereicht von

**Tim Sailer**

geboren in Villingen-Schwenningen (Deutschland)

**2015**

# Aufbau einer Präzisionsspannungsquelle für das ALPHATRAP-Experiment



Diese Bachelorarbeit wurde von Tim Sailer am  
Max-Planck-Institut für Kernphysik in Heidelberg  
unter der Betreuung von  
Prof. Dr. Klaus Blaum und Dr. Sven Sturm ausgeführt.

## **Zusammenfassung**

Das ALPHATRAP-Experiment am Max-Planck-Institut für Kernphysik soll den  $g$ -Faktor des gebundenen Elektrons in schweren hochgeladenen Ionen mit Hilfe einer Penningfalle messen. Die Bestimmung der Eigenfrequenzen des Ions erfolgt durch die Messung induzierter Spiegelströme mit hochempfindlichen, kryogenen Verstärkern. Zur Versorgung der Detektionselektronik sowie zur Erzeugung einer stabilen Spannung für die Fallenelektroden ist im Rahmen dieser Arbeit eine Präzisionsspannungsquelle aufgebaut worden. Dabei sollen vor allem die kritischen Punkte der Entwicklung, Besonderheiten zur Erreichung der Stabilität sowie Layout, Dimensionierung und Auswahl der Bauteile betrachtet werden. Die hier entwickelte Spannungsquelle erreicht eine Stabilität (relative Allan Deviation) von  $1.8 \times 10^{-7}$  im Bereich von 15 s bis 30 s bei Spannungen im Bereich von  $\pm 10$  V und übertrifft damit die geforderte Stabilität um etwa eine Größenordnung.

## **Abstract**

The ALPHATRAP-experiment at the Max-Planck-Institute for Nuclear Physics is designed to measure the  $g$ -factor of the bound electron of heavy highly charged ions with the help of a Penning trap. The eigenfrequencies are determined by measuring the induced mirror currents with highly sensitive, cryogenic amplifiers. To supply the precision electronics and to generate a stable voltage for the trap-electrodes a precision power supply was built within this thesis. The priority of this thesis will be the critical points for development, special features to achieve the stability as well as the layout and the selection of the used parts. The developed power supply reached a stability (relative Allan deviation) of  $1.8 \times 10^{-7}$  in a voltage range of  $\pm 10$  V on the timescale of about 15 s to 30 s and exceeds the demanded stability by about one order of magnitude.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung und Überblick</b>	<b>1</b>
1.1	Penningfallen . . . . .	2
1.2	Der g-Faktor und Larmorfrequenz . . . . .	4
1.3	Das ALPHATRAP-Experiment . . . . .	5
1.4	Anforderungen an die Spannungsquelle . . . . .	8
<b>2</b>	<b>Allgemeiner Aufbau und Auswahl der Bauteile</b>	<b>9</b>
2.1	Die Bauteile . . . . .	10
<b>3</b>	<b>Besonderheiten des Layouts</b>	<b>11</b>
<b>4</b>	<b>Beschaltung der Bauteile</b>	<b>15</b>
4.1	Spannungsregler . . . . .	15
4.2	Operationsverstärker . . . . .	16
4.3	Der DAC . . . . .	20
4.4	Der ADC . . . . .	21
<b>5</b>	<b>Die Platine</b>	<b>22</b>
<b>6</b>	<b>Messungen</b>	<b>24</b>
<b>7</b>	<b>Fazit und Ausblick</b>	<b>30</b>
	<b>Literatur</b>	<b>31</b>

# Abbildungsverzeichnis

1	Darstellungen von Penningfallen . . . . .	2
2	Bewegung des Ions in der Penningfalle . . . . .	3
3	Gesamtdrehimpulskopplung . . . . .	4
4	Penningfallen-Layout . . . . .	5
5	Magnetische Flasche und AT . . . . .	6
6	Spinflip in Axialfrequenz . . . . .	7
7	Übersicht des Aufbaus der Spannungsquelle . . . . .	9
8	Prinzip der Sternpunktschaltung . . . . .	11
9	Thermospannungs-Ausgleich . . . . .	13
10	Beschaltung Spannungsregler . . . . .	15
11	Bode-Diagramm Operationsverstärker . . . . .	17
12	Nyquist Kriterium . . . . .	18
13	Frequenzgang Korrektur . . . . .	19
14	Crosstalk der Channel, unkorrigiert . . . . .	20
15	Crosstalk der Channel, korrigiert . . . . .	21
16	Foto der fertigen Platine . . . . .	22
17	Layout der fertigen Platine . . . . .	22
18	Spannungsstabilität: Aufwärmvorgang . . . . .	24
19	Allan Deviation Agilent . . . . .	25
20	Ausgangsspannung . . . . .	25
21	Allan Deviation Fluke . . . . .	26
22	4-Kanal Messung . . . . .	27
23	Lastmessung . . . . .	28
24	Messung an einer Penningfalle . . . . .	29

# 1 Einleitung und Überblick

Die hochpräzisen Messungen mit gespeicherten Ionen, wie die Bestimmung des Lambshiffts [1], der Hyperfeinstruktur [2] oder des  $g$ -Faktors des gebundenen Elektrons [3] und des freien Elektrons [4] erlauben eine sehr genaue Überprüfung der Vorhersagen der Quantenelektrodynamik (QED). Diese beschreibt das Verhalten und die Wechselwirkung von elektromagnetischen Feldern und geladenen Teilchen für alle Energien und Feldstärken. Die exakteste Überprüfung der QED gelang bisher durch die Messung des  $g$ -Faktors des freien Elektrons mit einer Unsicherheit von nur  $0.7 \times 10^{-9}$  [4]. Die Bestimmung des  $g$ -Faktors eines in wasserstoffartigem Silizium  $^{28}\text{Si}^{13+}$  gebundenen Elektrons lieferte die genaueste Überprüfung der QED für starke Felder mit einer Genauigkeit von  $4 \times 10^{-11}$  [5] und die Messung an lithiumartigem Silizium  $^{28}\text{Si}^{11+}$ , mit einer Genauigkeit von  $1.1 \times 10^{-9}$  [3], den genauesten Test für Mehrelektronensysteme in starken Feldern. Alle Ergebnisse befanden sich dabei in Übereinstimmung mit der Theorie, womit die Quantenelektrodynamik die am genauesten überprüfte Theorie überhaupt ist.

Das ALPHATRAP-Experiment am Max-Planck-Institut für Kernphysik soll nun den  $g$ -Faktor des gebundenen Elektrons an schweren hochgeladenen Ionen aus der Heidelberg-EBIT [6] bis  $^{208}\text{Pb}^{81+}$  bestimmen. Das Elektron ist dabei Feldstärken von bis zu  $10^{16} \frac{\text{V}}{\text{cm}}$  [7] ausgesetzt. Falls durch die Messungen bei diesen extremen Bedingungen Abweichungen zu den theoretisch berechneten Werten gefunden werden, könnte das auf eine der QED übergeordnete Theorie schließen lassen.

## 1.1 Penningfallen

Die Penningfalle stellt eine wichtige Grundlage für Messungen höchster Präzision dar. Im Folgenden soll auf die Eigenschaften einer solchen Ionenfalle eingegangen werden. Geladene Teilchen können in einer Penningfalle gespeichert werden, indem ein starkes homogenes Magnetfeld in radialer Richtung sowie ein schwächeres elektrostatisches Quadrupolfeld in axialer Richtung angelegt wird [9].

Bewegt sich ein geladenes Teilchen der Geschwindigkeit  $\vec{v}$  mit einem spezifischen Ladungs-zu-Masseverhältnis  $q/m$  in diesem Magnetfeld  $\vec{B} = B\vec{e}_z$ , so erfährt es die Lorentz-Kraft:

$$\vec{F}_L = q \cdot \vec{v} \times \vec{B}. \quad (1.1)$$

Diese Kraft zwingt das Teilchen auf eine Kreisbahn mit der sog. Zyklotronfrequenz

$$\nu_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{q}{m} \cdot B, \quad (1.2)$$

wodurch es in radialer Richtung in der Falle eingeschlossen ist. Die axiale Bewegung des Teilchens wird durch das schwache elektrostatische Quadrupolfeld der Form

$$\Phi(x, y, z) = \frac{V_0}{2d^2} \left( z^2 - \frac{1}{2}(x^2 + y^2) \right) \text{ mit } d^2 = \frac{1}{2} \left( z_0^2 + \frac{r_0^2}{2} \right) \quad (1.3)$$

begrenzt, das durch eine hyperbolische Form der Elektroden erzeugt werden kann. Dabei ist  $2r_0$  der Durchmesser des inneren Rings an der engsten Stelle und  $2z_0$  der geringste Abstand der Endkappen (siehe Abbildung 1).  $V_0$  entspricht der zwischen den Endkappen und Ringelektroden angelegten Potentialdifferenz; der eingeführte Faktor  $d$  wird als charakteristische Fallengröße bezeichnet [10].

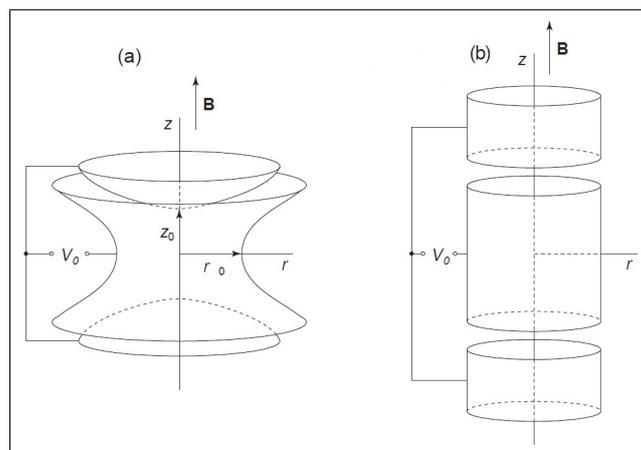


Abbildung 1: Darstellung einer Penningfalle mit hyperbolischen (a) bzw. zylindrischen Elektroden sowie dem Magnetfeld  $\vec{B}$  [11].

Durch Lösen der Bewegungsgleichungen des Ions, unter Annahme eines idealen Quadrupolfeldes, erhält man drei unabhängige Bewegungsmoden mit den folgenden Eigenfrequenzen:

$$\nu_z = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{qV_0}{md^2}} \quad (1.4)$$

was einer harmonischen Oszillation in axialer Richtung entspricht, sowie die beiden radialen Bewegungsmoden mit den Frequenzen:

$$\nu_+ = \frac{\nu_c}{2} + \sqrt{\frac{\nu_c^2}{4} - \frac{\nu_z^2}{2}} \quad (1.5)$$

$$\nu_- = \frac{\nu_c}{2} - \sqrt{\frac{\nu_c^2}{4} - \frac{\nu_z^2}{2}}. \quad (1.6)$$

Diese entsprechen harmonischen Bewegungen um das Fallenzentrum,  $\nu_+$  wird als reduzierte Zyklotronfrequenz und  $\nu_-$  als Magnetronfrequenz bezeichnet. Die Gesamtbewegung ergibt sich aus der Überlagerung der drei Bewegungen, wie in Abbildung 2 dargestellt.

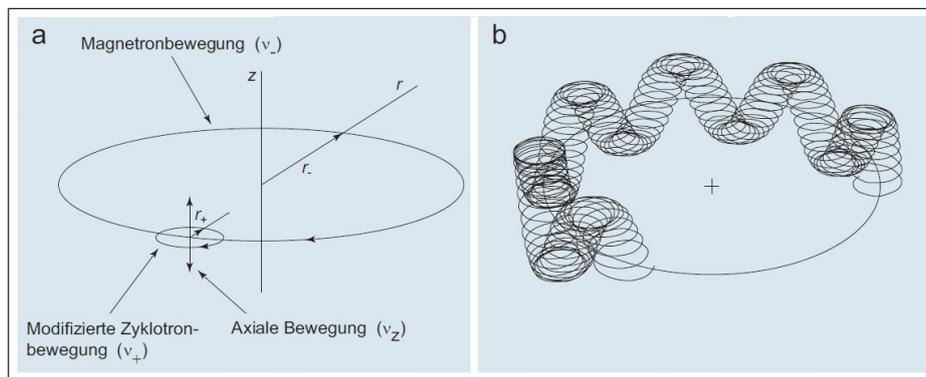


Abbildung 2: Darstellung der drei Bewegungen (a) sowie deren Überlagerung (b) in einer Penningfalle [11].

Das Invarianz-Theorem nach Brown und Gabrielse [9] besagt, dass sich aus den Eigenfrequenzen die tatsächliche freie Zyklotronfrequenz  $\nu_c$  berechnen lässt. Diese ist unabhängig von Verkippungen der Falle oder Elliptizitäten [9]:

$$\boxed{\nu_c^2 = \nu_+^2 + \nu_-^2 + \nu_z^2}. \quad (1.7)$$

Hiermit kann also durch Messung der drei unabhängigen Frequenzen die Zyklotronfrequenz berechnet werden.

## 1.2 Der g-Faktor und Larmorfrequenz

Eine auf einer Kreisbahn bewegte Ladung mit dem Bahndrehimpuls  $\vec{L}$  und der Masse  $m$  besitzt ein magnetisches Moment

$$\vec{\mu}_l = \frac{q}{2m} \vec{L}. \quad (1.8)$$

Quantenmechanisch muss, zum Beispiel für das hier betrachtete gebundene Elektron, statt des Bahndrehimpulses allerdings der Gesamtdrehimpuls  $\vec{J} = \vec{L} + \vec{S}$  betrachtet werden, der den Spin des Teilchens berücksichtigt. Der g-Faktor oder Landé-Faktor entspricht dann dem Verhältnis des magnetischen Moments  $\mu$  des Teilchens zu dessen Gesamtdrehimpuls  $J$ :

$$\vec{\mu} = g_j \frac{q}{2m} \vec{J}. \quad (1.9)$$

Die Aufspaltung des Gesamtdrehimpulses ist in Abbildung 3 veranschaulicht.

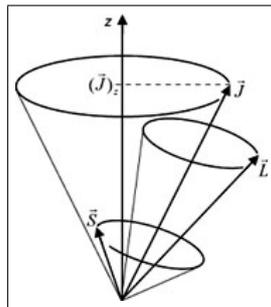


Abbildung 3: Bahndrehimpuls  $\vec{L}$  und Spin  $\vec{S}$  präzedieren um den von ihnen aufgespannten Gesamtdrehimpuls  $\vec{J}$  [12].

Betrachtet man nun den Grundzustand, wo sich das Elektron im 1s-Zustand befindet, ist der Bahndrehimpuls  $\vec{L} = 0$ . Der Gesamtdrehimpuls ist damit nur noch vom Spin abhängig. Der Elektronenspin richtet sich aufgrund des resultierenden Moments in einem angelegten Magnetfeld parallel oder antiparallel zu den Magnetfeldlinien aus. Dadurch kommt es zu einer Energieaufspaltung der beiden Zustände, die als Zeeman-Effekt bezeichnet wird [14]. Die Energie dieser Aufspaltung entspricht  $\Delta E = \Delta \mu_s \cdot B$ , wobei  $\mu_s = g_s \cdot \mu_B \cdot \vec{s}/\hbar$ . Da der Spin des Elektrons  $\vec{s} = \pm 1/2 \cdot \hbar$  ist, entspricht  $\Delta E = h \cdot \nu_L$ , mit der Larmorfrequenz  $\nu_L$ . Sie beschreibt die Frequenz einer Präzession des Drehimpulses eines Teilchens mit magnetischem Dipolmoment um die Achse des angelegten B-Feldes und es gilt:

$$\nu_L = \frac{1}{2} \cdot g_s \cdot \frac{e}{m_e} \cdot B. \quad (1.10)$$

Der g-Faktor kann nun aus der Messung der Larmorfrequenz  $\nu_L$  und der Zyklotronfrequenz  $\nu_C$  durch Kombination der Gleichungen (1.2) und (1.10) berechnet werden:

$$g = 2 \cdot \frac{\nu_L}{\nu_C} \cdot \frac{m_e}{e} \cdot \frac{q}{m}. \quad (1.11)$$

### 1.3 Das ALPHATRAP-Experiment

Das ALPHATRAP-Experiment erhält Ionen von bis zu  $^{208}\text{Pb}^{81+}$  aus der Heidelberg-EBIT [6]. Diese werden durch eine Beamline mit Ionenoptikeinheiten zur Falle transportiert, die sich in einem Flüssigheliumkryostaten befindet. Zur Messung wird ein Penningfallensystem aus Analysefalle (AT) und Präzisionsfalle (PT) verwendet, wie in Abbildung 4 dargestellt.

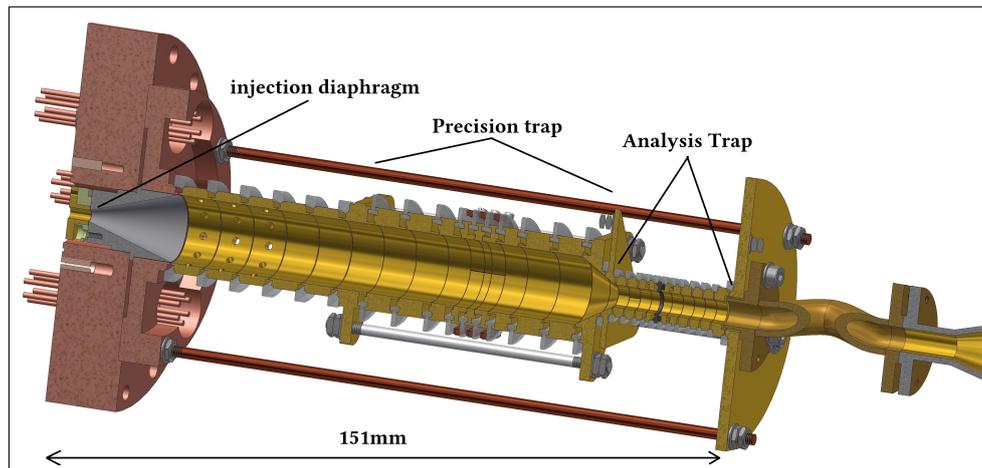


Abbildung 4: Technische Zeichnung des Fallensystems mit Analysefalle und Präzisionsfalle. Das Strahlrohr, über das die Ionen in die Falle gebracht werden, ist ebenfalls dargestellt [13].

Zur Erzeugung der schweren hochgeladenen Ionen (charge breeding) ist eine hohe Ionisierungsenergie nötig. Um diese aufzubringen, sind hohe Spannungen erforderlich, die nur in einem sehr großen Aufbau (siehe Heidelberg EBIT [6]) erzeugt werden können. Die Ionen müssen daher durch ein Strahlrohr aus dem Raumtemperaturbereich in die Falle gebracht werden, was unter anderem stark erschwerte Anforderungen an das nötige kryogene Vakuum mit sich bringt.

Ist ein Ion erfolgreich in die Falle gebracht worden, bewegt es sich dort mit seinen Eigenfrequenzen. Durch die Messung dieser Frequenzen  $\nu_+$ ,  $\nu_-$  und  $\nu_z$  kann nach Gleichung (1.7) die Zyklotronfrequenz  $\nu_c$  berechnet werden. Die Messung der Frequenz erfolgt durch die Messung der durch die bewegte Ladung induzierten Spiegelströme. Diese liegen typischerweise nur im Bereich von fA pro Ionenladungszustand, weshalb kryogene Verstärker und supraleitende, resonante Nachweisschwingkreise nötig sind, um sie messbar zu machen. Die Versorgung dieser Elektronik soll die im Rahmen dieser Bachelorarbeit aufgebaute Spannungsquelle unter anderem übernehmen.

Das Ion wird nun zunächst adiabatisch in die Analyse Falle (AT) überführt. Dort wird dem Magnetfeld eine Inhomogenität überlagert, die durch das vom Spin erzeugte magnetische Dipolmoment eine Kopplung der Spinausrichtung an die axiale Mode bewirkt [15]. Diese Inhomogenität wird durch das Einbringen eines ferromagnetischen Rings in die AT erzeugt. Hierdurch erhält das B-Feld die Form einer sog. magnetischen Flasche, die durch eine quadratische Korrektur in erster Näherung beschrieben werden kann [16]. Es ergibt sich ein Faktor  $B_2$ , der von der Fallengeometrie abhängt und einen direkten Einfluss auf die Größe der Frequenzänderung durch den Spinflip hat.

$$\Delta \vec{B} = B_2 \left[ \left( z_0^2 - \frac{r_0^2}{2} \right) \vec{e}_z - z_0 r_0 \vec{e}_r \right] \quad (1.12)$$

Der detaillierte Aufbau der AT und die Wirkung des ferromagnetischen Rings sind in Abbildung 5 dargestellt.

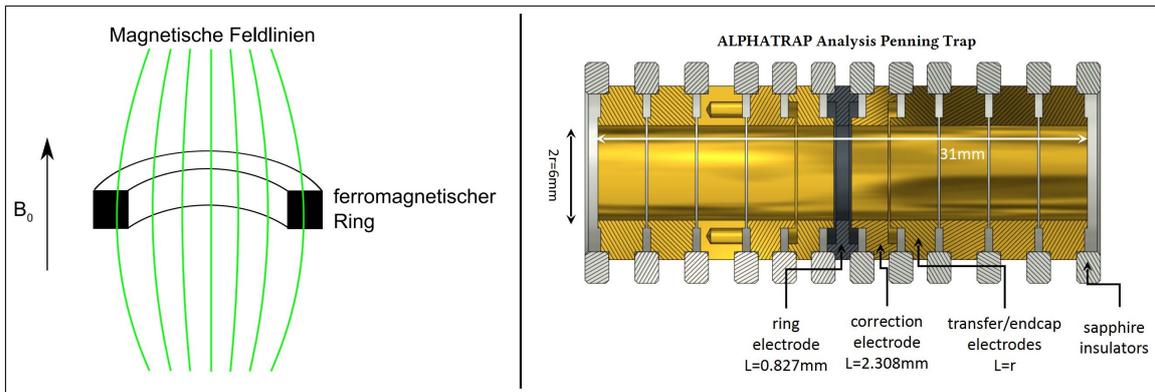


Abbildung 5: Darstellung des Prinzips der magnetischen Flasche in der Analysefalle (links), sowie der Aufbau dieser im ALPHATRAP-Experiment (rechts) [16, 13].

Wenn die Einflüsse auf die Axialfrequenz, wie die Energie des Ions sowie die Elektrodenspannung konstant genug gehalten werden, kann durch die Messung der Axialfrequenz die Ausrichtung des Spins bestimmt werden, da es durch den kontinuierlichen Stern-Gerlach Effekt [17] zu einer Energieaufspaltung. Durch die zusätzliche Kraft, die das magnetische Moment durch die magnetische Flasche erfährt,  $F_z = \mu \cdot \nabla_z(B)$ , kommt es zu einer Frequenzänderung [18]. Allerdings ist durch die vorhandene Inhomogenität eine präzise Messung der radialen Eigenfrequenzen in der AT nicht mehr möglich.

Die Idee ist daher, eine Kombination aus zwei Fallen, der PT und der AT, zu verwenden. Die PT wird genutzt, um die Bewegungsfrequenzen durch die Messung der Spiegelströme zu bestimmen, während in der AT nur die Spinausrichtung detektierbar sein muss. Dazu wird in dieser die Axialfrequenz gemessen, was inklusive der nötigen Kühlung etwa 5 s dauert.

Nach der Messung wird das Ion zurück in die PT überführt, wo durch einen Mikrowellengenerator Photonen eingestrahlt werden, deren Frequenz der in etwa erwarteten Larmorfrequenz entspricht. Ist die Messung der Eigenfrequenzen beendet, wird in der AT erneut die Axialfrequenz gemessen, um die Ausrichtung des Spins zu bestimmen. Ein solcher Zyklus dauert etwa 20 s.

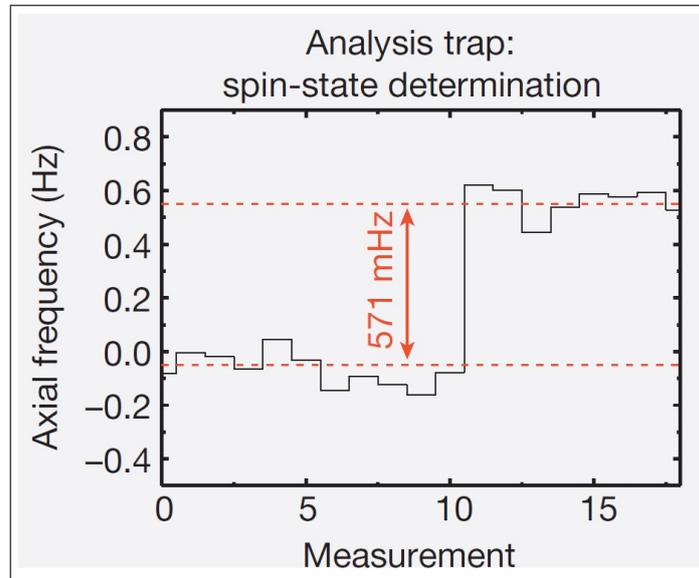


Abbildung 6: Darstellung der gemessenen Axialfrequenz und deren Änderung durch einen Spinflip. Bei dem hier gemessenen Ion ( $^{12}\text{C}^{5+}$ ) handelt es sich um einen Kohlenstoff-Kern mit einem Elektron [19].

Durch häufige Wiederholung mit jeweils leicht veränderter Mikrowellenfrequenz lässt sich die Häufigkeit der Umklapprate gegen die eingestrahlte Frequenz auftragen. Für das Maximum der Kurve entspricht die Frequenz gerade der Larmorfrequenz, da die für ein Umklappen benötigte Energie exakt getroffen wurde. Die Änderung der Axialfrequenz durch die Ausrichtung des Spins (Abbildung 6) wird im ALPHATRAP-Experiment aufgrund der viel schwereren  $^{208}\text{Pb}^{81+}$  Ionen als der in Abbildung dargestellten, sowie einer anderen Fallengeometrie nur etwa 180 mHz betragen. Aus den damit bestimmten Frequenzen kann nun der g-Faktor nach Formel (1.11) berechnet werden.

## 1.4 Anforderungen an die Spannungsquelle

Die an die Spannungsquelle gestellten Anforderungen der Spannungsstabilität sollen aus den Bedingungen zur Versorgung der Fallenelektroden abgeleitet werden, da diese eine höhere Stabilität erfordern, als sie für die Versorgung der Elektronik benötigt wird.

Für die Detektion des Spinflips muss die Änderung der Axialfrequenz von 180 MHz bei ungefähr  $\nu_z = 300$  kHz zwischen zwei Messungen eindeutig erkennbar sein. Damit ist bei einem Spinflip  $\Delta\nu_z/\nu_z = 6 \times 10^{-7}$ , was nach Gleichung (1.4) einer Spannungsänderung von  $\Delta V_0/V_0 \approx 2 \cdot 6 \times 10^{-7} = 1.2 \times 10^{-6}$  entsprechen würde. Die Elektroden der ALPHATRAP Analysefalle sollen mit etwa 2 V betrieben werden. Zwischen aufeinanderfolgenden Messungen liegen etwa 20 s, woraus folgt, dass die Spannung sich in dieser Zeit nur um weniger als 2.4  $\mu$ V ändern darf. Durch einen externen Spannungsteiler könnten auch 10 V verwendet und heruntergeteilt werden, um die Anforderung der Stabilität auf eine Änderung von weniger als 12  $\mu$ V innerhalb von 20 s zu vereinfachen. Damit bleibt die relative Stabilität zwar die gleiche, allerdings ist die Anforderung an die absolute Stabilität damit niedriger, was aufgrund des limitierenden Bauteils (DAC) und dessen absoluten Ausgangsrauschen aber entscheidend ist.

Für die Versorgung der Verstärker ist ein Strom von etwa 1 mA bis 4 mA nötig. Das ist besonders bemerkenswert, da andere Präzisionsspannungsquellen, wie etwa StaReP [8], zwar in der Stabilität überlegen sein werden, jedoch nicht in der Lage sind, einen nennenswerten Strom zu liefern. Verluste der Stabilität folgen unter anderem durch die benötigten niederohmigen Ausgänge. Zusätzlich ist zu beachten, dass die Ströme rauscharm sein sollten – vor allem im Bereich der zu messenden Frequenzen. Das bedeutet für den Zyklotronverstärker eine Rauschamplitude von unter 50 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  bei einer Frequenz von etwa 30 MHz. Für die axialen Frequenzen muss das Rauschen unter 10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  im Bereich von 100 kHz bis 1 MHz liegen, da die nachfolgenden Filter in diesem Bereich eine schwächere Dämpfung als für hohe Frequenzen aufweisen.

Schließlich sollen einige Gate-Spannungen geliefert werden, die lediglich eine Langzeitstabilität von besser als 1 mV benötigen. Allerdings muss die Spannung dazu bipolar im Bereich von  $-3$  V bis 2 V einstellbar sein. Hier fließt kein Strom und das Rauschen ist aufgrund späterer Filterung ebenfalls nicht limitierend.

Da die 16 geforderten Ausgänge im Aufbau identisch sein werden, gilt zusammenfassend:

- Bipolare Spannungen von bis zu  $\pm 10$  V
- Ausgangsströme von einigen mA, es werden hier knapp 10 mA pro Kanal geplant
- Eine Stabilität von besser als  $1.2 \times 10^{-6}$  im 20 s Bereich
- Rauscharm (unter 10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  von 100 kHz bis 1 MHz, unter 50 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  bei 30 MHz.)

## 2 Allgemeiner Aufbau und Auswahl der Bauteile

Im Folgenden soll zunächst ein Überblick über den gesamten Aufbau vermittelt und die grundlegende Funktionsweise erklärt werden. Einzelheiten sowie Erläuterungen zu den verwendeten Bauteilen werden im nächsten Kapitel behandelt.

Die Spannungsquelle besteht zunächst aus drei linearen Spannungsreglern, die +15V, -15V und +5V liefern – diese dienen der Spannungsversorgung aller Bauteile auf der Platine. Nun wird durch Präzisionsspannungsreferenzen eine 5V Spannung erzeugt. Ein Operationsverstärker treibt die erzeugte Spannung, da die Referenzen selbst keinen makroskopischen Strom liefern können bzw. schon bei geringen Strömen die Stabilität nicht mehr gewährleistet wäre [20]. Es folgt ein 16-Bit Digital-Analog-Converter, im Folgenden DAC, um Spannungen von  $\pm 10V$  zu erzeugen. Dahinter befindet sich ein weiterer Operationsverstärker, der die erzeugte Spannung an die Ausgänge anlegt. Schließlich wird ein Analog-Digital-Converter (ADC) verwendet, um die Ausgangsspannung und über einen Lastwiderstand auch den Ausgangsstrom zu messen. Der Aufbau einer Platine ist in Abbildung 7 als Blockdiagramm dargestellt. Durch Kombination 4 solcher Platinen erhält man die geforderten 16 Kanäle:

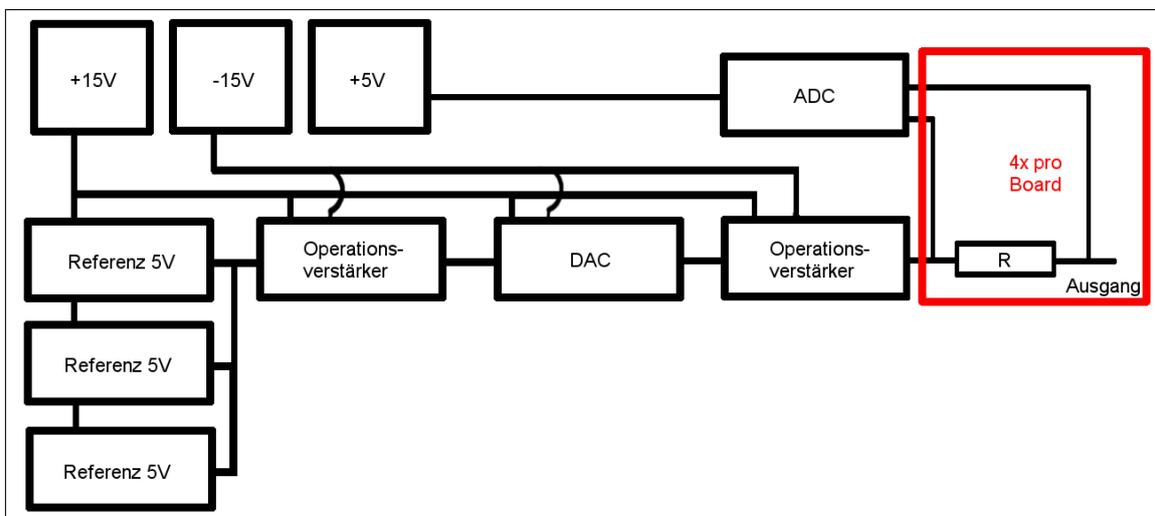


Abbildung 7: Übersicht des Aufbaus der Spannungsquelle. Die Anzahl der dargestellten Kanäle wurde zur besseren Übersicht hier auf einen Kanal reduziert. Im wirklichen Aufbau besitzen sowohl DAC als auch Operationsverstärker (rechts) jeweils 4 Kanäle. Der ADC hat entsprechend 8 Eingänge, wie im Diagramm rot angedeutet.

## 2.1 Die Bauteile

In diesem Kapitel soll auf die im fertigen Aufbau verwendeten Bauteile sowie auf die Gründe ihrer Auswahl eingegangen werden.

Bei den positiven Spannungsregulatoren handelt es sich um das Modell LT-1962 [21]. Das sind spezielle Low-Noise Regulatoren, die ein Rauschen von lediglich  $20 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$  im Bereich von 10 Hz bis 100 kHz aufweisen [21]. Die verwendete Version ist außerdem über einen Bereich von 1.22 V bis 20 V einstellbar.

Als negativer Regulator wird das Modell LT-1175 [22] eingesetzt. Da vom Hersteller keine direkte Angabe zu den einstellbaren Spannungen gemacht wird, wurde anhand der Angaben zu maximalem dauerhaften Eingangsspannung von 20 V [22] und einem Spannungsabfall von maximal 0.7 V [23] überprüft, ob sich auch hier die benötigte Spannung von  $-15 \text{ V}$  einstellen lässt, was der Fall war.

Als Spannungsreferenzen werden LT1021 [24] verbaut. Diese bieten einen geringen Temperaturdrift mit einer maximalen Steigung von  $(5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C})$  sowie ein sehr geringes Rauschen von  $3 \mu\text{V}_{\text{P-P}}$  von 0.1 Hz bis 10 Hz und  $2.5 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$  bis maximal  $4.0 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$  im Bereich von 10 Hz bis 1 kHz [24].

Als Operationsverstärker wird das Modell ADA4077-4 [25] verwendet. Es handelt sich dabei um Hochpräzisionsbauteile mit niedrigem Drift ( $1.2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ) und vier Ausgängen. Der OPV ist in der Lage einen Strom von  $\pm 10 \text{ mA}$  zu treiben und er ist kurzschlussfest. Das bedeutet, dass bei einem Kurzschluss ein maximaler Strom von 22 mA fließt und er dabei nicht zerstört wird.

Bei dem verwendeten DAC handelt es sich um den Typ DAC8734 [26]. Er bietet vier Ausgangskanäle, was den den Aufbau der geplanten 16 Kanäle unterstützt, eine 16-Bit Auflösung und kann bis zu  $\pm 16 \text{ V}$  mit einer bipolaren Verstärkung von 2 liefern. Dazu ist das Rauschen von  $(60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})$  sowie der Verstärkungs-(1 LSB) und der Null-Fehler (0.125 LSB) [26] ebenfalls sehr niedrig, wobei Verstärkungs- und Null-Fehler durch Kalibrierung [43] korrigiert werden können. Der Null-Fehler entspricht dabei der Abweichung der Ausgangsspannung zum Masse-Potential der Platine. Das Rauschen wird außerdem durch den nachfolgenden Operationsverstärker stark (für hohe Frequenzen 40dB) gedämpft, sodass es keine Rolle mehr spielen wird.

Zuletzt bleibt der ADC, für den der MAX1300 [27] gewählt wurde – ein 16-Bit, 8 Kanal ADC, der für eine Eingangsspannung von bis zu  $\pm 16.5 \text{ V}$  [27] ausgelegt ist. Es wird hier allgemein ein recht einfaches Modell verwendet, da die Messungen des ADC nicht besonders präzise sein müssen, sondern nur der Kontrolle dienen.

Die verwendeten Widerstände wurden ihrer Anwendung entsprechend ausgewählt. Prinzipiell ist dabei vor allem auf einen niedrigen Temperaturkoeffizienten zu achten, um die Stabilität nicht zu limitieren.

### 3 Besonderheiten des Layouts

Eine möglichst hohe Stabilität kann nur erreicht werden, indem bereits beim Planen des Layouts der Platine einige Punkte beachtet werden, um so störende Faktoren zu minimieren. In diesem Kapitel soll auf diese Besonderheiten und deren Vorteile eingegangen werden.

Zunächst wird darauf geachtet, sämtliche präzisions-kritische Masseleitungen an einem gemeinsamen Punkt (im Folgenden als Sternpunkt bezeichnet) zu verbinden. Dadurch wird verhindert, dass die Bauteile gegen eine leicht unterschiedliche Masse messen, was durch einen Spannungsabfall abfließender Ströme über den Leiterbahnwiderstand verursacht werden könnte. Besonders kritisch ist das, falls Präzisionsmasseleitungen mit stromführenden Masseleitungen verbunden werden. Werden hochohmige Präzisionsmasseleitungen miteinander verbunden, ist der Effekt nur sehr gering.

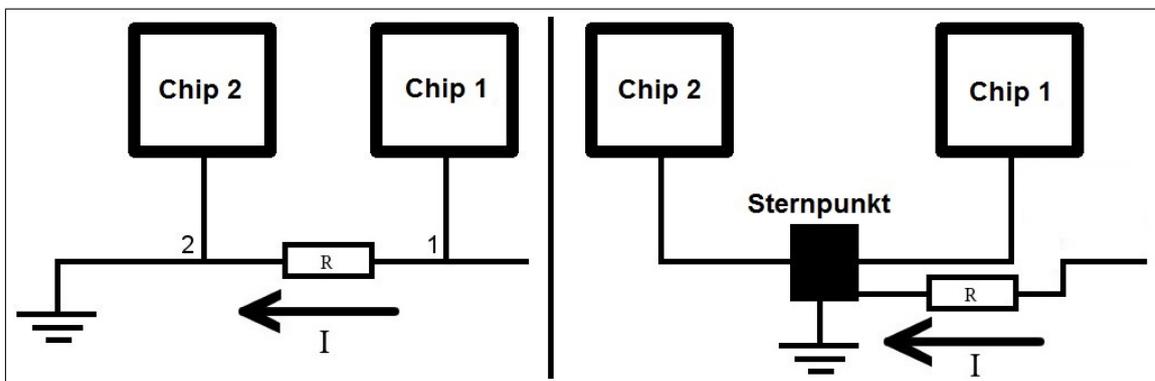


Abbildung 8: Darstellung des Prinzips des Sternpunkts. Die Anschlüsse der Chips 1 und 2 stellen Referenz Masseleitungen dar, über die typischerweise kein nennenswerter Strom fließt. Wird ein Chip jedoch an eine stromführende Leitung zur Masse angeschlossen (links), ergibt sich ein Spannungsabfall zwischen Punkt 1 und 2 über den Leiterbahnwiderstand R. Damit werden von den Chips verschiedene Potentiale als Masse gemessen. Rechts wird dies korrigiert, indem sich alle Leitungen an einer gemeinsamen Massefläche – dem Sternpunkt – treffen. Der Strom fließt nun nicht mehr über Referenzleitungen ab.

Eine weitere Besonderheit ist die in Abbildung 7 dargestellte dreifache Referenz. Der Vorteil hierbei liegt in einer Reduzierung des ohnehin schon sehr geringen Ausgangsrauschen um einen Faktor von  $1/\sqrt{3}$ , wenn von einem unkorrelierten Rauschen ausgegangen wird. Hier könnte außerdem, falls notwendig, durch präzise Charakterisierung und Auswahl passender Referenzen der Temperaturdrift reduziert werden, indem Bauteile mit gegensätzlichem bzw. minimalem Drift gesucht werden.

Bei der Planung des Layouts wurde ebenfalls beachtet kritische Leitungen kurz zu halten,

um deren Induktivität zu minimieren. Dadurch werden mögliche Einkopplungen externer Störsignale sowie die Neigung zu Schwingungen reduziert. Wenn das nicht möglich ist, wird die Leitung nahe am Gerät zusätzlich durch einen Kondensator zur Masse gefiltert.

Wie bereits im Kapitel 2.1 erwähnt, ist auch die Wahl der Widerstände entscheidend. Hier muss vor allem darauf geachtet werden, die Temperaturkoeffizienten entsprechend den gewünschten Anforderungen zu wählen. Wie wichtig das ist, zeigte sich während des Aufbaus deutlich. Bei Verwendung von Widerständen am Ausgangs-Operationsverstärker mit einem Temperaturkoeffizienten von  $\pm 50 \times 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}$  wurden Spannungsschwankungen von bis zu  $\pm 50 \mu\text{V}$  bei einer Spannung von 5 V gemessen. Das wird bereits durch eine Temperaturänderung von etwa  $1^\circ\text{C}$  an einem der Widerstände verursacht, was vor allem durch den zum Zeitpunkt der Messung noch offenen Aufbau und den direkt daneben befindlichen Operationsverstärker ( $\rightarrow$ Hitzeentwicklung) ohne Weiteres möglich war. Ein Test mit Widerständen mit einem Koeffizienten von nur noch  $\pm 0.1 \times 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}$  beseitigte die Schwankungen. Da im geschlossenen Aufbau im Dauerbetrieb aber keine derart extremen Temperaturschwankungen erwartet werden, wurden für die endgültigen Platinen Widerstände mit einem Temperaturkoeffizienten von  $\pm 10 \times 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}$  verwendet. Damit sollten schnelle Temperaturänderungen im Bereich unter  $0.5^\circ/5\text{s}$  die Stabilität nicht beeinflussen, höhere Schwankungen sind unwahrscheinlich.

Schließlich werden noch die Effekte von Thermospannungen an den Widerständen des Ausgangsoperationsverstärker betrachtet. Besteht auf dem Board ein thermischer Gradient, im Abbildung 9 durch  $\Delta T$  dargestellt, entstehen an den Widerständen durch den Temperaturunterschied zwischen den beiden Kontaktstellen der Widerstände und der Leiterbahn Spannungen, falls es sich um verschiedene Metalle handelt. Werden die beiden Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  korrekt ausgerichtet, können diese Spannungen gegeneinander kompensiert werden.

Geht man von kleineren Temperaturdifferenzen zwischen den beiden Kontaktstellen aus, was durch den geringen Abstand (SMD 0805 Widerstand ca. 2 mm) ohne Weiteres möglich ist, sowie von konstanten Koeffizienten aufgrund der Temperaturänderungen innerhalb eines kleinen Intervalls, gilt für die Thermospannung:

$$U_{th} = (k_\alpha - k_\beta) \cdot (T_1 - T_2). \quad (3.1)$$

Die Seebeck-Koeffizienten  $k_\alpha$  und  $k_\beta$  sind materialabhängige Werte und werden typischerweise relativ zu Platin angegeben. Die Leiterbahnen als auch die Kontaktstellen der Widerstände sind verzinnt, weshalb das innere Material entscheidend ist. Allerdings beschränkt sich der Hersteller auf die Angabe *Alumina Substrate* [29] im Datenblatt,

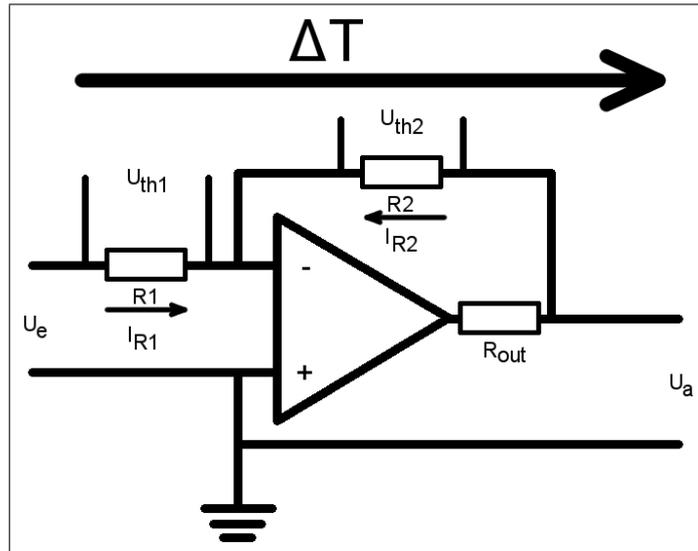


Abbildung 9: Durch den Temperaturgradienten  $\Delta T$  auf dem Board entstehen an den beiden für den invertierenden Operationsverstärker entscheidenden Widerständen die Thermospannungen  $U_{th}$ .

weshalb sich eine analytische Berechnung schwierig gestaltet. Es kann allerdings von Werten im Bereich von  $10 \frac{\mu V}{K}$  bis  $50 \frac{\mu V}{K}$  ausgegangen werden, wenn man die typischen Koeffizienten einiger Metalle [30] betrachtet. Die Temperaturdifferenz an den Kontaktstellen eines Widerstands sollte im dauerhaften Betrieb höchstens im Bereich von mK liegen, weshalb hierdurch prinzipiell keine Einschränkung entstehen sollte, da die Thermospannung insgesamt nur im Bereich von einigen nV liegt. Da prinzipiell allerdings eine Wärmeableitung über die Kupferbahnen möglich ist, soll dennoch betrachtet werden, wie der Effekt korrigiert werden kann.

Für die Beschaltung eines idealen Operationsverstärker gelten folgende Regeln:

- Es fließt kein Strom in die beiden Eingänge, Eingangswiderstand =  $\infty$
- Die Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen wird unendlich verstärkt
- Ausgangswiderstand ist  $0 \Omega$ .

Eine negative Rückkopplung, d.h. die Rückführung des Ausgangs auf den invertierenden Eingang über  $R_2$  (siehe Abbildung 9), sorgt dafür, dass die Differenzspannung der Eingänge 0 wird – damit liegt der negative Eingang auf der sog. virtuellen Masse. Aufgrund der Eingangsspannung  $U_e$  fließt ein Strom über  $R_1$ :

$$I_{R1} = \frac{U_e + U_{th}}{R_1}. \quad (3.2)$$

Nach Annahme fließt in den Eingang kein Strom, daher muss dieser über  $R_2$  abfließen, daraus folgt mit Betrachtung der Stromrichtung von  $I_{R_2}$ :

$$U_a = -I_{R_2} \cdot R_2 + U_{\text{th}}. \quad (3.3)$$

Aus der Kirchhoff'schen Knotenregel folgt aber auch direkt  $I_{R_1} + I_{R_2} = 0$  und damit

$$I_{R_1} = -I_{R_2}. \quad (3.4)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (3.2) und (3.3) in Gleichung (3.4) folgt nach Umformung:

$$U_a = - \left[ \frac{U_e + U_{\text{th}}}{R_1} \right] \cdot R_2 + U_{\text{th}}. \quad (3.5)$$

Die gesamte Thermospannung hängt hier also zusätzlich vom Verhältnis der Widerstände ab. Diese sind jedoch ungefähr gleich, da eine Verstärkung von etwa  $-1$  verwendet werden soll. Somit fällt bei einer Anordnung wie in Abbildung 9 dargestellt die Thermospannung heraus.

## 4 Beschaltung der Bauteile

In diesem Abschnitt soll die grundlegende Beschaltung der Bauteile erklärt und vor allem auf Besonderheiten und mögliche Fehlerquellen eingegangen werden.

### 4.1 Spannungsregler

Die verwendeten Spannungsregler sind einstellbare Regler, die durch Auswahl entsprechender Widerstände auf die gewünschte Spannung eingestellt werden. Das funktioniert durch die in Abbildung 10 dargestellte Beschaltung:

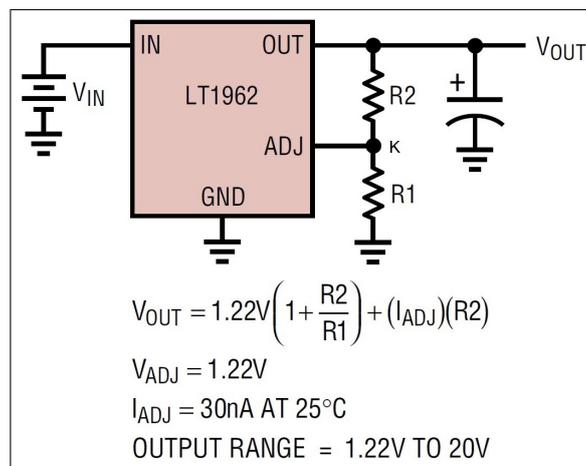


Abbildung 10: Darstellung der Beschaltung des positiven Spannungsreglers Lt1962 und Formel zur Bestimmung der Widerstände [31].

Der Regler sorgt dafür, dass zwischen dem Adjust Pin ADJ und der Masse immer  $U_{ADJ} = 1.22V$  anliegen, bzw. über  $R_1$  abfallen. Hierdurch fließt ein Strom  $I_1 = U_{ADJ}/R_1$ , der sich aus  $I_{ADJ}$  sowie  $I_{R_2}$  zusammensetzt. Im Datenblatt ist zusätzlich die Angabe zu finden, dass der Strom **in** den ADJ Pin fließt [32]. Damit folgt aus der Kirchhoff'schen Knotenregel nun:

$$I_1 + I_{ADJ} = I_2 = \frac{U_{out} - 1.22V}{R_2} \leftrightarrow \quad (4.1)$$

$$U_{out} = 1.22V \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} \cdot R_2. \quad (4.2)$$

$I_{ADJ}$  liegt nach Angabe oben (in Abbildung 10) bei etwa 30 nA, wodurch die hierdurch verursachte Änderung bei Widerständen im k $\Omega$  Bereich lediglich im  $\mu V$  Bereich liegt. Dieser Term kann also vernachlässigt werden. Für die gewünschten 15 V wurden aus der E24-Reihe Widerstände von  $R_2 = 18 k\Omega$  und  $R_1 = 1.6 k\Omega$  ausgewählt, wodurch die Ausgangsspannung nach Gleichung (4.2) bei  $U_{out} = 14.946 V$  liegen sollte. 5V sind durch

eine Wahl von  $R_2 = 6.2 \text{ k}\Omega$  und  $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$  zu erhalten – nach Gleichung (4.2) sollte  $U_{\text{out}} = 5.002 \text{ V}$  entsprechen.

Für den negativen Spannungsregler LT1175 lässt sich dies analog herleiten, es ist lediglich die unterschiedliche Adjust Pin Spannung ( $3.8 \text{ V}$ ) zu beachten. Die Formel zur Dimensionierung ist im Datenblatt zu finden [33]. Durch Umformung folgt:

$$V_{\text{out}} = - \left[ 3.8 \text{ V} \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{\text{ADJ}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right]. \quad (4.3)$$

Durch eine Wahl von  $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$  und  $R_1 = 5.1 \text{ k}\Omega$  erhält man  $U_{\text{out}} = -14.977 \text{ V}$ .

## 4.2 Operationsverstärker

Ein Operationsverstärker, hier wird der DAC8734 [26] verwendet, ist ein elektronischer Verstärker, der grundsätzlich die Differenz zwischen seinen Eingängen verstärkt. Die Verstärkung ist dabei für einen idealen Operationsverstärker unendlich groß. Selbst winzige Unterschiede am Eingang können also extreme Schwankungen am Ausgang verursachen, daher muss das Verhalten des Operationsverstärkers durch externe Beschaltung so verändert werden, das er sinnvoll einsetzbar wird. Der Verstärker soll hier analog verwendet werden, er muss also in der Lage sein, verschiedene Spannungen stabil auszugeben. Dazu wird das Prinzip der Gegenkopplung genutzt. Andere Beschaltungen ohne Gegenkopplung oder sogar mit einer Mitkopplung, um eine möglichst steile Spannungsflanke am Ausgang zu erzeugen, spielen hauptsächlich für digitale Schaltungen eine Rolle.

Die Gegenkopplung erhält man, indem der Ausgang über einen Spannungsteiler zurück auf den Eingang geführt wird, um die Verstärkung auf den gewünschten Wert zu bringen und das System zu stabilisieren. Der Ausgangs-Operationsverstärker wird dazu wie in Abbildung 9 beschaltet. Die Verstärkung  $V$  ergibt sich dabei aus Gleichung 3.5 ohne Betrachtung der Thermospannungen als Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung:

$$V = - \frac{R_2}{R_1} \approx -1. \quad (4.4)$$

Dabei muss allerdings beachtet werden, dass die interne Verstärkung, die zunächst als unendlich betrachtet wurde, anfänglich eigentlich nur im Bereich von  $10^5$  liegt und mit steigender Eingangsfrequenz immer geringer wird. Außerdem hat der Operationsverstärker eine endliche Signallaufzeit. Dies hat mit steigender Frequenz eine größer werdende Phasenverschiebung zum Eingangssignal zur Folge. Es werden sogenannte Bode-Diagramme [34] verwendet, um dieses Verhalten zu beschreiben. Ein solches Diagramm ist für einen typischen Operationsverstärker in Abbildung 11 dargestellt.

Ab der ersten Grenzfrequenz  $f_1$  nimmt die Verstärkung mit  $20 \text{ dB/Dekade}$  ab, die Phasen-

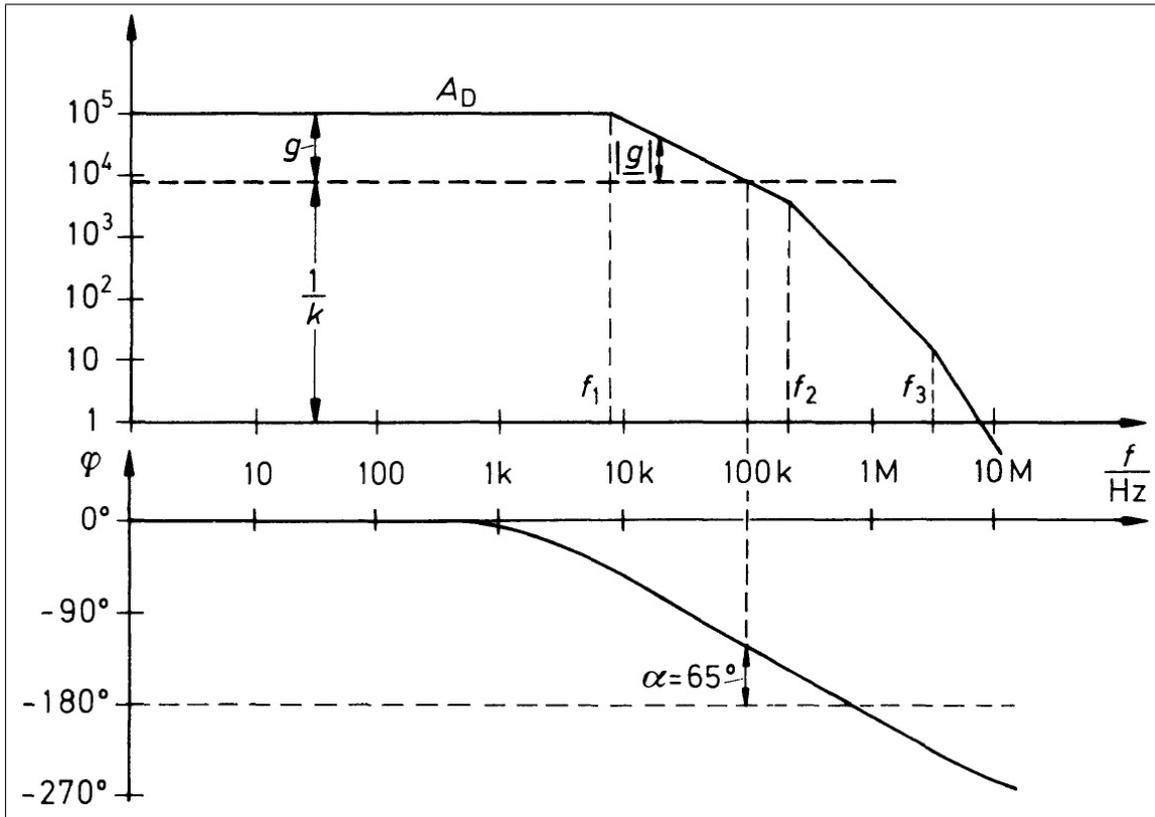


Abbildung 11: Ein typisches Bode-Diagramm für einen Operationsverstärker. Im oberen Teil wird der Verlauf der Verstärkung, unten der Verlauf der Phasenverschiebung dargestellt [35].

verschiebung des Ausgangs beträgt hier  $\phi = -90^\circ$ . Durch den internen Aufbau kommt ab der Frequenz  $f_2$  ein weiterer Tiefpass hinzu, worauf die Verstärkung mit 40 dB/Dekade abnimmt. Wird hier nun eine Phasenverschiebung von  $\phi = -180^\circ$  erreicht, findet keine Gegenkopplung sondern sogar eine Mitkopplung statt. Das sorgt für ein Schwingverhalten, da sämtliche Änderungen am Eingang in diesem Frequenzbereich weiter verstärkt werden. Das Kriterium für die benötigte Stabilität einer rückgekoppelten Schaltung wurde nach H. Nyquist als Nyquist-Kriterium benannt [36]. Danach wird ein System als stabil bezeichnet, wenn es auf beschränkte Eingangsgrößen mit beschränkten Ausgangsgrößen reagiert. Um eine quantitative Betrachtung zu ermöglichen, wird zunächst die sog. Schleifenverstärkung  $g = k \cdot A_D$  definiert, die die Verstärkung nach Durchlaufen der Rückkopplungsschleife angibt.  $k$  ist dabei die Abschwächung der Rückkopplung und für den invertierenden Verstärker gilt  $k = R_1/(R_1+R_2)$ .  $A_D$  ist die Differenzverstärkung des Operationsverstärkers. Schwingungen können nun auftreten, wenn die Phasenverschiebung der Schleife  $n \cdot 360^\circ$  beträgt und gleichzeitig  $|g| \geq 1$  wird [35]. Um eine sichere Aussage treffen zu können, wird nun weiterhin die kritische Frequenz  $f_k$  definiert, für die  $|g| = 1$  wird. Hier wird nun die Phasenverschiebung und Schleifenverstärkung betrachtet

– eine betragsmäßige Phase von  $180^\circ$  entspricht einer ungedämpften Schwingung. Für alle anderen Werte liegt eine gedämpfte Schwingung vor, womit eine eigenständige Schwingung erst bei höheren Frequenzen möglich wäre. Hier ist allerdings aufgrund des Tiefpasses  $|g| \leq 1$  und die Schwingung ist ebenfalls gedämpft. Diese Dämpfung kann über die Phasenreserve  $\alpha$  charakterisiert werden. Sie entspricht der zu  $180^\circ$  noch fehlenden Phasenverschiebung bei der kritischen Frequenz [35]:

$$\alpha = 180^\circ - |\phi(f_k)|. \quad (4.5)$$

Typischerweise wird für die Phasenreserve ein Wert von etwa  $65^\circ$  gefordert, da hier die Sprungantwort am Ausgang des gegengekoppelten Operationsverstärkers maximal flach ausfällt. Größere Werte sind ebenfalls stabil und führen zum aperiodischen Grenzfall, kleinere Werte führen zu einem Überschwingen der Ausgangsspannung, die sich dann gedämpft an einen stabilen Wert annähert. Für  $\alpha = 0^\circ$  gibt es keine Dämpfung mehr und es kommt zum dauerhaften Schwingen.

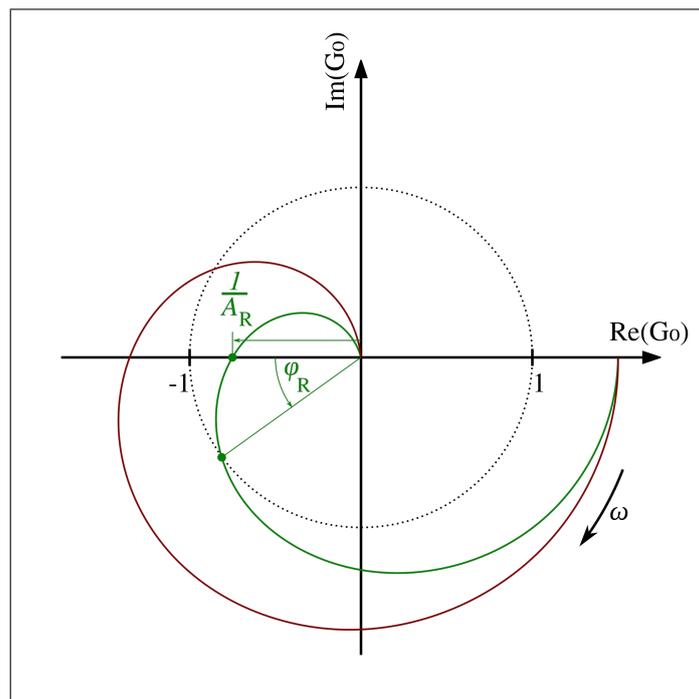


Abbildung 12: Ortskurven-Darstellung des Nyquist-Kriteriums, wobei die Phasenreserve hier als  $\phi_R$  angegeben wird. Der rot dargestellte Verlauf ist dabei instabil, da die Schleifenverstärkung beim Schnitt mit dem kritischen Wert 1 keine Phasenreserve aufweist. Die grüne Kurve beschreibt ein stabiles System, wobei sich die Ausgangsspannung nach anfänglichem Überschwingen selbst regeln wird [37].

Um sicherzugehen, dass nun im gesamten Bereich in dem der Verstärker arbeiten soll kein Schwingen möglich ist, muss der Frequenzgang korrigiert werden. Dabei soll erreicht werden, dass die Phasenreserve groß genug ist, solange die Differenzverstärkung  $A_D > 1$  ist. Da  $0 \leq k \leq 1$  ist, ist damit sichergestellt, dass der Verstärker über den kompletten Bereich stabil arbeitet. Das kann durch einen zu  $R_2$  parallel geschalteten Kondensator erreicht werden. Anschaulich wird hiermit die Rückkopplung für höhere Frequenzen größer, da hierfür die Impedanz des Kondensators  $Z_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$  abnimmt. Durch Wahl eines Kondensators geeigneter Größe kann die Verstärkung in einen Verlauf wie in Abbildung 13 dargestellt gebracht werden.

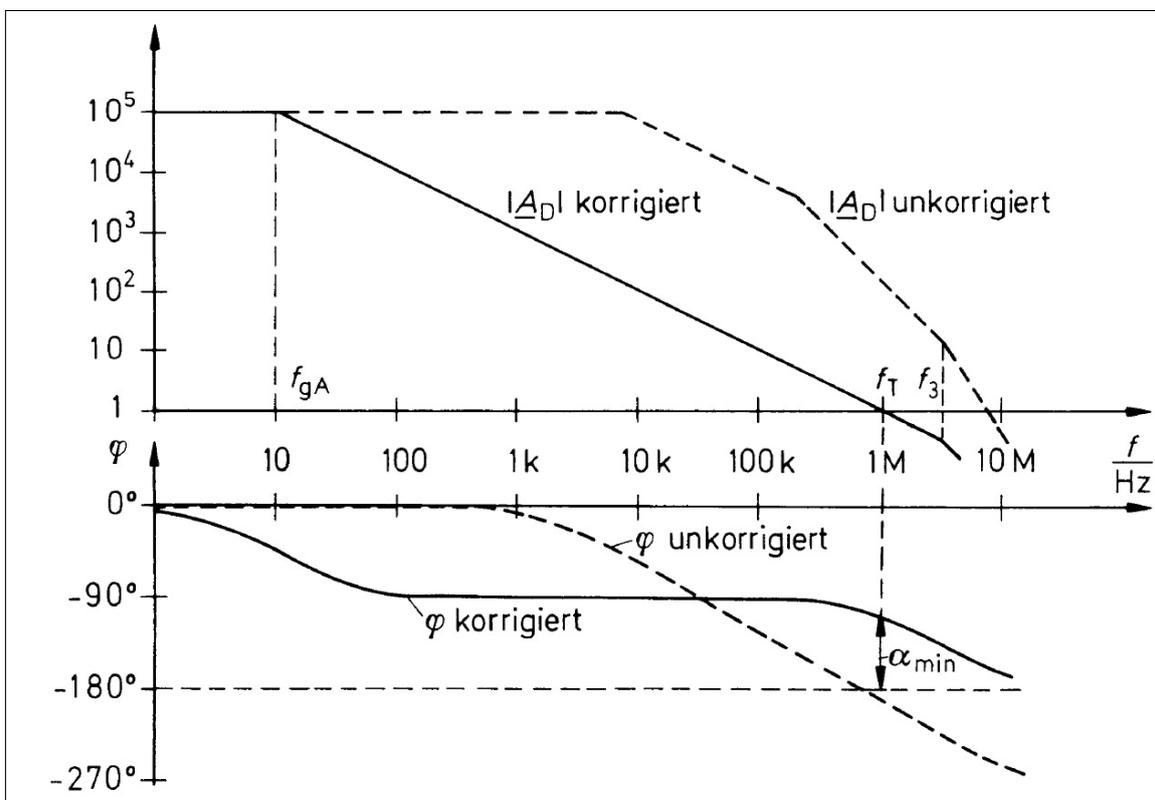


Abbildung 13: Bode-Diagramm zum Vergleich der Differenzverstärkung mit und ohne Frequenzgang-Korrektur. Bei Erreichen von  $A_D = 1$  beträgt die Phasenreserve hier noch  $65^\circ$ , womit der Verstärker stabil arbeiten sollte [35].

Typische Werte für den benötigten Kondensator liegen im Bereich von einigen 10 pF bis einige 100 pF. Auch im Datenblatt [39] lassen sich Angaben dazu finden. Für diesen Aufbau wurde ein Kondensator mit  $C = 100$  pF gewählt. Durch die Kapazität nimmt allerdings auch die Bandbreite des Verstärkers ab, da die 1. Grenzfrequenz  $f_1$  gesenkt wird – das spielt für die hier geplante Anwendung allerdings nur Vorteile, da nur Gleichspannungssignale angelegt werden sollen und das Rauschen hierdurch sogar gedämpft wird.

### 4.3 Der DAC

Der zunächst verwendete DAC AD5064 führte zu nicht akzeptablen Schwankungen am Ausgang, die hauptsächlich durch die aufgrund des geringen Ausgangsspannungsbereiches nötige große Nachverstärkung hervorgerufen wurden. Dies konnte durch einen Wechsel zum DAC8734 behoben werden. Der neue DAC wurde nun zunächst wie im Datenblatt [40] ausführlich beschrieben beschaltet.

Bei den Messungen des Crosstalks der einzelnen Kanäle, also der Abhängigkeit der Spannung eines Kanals bei Änderung eines anderen, zeigte sich, dass diese weit über den Herstellerangaben lag. Die an Kanal 1 eingestellte Spannung betrug im Folgenden jeweils 5 V, die Spannung an Kanal 2 wurde von 0 V auf 5 V gesetzt, danach zurück auf 0 V, zu -5 V und abschließend wieder auf 0 V. Die Messung ist in Abbildung 14 dargestellt.

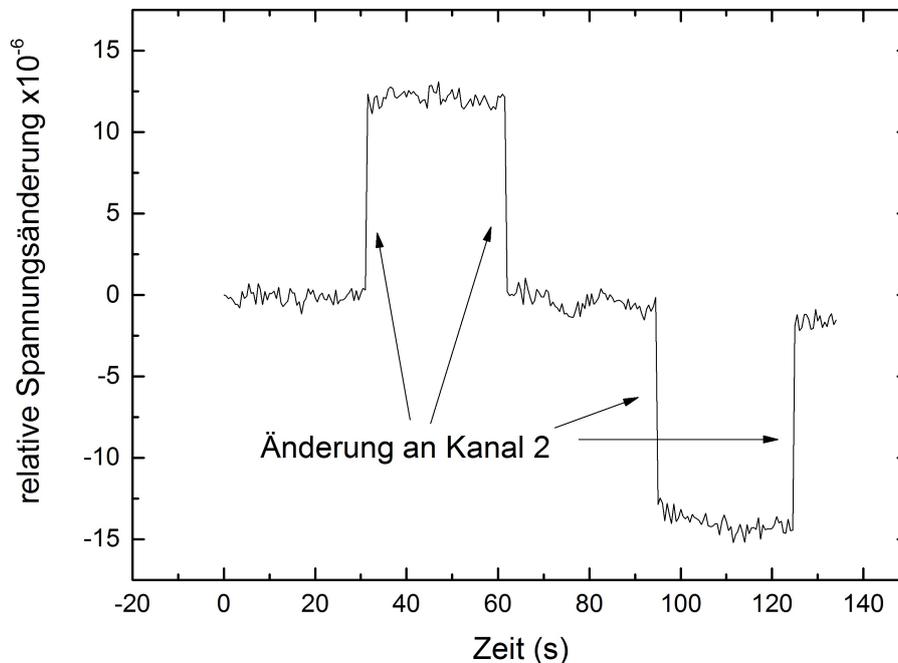


Abbildung 14: Darstellung der Spannungsänderung an Kanal 1 bei Änderung der Spannung von Kanal 2. Die Spannung wurde dazu auf den Mittelwert der gesamten Messdauer (5.0 V) normiert und 1 subtrahiert, um die Änderung direkt darzustellen.

Die Änderung beträgt gemittelt  $\pm 13.1(2) \times 10^{-6}$ . Laut Datenblatt sollte der Crosstalk maximal 0.2 LSB betragen [41], das entspricht bei den 16-Bit auf  $\pm 10$  V aufgeteilt einer Spannung von  $61 \mu\text{V}$ . Die absolute Änderung ( $5 \text{ V} \cdot 13.1(2) \times 10^{-6}$ ) liegt also bereits bei einer 5 V Änderung an Kanal 2 über der Angabe des Datenblatts, die sich aber auf die volle Skala, also eine absolute Änderung von 20 V an Kanal 2 bezieht. Das deutet auf einen Fehler der Beschaltung hin. Die REFGNDs (Ground Leitungen der DAC Referenzlei-

tungen) werden gemeinsam zum Sternpunkt geführt, da hier kein Strom erwartet wird. Eine Änderung des Potentials dieser Leitungen ist hier die naheliegende Vermutung, weshalb diese Verbindung versuchsweise mit einem zusätzlichen Kabel zum Sternpunkt geführt wurde, um den Widerstand dieser Rückführung zu senken. Das Ergebnis der anschließenden Messung ist in Abbildung 15 dargestellt. Die mittlere Änderung beträgt

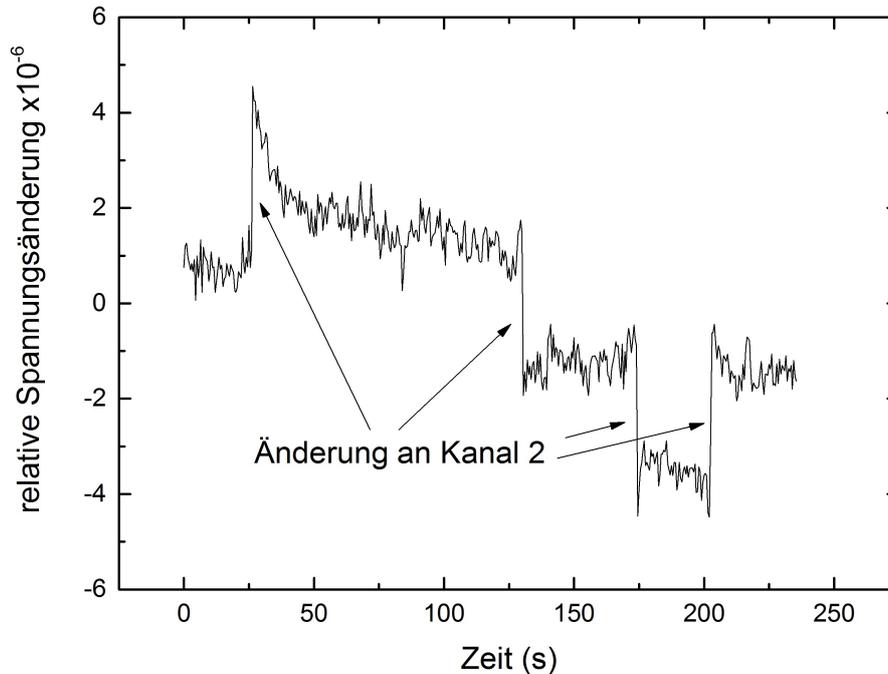


Abbildung 15: Darstellung der Spannungsänderung an Kanal 1 bei Änderung der Spannung von Kanal 2 mit zusätzlicher Ground-Rückführung. Der Effekt des Crosstalks ist deutlich unterdrückt. Die Spannung wurde hier ebenfalls auf den Mittelwert normiert und 1 subtrahiert.

nun nur noch  $\pm 2.45(6) \times 10^{-6}$  – die Verbesserung beträgt also beinahe eine Größenordnung, womit der Crosstalk nun im Bereich bzw. sogar unter der erwarteten Stabilität und deutlich unter der Angabe des Datenblatts liegt.

#### 4.4 Der ADC

Die Verwendung und Inbetriebnahme des ADC gelang ohne Weiteres, zu bemerken ist hier jedoch, dass der Eingangsstrom der einzelnen Kanäle relativ hoch ist. Dieser liegt laut Datenblatt im Bereich von  $-1.25 \text{ mA}$  bis  $0.9 \text{ mA}$  [42]. Damit können bis zu  $2.5 \text{ mA}$  des Ausgangsstroms des Operationsverstärkers (doppelte Messung für Strombestimmung) bereits verloren gehen. Der maximal garantierte Strom kann also nur noch mit  $\pm 7.5 \text{ mA}$  angegeben werden. Aufgrund der großzügigen Kalkulation stellt das keine direkt Einschränkung dar, sollte jedoch beachtet werden.

## 5 Die Platine

Der endgültige Aufbau ist in Abbildung 16 dargestellt. Die Platinen wurden von einer externen Firma (LeitOn GmbH) produziert. Die Bestückung wurde von Hand vorgenommen, was vor allem bei dem DAC mit einem Pinabstand von nur 0.5 mm (Pinmitte zu Pinmitte) eine Herausforderung darstellte.

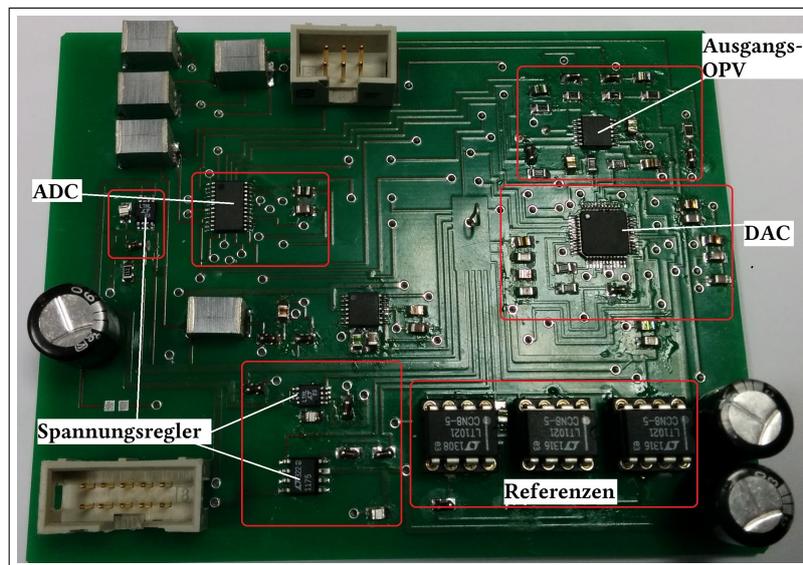


Abbildung 16: Die fertig bestückte Platine, wie in der Spannungsquelle eingesetzt. Die Funktionsbeschreibung ist im Text gegeben, die schematische Darstellung ist in Abbildung 7 dargestellt, Abbildung 17 zeigt das Layout.

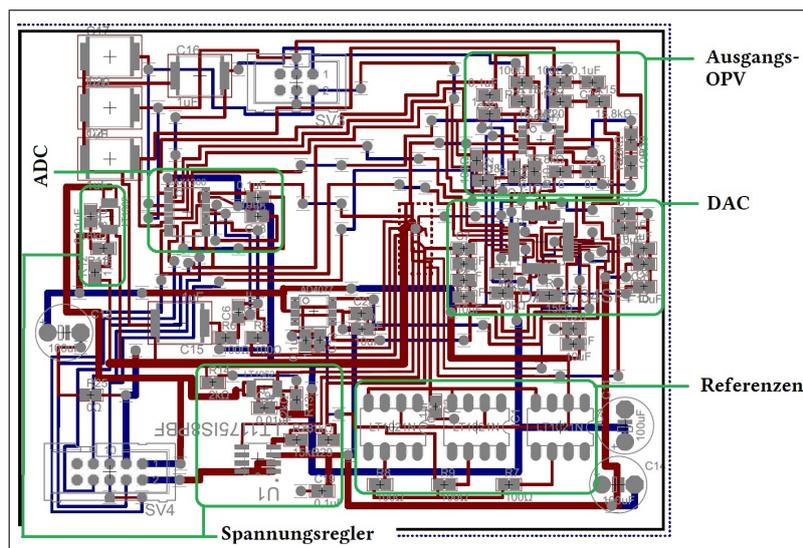


Abbildung 17: Darstellung des in EAGLE PCB Design von CadSoft erstellten Layouts. Die Orientierung und die eingezeichneten Bauteile entsprechen den in Abbildung 16 dargestellten.

Es werden schließlich vier der Platinen auf einer gemeinsamen Halterung angebracht. Eine einzelne Platine wurde mit einer Größe von  $10\text{ cm} \times 7.8\text{ cm}$  dimensioniert, was knapp unter der Hälfte einer Euro-Platine mit  $10\text{ cm} \times 8\text{ cm}$  liegt. Damit entspricht die Größe der Halterung zweier Euro-Platinen, was es recht einfach macht, ein passendes Gehäuse zu finden, oder, wie alternativ für weitere Versionen geplant, die Platinen in Rack-Einschüben unterzubringen.

Eine solche Platine inklusive aller Bauteile kostet im Einkauf, je nach Bestellmenge der Teile, zwischen 200€ und 300€ – eine komplette Spannungsquelle lässt sich damit mit Materialkosten von etwa 1200€ realisieren, da zusätzlich noch Gehäuse, Netzteil sowie ein Arduino benötigt werden.

Bei dem Netzteil handelt es sich um ein zusätzlich aufgebautes Gerät zur Versorgung der eigentlichen Spannungsquelle. Von dort werden die zum Betrieb benötigten  $\pm 18\text{ V}$  geliefert, die durch Ringkerntransformatoren und lineare Spannungsregler erzeugt werden.

Der Arduino wird für die im Rahmen des Projektpraktikums [43] aufgebaute Steuerplatine benötigt. Diese übernimmt die Kommunikation zwischen PC und Spannungsquelle und befindet sich im gleichen Gehäuse.

## 6 Messungen

Der fertige Aufbau soll nun charakterisiert werden. Dazu werden Messungen zur Spannungsstabilität betrachtet. Diese wurden mit einem 6.5 Stellen Multimeter (Agilent 34461a [44]) vorgenommen. Eine solche Messung ist in Abbildung 18 dargestellt. Hier muss beachtet werden, dass die Messung sofort mit Einschalten der Spannungsquelle gestartet wurde, um den Aufwärmvorgang ebenfalls betrachten zu können. Dieser ist über den Verlauf der ersten Stunde deutlich als Spannungsdrift zu erkennen. Es ergibt sich eine relative Änderung von etwa  $6 \times 10^{-5}$  in der ersten Stunde, bis sich die Temperatur und damit die Ausgangsspannung stabilisiert hat.

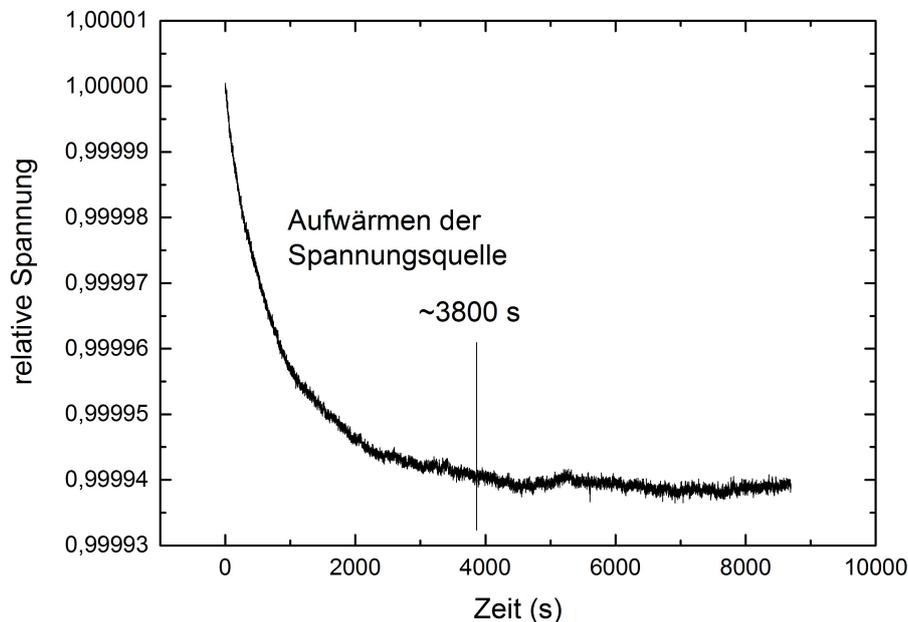


Abbildung 18: Darstellung des Aufwärmvorgangs bis zur Stabilisierung der Spannungsquelle. Der Verlauf wurde auf den Anfangswert von 7 V normiert, um die relative Spannungsänderung direkt ablesen zu können.

Je nach Umgebung ist es also notwendig, die Spannungsquelle mindestens 1.5 h vor Beginn einer Messung einzuschalten, um die maximale Stabilität garantieren zu können. Aus den gleichen Daten soll nun die relative Allan Deviation berechnet werden, die ein Maß für die Stabilität darstellt. Die Allan Varianz ist definiert als die Hälfte des Durchschnitts der Differenzquadrate aufeinanderfolgender Messwerte mit dem zeitlichen Abstand  $\tau$ . Die Allan Deviation ist die Wurzel daraus. Das Ergebnis der mit dem Programm AlaVar5 [45] berechneten Daten ist in Abbildung 19 dargestellt, allerdings wurden nur die Daten ab der Temperaturstabilisierung berücksichtigt. Hier ist zu beachten, dass alle 0.5 s eine Messung vorgenommen wurde.

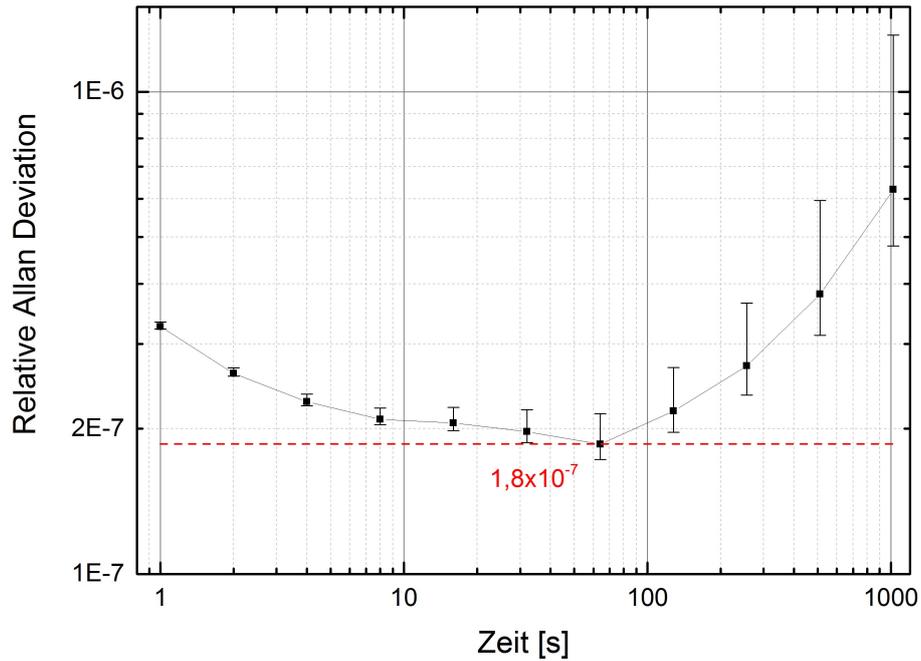


Abbildung 19: Darstellung der relativen Allan Deviation. Das Minimum liegt bei etwa  $1,8 \times 10^{-7}$  bei einer Minute. Im Bereich von etwa 4 s bis 60 s wird eine Stabilität von etwa  $2 \times 10^{-7}$  erreicht. Für höhere Werte von  $\tau$  wird eine korrelierte Abweichung durch den Anstieg erkennbar, die aus dem Temperaturdrift folgt.

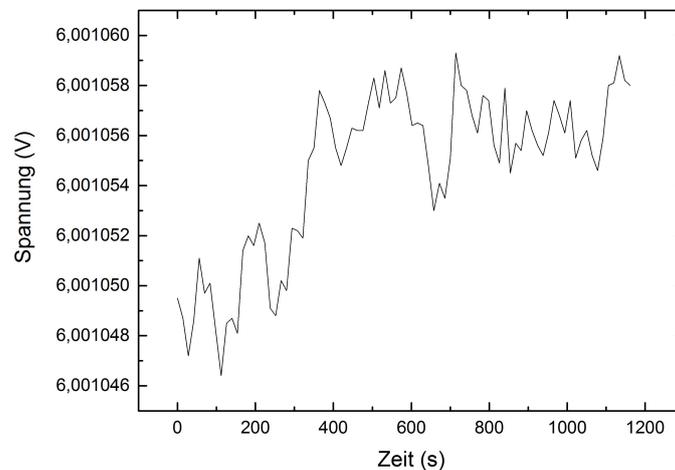


Abbildung 20: Messung der Ausgangsspannung mit dem Fluke Multimeter. Über die kompletten 20 min bleibt die Spannung in einem Bereich von  $12 \mu\text{V}$ , nach den ersten 400 s sogar in einem Bereich unter  $7 \mu\text{V}$ , jeweils Peak-to-peak gemessen.

Die Daten sollen nun durch eine Messung mit einem 8.5 Stellen Fluke 8508A Multimeter [46] nochmals verifiziert werden. Dieses benötigt für jede Messung ca. 14 s, wodurch die Messdauer genau der Dauer bis zur erneuten Messung der Axialfrequenz im Experiment

liegt. Zusätzlich zur genaueren Auflösung macht diese Messdauer das Ergebnis direkt auf die geplante Verwendung anwendbar. Die aufgenommene Spannung ist in Abbildung 20 dargestellt, Abbildung 21 zeigt die daraus berechnete Allan Deviation.

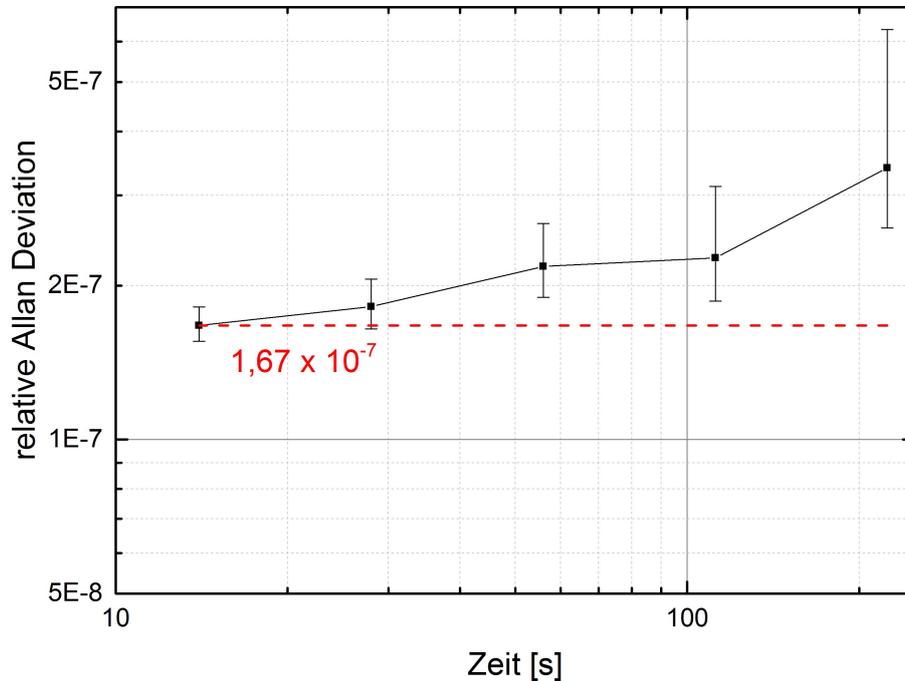


Abbildung 21: Darstellung der relativen Allan Deviation der 2. Messung. Das Minimum liegt hier sogar bei  $1,7 \times 10^{-7}$  für Messungen mit einem Abstand von 14 s.

Die Allan Deviation kann dabei als relatives quadratisches Mittel der Spannungsänderung im betrachteten Zeitintervall  $\tau$  interpretiert werden [47]. Die Änderung liegt damit für Spannungen bis zu  $\pm 10$  V nur bei  $\pm 2 \mu\text{V}$  im quadratischen Mittel. Damit sind die Anforderungen an die Stabilität im benötigten Zeitraum vollständig erfüllt. Die Stabilität erwies sich an dieser Stelle damit auch als gut genug, um nicht nur die anfangs geplanten Verstärker, sondern auch um, wie bereits erwähnt, die Spannung für einige der Fallenelektroden zu liefern.

Im weiteren Verlauf der Charakterisierung wurde versucht die Stabilität noch weiter zu erhöhen. Der einfachste Ansatz dazu ist ein Zusammenschalten von vier Kanälen, die auf die gleiche Ausgangsspannung programmiert sind. Geht man von unkorrelierten Schwankungen aus, sollte das Rauschen hierdurch auf  $1/\sqrt{N} = 1/2$  reduziert werden. Das ist auch der Fall, wie sich in der Messung mit dem Fluke Multimeter feststellen ließ, selbst wenn die vier Ausgänge des gleichen DACs verwendet werden. Das Ergebnis der Messung ist in Abbildung 22 erneut als relative Allan Deviation dargestellt. Die hierdurch erreichte Stabilität von  $8 \times 10^{-8}$  kommt damit bereits der von StaReP nahe. Der Langzeitdrift wurde auf  $2 \mu\text{V}$  bei einer Messdauer von zwei Stunden und einer Span-

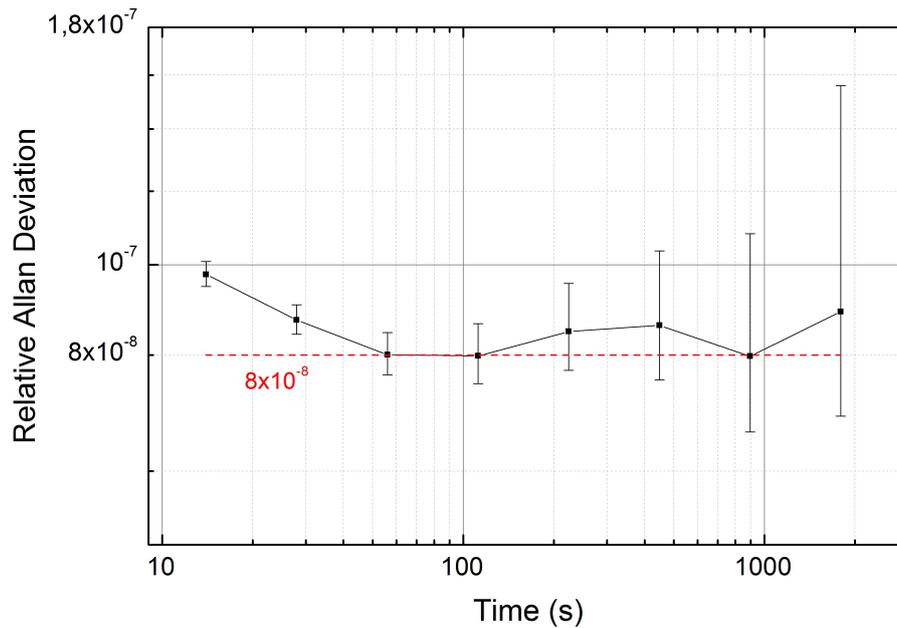


Abbildung 22: Darstellung der Stabilität bei gemeinsamer Verwendung von vier Kanälen. Die Stabilität lässt sich hierdurch auf  $8 \times 10^{-8}$  erhöhen.

nung von 8 V reduziert. Im Experiment kann also zusätzlich eine einfache aber effektive Verbesserung erreicht werden, falls eine erhöhte Stabilität nötig wird. Die geforderte Stabilität wird hiermit um mehr als einer Größenordnung übertroffen. Die erreichte Verbesserung durch Kombination der vier Ausgänge weist außerdem darauf hin, dass der DAC nun den limitierenden Faktor darstellt. Das folgt daraus, dass ein Rauschen an den Eingängen des DACs zu einem korrelierten Rauschen am Ausgang führen würde. Dieses könnte dann nicht durch eine Kombination der Kanäle reduziert werden. Der Operationsverstärker kann ausgeschlossen werden, da ein solches Rauschen außerhalb der Angaben im Datenblatt [25] liegt. Die drei verwendeten Referenzen reichen also aus, hier ist durch eine höhere Anzahl keine Verbesserung mehr zu erwarten.

Einige der Kanäle werden im Aufbau einen Strom liefern, was keinen Einfluss auf die Stabilität haben darf. Für eine weitere Messung wurden daher drei Kanäle über  $1.2 \text{ k}\Omega$  mit einer Spannung von etwa 6 V zu Masse verbunden. Hierfür wurden drei Kanäle desselben Operationsverstärkers verwendet. Jeder Kanal liefert nun einen Strom von etwa  $I = 5 \text{ mA}$  zusätzlich zu dem Strom in den ADC. Das Ergebnis der Stabilitätsmessung ist in Abbildung 23 dargestellt.

Auch dieses Ergebnis fällt durch die hohe erreichte Stabilität sehr gut aus. Aufgrund der Fähigkeit der Spannungsquelle, die Stabilität auch mit einer Stromstärke von einigen mA beizubehalten, wird sie LoCepps für **Low Current enabled precision power supply** genannt.

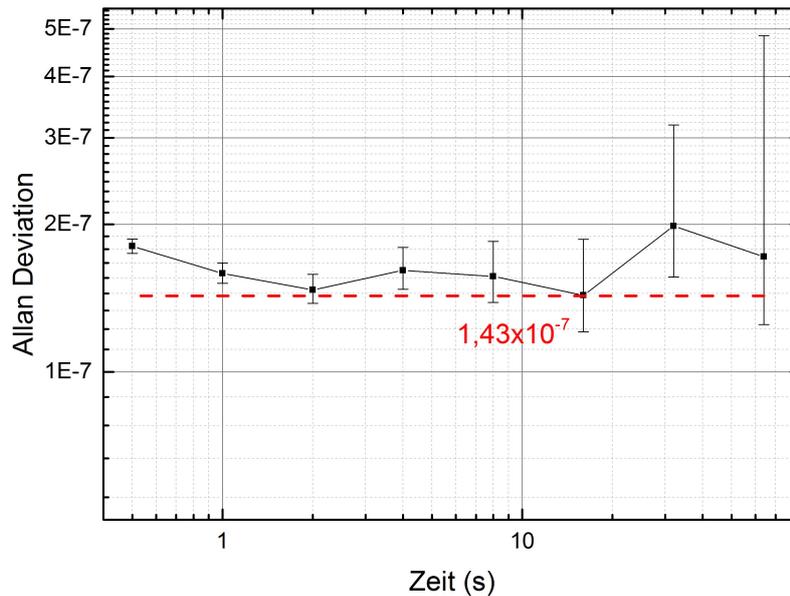


Abbildung 23: Messung der Stabilität unter Last. Drei Kanäle liefern etwa 5 mA, die Spannung wird an Kanal 1 gemessen. Die Stabilität hat sich nicht verändert, das Minimum ist mit  $1.4 \times 10^{-7}$  sogar etwas niedriger.

Die Ergebnisse werden in Tabelle 6 mit anderen Präzisionsspannungsquellen verglichen. Die UM1-14 [48], eine 3-Kanal Spannungsquelle von Stahl-electronics, wird am Experiment in Mainz [53] verwendet, um die Fallenelektroden zu versorgen. Bei StaReP [8] handelt es sich um die ultra-stabile Spannungsquelle von PENTATRAN. Ein Vergleich mit *normalen* Spannungsquellen, hier z. B. der Marke Keysight [50] oder Hameg [51], soll eine Einschätzung der Unterschiede zwischen Labornetzgeräten und Präzisionsspannungsquellen liefern.

	Spannung	Stabilität	Kanäle	max. Strom	Kosten
LoCepps	$\pm 10 \text{ V}$	bis $8 \times 10^{-8}$	16	$\approx 8 \text{ mA}$	1200€
StaReP [8]	0 V bis $-100 \text{ V}$	$\leq 2 \times 10^{-8}$	25	<sup>-1</sup>	37500€ <sup>2</sup>
UM1-14 LN [48]	0 V bis $-14 \text{ V}$	bis $5 \times 10^{-8}$	3 <sup>3</sup>	700 pA <sup>4</sup>	27675€ [49]
typische Spannungsquelle [50, 51]	$\approx \pm 30 \text{ V}$	$\approx 10^{-4}$	4	mehrere A	500€ bis 3000€

<sup>1</sup>Wurde noch nicht gemessen, prinzipiell ist ein Strom möglich

<sup>2</sup>1500€ pro Kanal

<sup>3</sup>3 Präzisionskanäle, 10 weitere mit geringerer Stabilität

<sup>4</sup>Berechnet aus Ausgangswiderstand ( $k\Omega$ ), max. rel. Spannungsänderung von  $1 \times 10^{-7}$  und mittlerer Spannung 7 V

Die Messung des Rauschens zeigte sich dagegen problematisch. Messungen mit einem Spectrum Analyzer, dem ZVL-3 von Rhode & Schwarz [52], konnten vor allem im Frequenzbereich von 300 kHz keine brauchbaren Ergebnisse liefern, da das Rauschen auch ohne angeschlossene Spannungsquelle durch das Eigenrauschen des Verstärkers und des Spectrum Analyzers, sowie durch die Einkopplung durch die Kabel bereits weit über dem für die Messung erwarteten Wert lag.

Zur Überprüfung wurde daher eine qualitative Überprüfung der Spannungsquelle am Experiment in Mainz [53] vorgenommen. Dazu wurde die dort verwendete UM1-14 gegen LoCepps ausgetauscht. Die Detektion des Ions erfolgt dabei durch einen Dip im Frequenzspektrum des Resonators. Die Breite dieses Dips hängt über die Axialfrequenz des Ions direkt mit der angelegten Spannung zusammen. Das Ion war dabei noch ohne weiteres messbar und die Verbreiterung des Dips betrug lediglich  $\pm 100$  MHz, was bei einer Frequenz von etwa 680 kHz einer Stabilität von  $\Delta\nu_z/\nu_z = 2 \cdot \Delta V_0/V_0 = 5.9 \times 10^{-7}$  entspricht. Damit erhalten wir auch hier wieder die gleiche Größenordnung.

Das ohne zusätzliche erkennbare Störungen noch messbare Ion, lässt vermuten, dass auch das Rauschen der Spannungsquelle keine Einschränkung darstellen wird. Um das vollständig zu bestätigen, werden allerdings noch weitere Messungen nötig sein.



Abbildung 24: Foto der Messung in Mainz. Auf dem Bild ist der durch das Ion verursachte Dip der Frequenzmessung in der Präzisionsfalle während der Versorgung durch LoCepps zu sehen.

## 7 Fazit und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit konnte eine Spannungsquelle entwickelt werden, die die benötigten Anforderungen übertreffen konnte. Die maximal erreichte Stabilität, beschrieben durch die relative Allan Deviation, beträgt  $8 \times 10^{-8}$  und übertrifft damit die geforderte Stabilität von  $1.2 \times 10^{-6}$  um mehr als eine Größenordnung. Die Ergebnisse der Stabilität können für alle Messungen als hervorragend betrachtet werden, wobei besonders die Stabilität unter Last hervorzuheben ist. Der geforderte Langzeitdrift von weniger als  $1 \frac{\text{mV}}{\text{h}}$  wird selbst während der Aufwärmphase eingehalten und stellt damit keinerlei Einschränkung dar.

Die Charakterisierung des Rauschens gestaltete sich problematisch, da Messungen aufgrund des extrem niedrigen Rauschens, das im Bereich von einigen  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  erwartet wird, dieses nicht auflösen konnten. Einkopplungen und Eigenrauschen der Messgeräte [52] überlagerten die Messungen. Der Test in Mainz konnte dafür zeigen, dass keine unerwartet hohen Störungen der Ausgangsspannung auftreten. Weitere Messungen an einer Penningfalle sollen die Charakterisierung des Rauschens in Zukunft noch vervollständigen. ALPHATRAP befindet sich allerdings noch in einem frühen Stadium des Aufbaus, weshalb dafür vermutlich wieder auf andere Experimente ausgewichen werden muss.

Aufgrund der Ergebnisse der Stabilität ist bereits die Produktion einer Kleinserie als Fortsetzung der Arbeit geplant, wobei LoCepps unter anderem für ISOLTRAP am CERN [54] zum Einsatz kommen soll. Des Weiteren soll eine *LabVIEW*<sup>TM</sup> Steuerung entwickelt werden, die die momentane Bedienung über einen seriellen Monitor ersetzt. Weiteres zur Ansteuerung sowie zum Aufbau der dazu produzierten Platine kann im Praktikumsbericht [43] nachgelesen werden.

## Literatur

- [1] A. Gumberidze, Th. Stöhlker, D. Banaś, K. Beckert, P. Beller, H. F. Beyer, F. Bosch, S. Hagmann, C. Kozhuharov, D. Liesen, F. Nolden, X. Ma, P. H. Mokler, M. Steck, D. Sierpowski, and S. Tashenov: *Quantum Electrodynamics in Strong Electric Fields: The Ground-State Lamb Shift in Hydrogenlike Uranium*, Phys. Rev. Lett. 94, 223001 (2005)
- [2] A. Fischer, C. Canali, U. Warring, and A. Kellerbauer, S. Fritzsche: *First Optical Hyperfine Structure Measurement in an Atomic Anion* PRL 104, 073004 (2010)
- [3] A. Wagner, S. Sturm, F. Köhler, D. A. Glazov, A. V. Volotka, G. Plunien, W. Quint, G. Werth, V. M. Shabaev, and K. Blaum: *g-Factor of Lithiumlike Silicon  $^{28}\text{Si}^{11+}$* , Phys. Rev. Lett. 110, 033003 (2013)
- [4] B. Odom, D. Hanneke, B. D'Urso, G. Gabrielse: *New Measurement of the Electron Magnetic Moment Using a One-Electron Quantum Cyclotron*, Phys. Rev. Lett. 97, 030801 (2006)
- [5] S. Sturm, A. Wagner, M. Kretschmar, W. Quint, G. Werth, and K. Blaum: *g-factor measurement of hydrogenlike  $^{28}\text{Si}^{13+}$  as a challenge to QED calculations* Phys. Rev. A 87, 030501(R) (2013)
- [6] J. R. Crespo López-Urrutia, J. Braun<sup>1</sup>, G. Brenner, H. Bruhns, A. Lapierre, A. J. González Martínez, V. Mironov, R. Soria Orts, H. Tawara, M. Trinczek and J. Ullrich: *Optimization of the charge state distribution of the ion beam extracted from an EBIT by dielectronic recombination*, Rev. Sci. Instrum. 75, 1560 (2004)
- [7] T. Beier: *The  $g_j$ -Factor of a bound electron and the hyperfine structure splitting in hydrogenlike ions* Phys. Rep. 339, 79 (2000)
- [8] C. Böhm: *High-precision mass measurements of neutron-deficient Tl isotopes at ISOL-TRAP and the development of an ultra-stable voltage source for the PENTATRAP experiment*, Dissertation Universität Heidelberg (2015)
- [9] L.S. Brown and G. Gabrielse: *Geonium theory: Physics of a single electron or ion in a Penning trap*. Reviews of Modern Physics, 58(1):233–311 (1986)
- [10] K. Blaum: *Penning traps as a versatile tool for precise experiments in fundamental physics*, Contemporary Physics, 51: 2, 149 - 175 (2010)
- [11] K. Blaum: *High-accuracy mass spectrometry with stored ions* Phys. Rep. 425, 1 (2006)

- [12] Bildquelle: Max Planck Institute for Nuclear Physics, *The g-Factor of highly charged ions* Stand 19.03.2015
- [13] Bildquelle: Max Planck Institute for Nuclear Physics, R. Wolf: *Fallentreffen: Alphatrap progress report* Vortragsfolien Stand 20.01.2015
- [14] W. Demtröder: *Experimentalphysik 3* S. 153-156, ISBN 978-3-540-21473-1
- [15] J. Galiana: *Ultrapräzise Messung des elektronischen g-Faktors in wasserstoffähnlichem Sauerstoff*, Dissertation Universität Mainz (2003)
- [16] A. Mooser: *Untersuchung des Magnetfelds zur Spinflipanregung eines Protons in einer Penningfalle* Diplomarbeit Universität Mainz (2009)
- [17] H. Dehmelt: *Continuous Stern-Gerlach effect: Principle and idealized apparatus*, Proc. Nail. Acad. Sci. USA, vol. 83, no. 8, pp. 2291-2294, 1986.
- [18] Sven Sturm, Florian Köhler, Jacek Zatorski, Anke Wagner, Zoltán Harman, Günter Werth, Wolfgang Quint, Christoph H. Keitel, Klaus Blaum: *High-precision measurement of the atomic mass of the electron*, Nature 506 (2014) 467-470
- [19] S. Sturm, F. Köhler, J. Zatorski, A. Wagner, Z. Harman, G. Werth, W. Quint, C. H. Keitel & K. Blaum: *High-precision measurement of the atomic mass of the electron* Nature 506, 467–470 (2014)
- [20] Linear Technology, Datenblatt Spannungsreferenz Lt1021-5, S. 3, *Load Regulation* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1021fc.pdf>
- [21] Linear Technology, Datenblatt Spannungsregulator LT1962, S.1, *Features* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1962fas.pdf>
- [22] Linear Technology, Datenblatt Spannungsregulator LT1175, S. 2 *Absolute Maximum Ratings* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1175ff.pdf>
- [23] Linear Technology, Datenblatt Spannungsregulator LT1175, S. 4 *Dropout Voltage* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1175ff.pdf>
- [24] Linear Technology, Datenblatt Spannungsreferenz LT1021, S.3 *Output Voltage Noise* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1021fc.pdf>
- [25] Analog Devices, Datenblatt Operationsverstärker ADA4077-4, S.1 *Features* [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4077-1\\_4077-2\\_4077-4.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4077-1_4077-2_4077-4.pdf)

- [26] Texas Instruments, Datenblatt DAC8734, S.1 *Features* [http://www.ti.com.cn/lit/ds/symlink/dac8734.pdf](http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/dac8734.pdf)
- [27] Maxim Integrated, Datenblatt ADC MAX1300, S.1 *Features* <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX1300-MAX1301.pdf>
- [28] Linear Technology, Datenblatt LT1021-5, S.3 *Output Voltage* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1021fc.pdf>
- [29] Panasonic, Datenblatt *Metal Film (Thin Film) Chip Resistors* <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/0d01/0900766b80d019df.pdf>, (2014)
- [30] K. Irrgang, S. 49: *Temperaturmesspraxis mit Widerstandsthermometern und Thermo-  
elementen* Vulkan-Verlag GmbH, ISBN 3-8027-2200-0
- [31] Linear Technology, Datenblatt Spannungsregulator LT1962, S. 12 *Applications  
Information, Figure 2: Adjustable Operation* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1962fas.pdf> Stand 23.03.2015
- [32] Linear Technology, Datenblatt Spannungsregulator LT1962, S. 4 *Electrical Characte-  
ristics, Note 9* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1962fas.pdf>
- [33] Linear Technology, Datenblatt Spannungsregulator LT1175, S.9 *Setting Output Vol-  
tage* <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1175ff.pdf>
- [34] H. Bode: *Network analysis and feedback amplifier design* Van Nostrand, New York (1945)
- [35] U. Tietze und Ch. Schenk, *Halbleiterschaltungstechnik, Kapitel 7.7 Frequenzgang-  
Korrektur*, S.144 ff., 7. Auflage (1985), ISBN 978-3-662-07644-6
- [36] H. Nyquist: *Regeneration Theory* Bell System Tech. J. (USA: American Tel. & Tel.) 11 (1): 126–147 (1932)
- [37] Bildquelle: Wikimedia Commons *Spezielles Nyquistkriterium*, Stand 21.03.14
- [38] Bildquelle: Wikimedia Commons *Inverting Operational Amplifier*, Stand 21.03.14
- [39] Analog Devices *Datenblatt Operationsverstärker ADA4077-4* [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4077-1\\_4077-2\\_4077-4.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4077-1_4077-2_4077-4.pdf), S. 13, Figure 34, Stand 22.03.2015
- [40] Texas Instruments, Datenblatt DAC8734, S. 7 & 8 *Pin Descriptions* <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8734.pdf> Stand 24.03.2015

- [41] Texas Instruments, Datenblatt DAC8734, S. 3 *Bipolar Output, DC crosstalk* <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8734.pdf> Stand 24.03.2015
- [42] Maxim Integrated, Datenblatt ADC Max1300, S. 3 *Electrical Characteristics, Input Current* <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX1300-MAX1301.pdf> Stand 24.03.2015
- [43] T. Sailer: *Programmierung eines Mikrocontrollers mit AVR-GCC* Projektpraktikumsbericht MPI-K, Gruppe Blaum, (2015)
- [44] Agilent Multimeter 34461a Datenblatt *Keysight Technologies Digital Multimeters* <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-1983EN.pdf>
- [45] Allan Variance Freeware, *AlaVar5.2* <http://www.alamath.com/alavar/#more-141> Stand 28.03.2015
- [46] Fluke 8508A Datenblatt <http://us.flukecal.com/literature/product-manuals/8508a-reference-multimeter-users-manual> Stand 06.04.2015
- [47] D. Allan, N. Ashby, C. C. Hodge, Appendix A and B (S. 66-71): *The Science of Timekeeping* Hewlett Packard Application Note 1289, (1997)
- [48] Stahl-Electronics: *UM1-14 Ultra High Precision Voltage Sources*, Stand 28.03.2015
- [49] Stahl-Electronics, Preisliste März/April, [http://www.stahl-electronics.com/bilder/Price\\_List\\_March\\_April\\_2015.pdf](http://www.stahl-electronics.com/bilder/Price_List_March_April_2015.pdf) Stand 06.04.2015
- [50] Datenblatt Keysight E363xA Series, <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5968-9726EN.pdf> Stand 06.04.2015
- [51] Datenblatt Spannungsquelle Hameg *Programmable 4 Channel High-Performance Power Supply HMP4040* [http://www.hameg.com/fileadmin/user\\_upload/downloads/katalog/special/HAMEG\\_BR\\_HMP\\_SP\\_EN.pdf](http://www.hameg.com/fileadmin/user_upload/downloads/katalog/special/HAMEG_BR_HMP_SP_EN.pdf) Stand 06.04.2015
- [52] Rhode & Schwarz, Datenblatt ZVL-3 [http://www.rohde-schwarz.com/en/product/zvl3-productstartpage\\_63493-9015.html](http://www.rohde-schwarz.com/en/product/zvl3-productstartpage_63493-9015.html) Stand 06.04.2015
- [53] S. Sturm, F. Köhler, J. Zatorski, A. Wagner, Z. Harman, G. Werth, W. Quint, C. H. Keitel, and K. Blaum: *High-precision measurement of the atomic mass of the electron*, Nature, 506:467–470, (2014).
- [54] M. Rosenbusch, D. Atanasov, K. Blaum, Ch. Borgmann, S. Kreim, D. Lunney, V. Manea, L. Schweikhard, F. Wienholtz, R. Wolf: *Ion bunch stacking in a Penning trap after purification in an electrostatic mirror trap* Appl. Phys. B 114, 147-155 (2014)

## Danksagung

Zunächst möchte ich mich bei Professor Dr. Blaum bedanken, der mir mit seiner freundlichen und konstruktiven Kritik sehr bei der Umsetzung der Arbeit geholfen hat.

Besonders dankbar bin ich auch für die unzähligen Stunden, die Sven Sturm sich für Erklärungen, Hilfe, wenn mal wieder einer Schaltung nicht funktioniert hat, oder Besprechungen des Aufbaus Zeit genommen hat. Hierdurch habe ich wahrscheinlich mehr gelernt, als es sonst irgendwo möglich gewesen wäre. Vielen Dank dafür.

Ich möchte mich auch bei Andreas Weigel bedanken, der mir nicht nur einmal im Umgang mit den Geräten der Werkstatt zur Seite stand und mir damit etliche Stunden unnötiger Arbeit und womöglich auch Verletzungen erspart hat.

Abschließend möchte ich mich bei meiner Freundin bedanken, die mir nicht nur mit ihren Korrekturen weitergeholfen hat. Danke, dass du für mich da warst und mir den Stress nehmen konntest.

## Erklärung

Ich versichere, dass ich diese Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Heidelberg, 07.04.2015

---

Tim Sailer