



universität
wien

DIPLOMARBEIT

Titel der Diplomarbeit

Impedanzwandler für elektrische Transportmessungen mit kurzen
Strompulsen bei tiefen Temperaturen

angestrebter akademischer Grad

Magister der Naturwissenschaften (Mag. rer.nat.)

Verfasserin / Verfasser:	Tobias Kitzler
Matrikel-Nummer:	0508421
Studienrichtung (lt. Studienblatt):	411 Diplomstudium Physik
Betreuerin / Betreuer:	Ao. Univ.-Prof. Dr. Wolfgang Lang

Wien, am 04.04.2011

Zusammenfassung

Zur Reduktion der benötigten Strompulslänge bei der Untersuchung hochohmiger Proben wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein Impedanzwandler für den Einsatz im Kryostaten entworfen, gebaut, charakterisiert und getestet. Die Herausforderung dabei war, dass elektrische Bauteile nicht für den Einsatz im Tieftemperaturbereich konzipiert sind. Demzufolge mussten erst geeignete Bauteile gefunden werden, die im Temperaturbereich von 8 K bis Raumtemperatur funktionieren. Eine weitere Randbedingung war, dass im Kryostaten nur wenig Platz war, um die Schaltung für die vier benötigten Kanäle unterzubringen.

Die durchgeführten Messungen umspannen das Testen von Operationsverstärkern auf ihre Stabilität im gesamten Temperaturbereich, die Untersuchung der Eigenschaften der verwendeten Komponenten und des fertigen Impedanzwandlers. Außerdem wurde an einer Probe eine Vergleichsmessung durchgeführt welche die Vorteile des Impedanzwandlers demonstriert hat.

Um möglichst gute Ergebnisse zu erhalten wurden sowohl Varianten mit ohmschem als auch kapazitivem Spannungsteiler und unterschiedlichen Abschwächungsfaktoren gebaut und getestet. Aufgrund der niedrigen Ausgangsspannungen der Operationsverstärker war es notwendig ein Messprogramm zu schreiben, welches die Pulsspannung asymmetrisch regeln kann, um mit den möglichen Ausgangsspannungen für die Messung der Hall-Spannung auszukommen.

Die Ergebnisse sind sehr vielversprechend: Die Pulslänge konnte um einen Faktor 25 reduziert werden, die Einflüsse der Proben-Kontaktwiderstände konnten nicht mehr beobachtet werden und sogar die Ergebnisse der Hallmessung waren sehr zufriedenstellend. Bei der Vergleichsmessung hat sich zusätzlich herausgestellt, dass die Probe mit der ursprünglichen Messanordnung nicht mehr untersuchbar war, da der Spannungsabfall über die Kontaktwiderstände die Ergebnisse der Hall-Spannung zu stark verfälschte.

Abstract

In order to reduce the required length of current pulses when measuring highly resistive samples, an impedance converter for use in a cryostat has been designed, built, characterized and tested in the course of this work. The challenge in this matter was that electric parts are not made for cryogenic temperatures. As a consequence, parts that work in the temperature range from 8 K to room temperature had to be found first. Another problem was that there was very little space left in the cryostat where one could place the circuits for the four channels needed.

The measurements include testing of operational amplifiers for their stability at cryogenic temperatures as well as measuring the properties of the parts and the voltage follower. For demonstration purposes a comparison measurement on a sample has been performed to demonstrate the advantages of using the impedance converter.

For getting better results, several versions with either ohmic or capacitive voltage dividers and different attenuation factors have been built and evaluated.

The low output voltage of the operational amplifiers gave rise to the need of a measurement program that could control the voltage pulses in an asymmetrical way, so that the available output voltage range was sufficient for measuring the Hall-voltage.

The results are very promising: The needed pulse length could be reduced by a factor of 25, the influences of the sample's contact resistances couldn't be observed any more and even the results of the measurement of the Hall-voltage were very satisfying. During the comparison measurement it emerged that by using the original measurement setup the sample couldn't be measured properly. Apparently, the influence of the contact resistances was too high.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Theorie	7
2.1	Halbleiter	7
2.2	Silizium	9
2.2.1	Bandstruktur Silizium	9
2.2.2	Ladungsträgerdichte	12
2.2.3	Dotierung	12
2.2.4	Ladungsträgerionisation	14
2.2.5	Beweglichkeit	19
2.3	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor	22
2.3.1	Aufbau	23
2.3.2	Funktionsweise	23
2.4	Tieftemperaturverhalten von MOSFET	25
2.4.1	Kink-Effekt	26
2.4.2	Gate to Source-Drain Kapazität	27
2.4.3	Serienwiderstand	27
2.4.4	Übergangseffekte	29
2.4.5	Intrinsische Temperaturverteilung	30
2.5	Operationsverstärker	31
2.5.1	Aufbau eines OPV	32
2.5.2	Typen von OPV	33

2.5.3	Makromodell	34
2.5.4	Nichtideales Verhalten realer OPV	35
2.5.5	Innenschaltung des verwendeten OPV	36
2.5.6	Funktion bei tiefen Temperaturen	37
2.6	Messung der Leitfähigkeit	41
2.7	Messung des Hall-Effektes	42
3	Impedanzwandler	45
3.1	Schaltung	45
3.1.1	Spannungsteiler	48
3.2	Verwendete Komponenten	49
3.2.1	Operationsverstärker	49
3.2.2	Verwendeter OPV	51
3.2.3	Widerstände	52
3.2.4	Kondensatoren	53
3.2.5	Platine	55
3.3	Einbau des Impedanzwandlers	56
3.4	Zweite Impedanzwandlerstufe	57
4	Messungen	59
4.1	Messinstrumente	60
4.1.1	GaGe-Karte	60
4.1.2	Oszilloskop	60
4.1.3	Differenzverstärker	62
4.1.4	Strommesszange	63
4.1.5	Pulsgenerator	63
4.1.6	Kühlung	64
4.1.7	Weitere verwendete Instrumente	65
4.2	Messaufbauten	66
4.2.1	Widerstandswerte der Widerstände	66

4.2.2	Kapazitäten der Kondensatoren	68
4.2.3	Untersuchung der Funktionalität der Operationsverstärker	70
4.2.4	Leistungsaufnahme, Aussteuerbarkeit und Offsetspannung	70
4.2.5	Eingangskapazität des Operationsverstärkers	72
4.2.6	Gleichtaktunterdrückung des Impedanzwandlers	72
4.2.7	Abschwächungsfaktor des Spannungsteilers	74
4.2.8	Probenmessung	76
4.3	Messprogramm	77
4.3.1	Messprogramm für Proben	81
4.4	Messfehler	82
5	Probe	83
5.1	Probenpräparation	84
5.2	Probengeometrie	85
5.3	Einbau der Proben	87
6	Messergebnisse	89
6.1	Komponenten	89
6.1.1	Widerstände	93
6.1.2	Kondensatoren	94
6.2	Eigenschaften der Schaltung	97
6.2.1	Zeitliches Auflösungsvermögen	97
6.2.2	Zeitkonstante	99
6.2.3	Rauschen	101
6.2.4	Gleichtaktunterdrückung	102
6.2.5	Temperaturabhängigkeit der Abschwächung	103
6.2.6	Leistungsaufnahme	106
6.3	Vergleichsmessung	106
7	Diskussion	111
7.1	Überprüfung der Anforderungen	111

7.2 Zusammenfassung der Performance	113
Anhang	i
Literaturverzeichnis	iii
Abbildungsverzeichnis	xiii
Tabellenverzeichnis	xvii
Danksagung	xviii
Lebenslauf	xix

1 Einleitung

Die vorliegende Arbeit behandelt den Bau und die Charakterisierung eines Impedanzwandlers, der für den Einbau in einen Kryostaten verwendet werden soll, sowie die Untersuchung einer Probe mit Hilfe dieses Impedanzwandlers.

Motivation

Hochtemperatursupraleiter sind in vielerlei Hinsicht sehr interessante Materialien. Nicht nur weil sie als Supraleiter unterhalb der Sprungtemperatur ihren elektrischen Widerstand verlieren und das Magnetfeld zumindest teilweise aus ihrem Inneren verdrängen, sondern auch weil sie im Bereich oberhalb der Sprungtemperatur nichtohmsches Verhalten aufweisen. Besonders stark ist dieser Effekt bei hohen Stromdichten im Bereich der Sprungtemperatur, wo durch hohe Ströme die Fluktuationsleitfähigkeit unterdrückt werden kann. Somit ist es auch interessant, sie bei hohen Stromdichten zu untersuchen. Diese Untersuchung macht es erforderlich, dass die ohmsche Erwärmung der Probe so gering wie möglich gehalten wird. Um das zu erreichen werden bei der Untersuchung sehr dünne Proben verwendet, die auf ein Substrat aufgedampft sind und somit in sehr gutem thermischen Kontakt mit dem Substrat stehen. Zusätzlich verwendet man anstatt Gleichstrom nur kurze Gleichstrompulse. Mit dieser Methode ist es möglich die Probe bei sehr hohen Stromdichten zu untersuchen.

Bisher war eine Messanordnung wie in Abb. 1.1 in Verwendung. Der Pulsgenerator hat eine maximale Ausgangsspannung von ± 700 V. Am Ausgang sind je nach Probe Widerstände mit einer Größe von 50Ω , $1 \text{ k}\Omega$ oder $10 \text{ k}\Omega$ eingebaut. Die minimale Pulslänge beträgt 100 ns , wobei die Sättigung nach ca. 50 ns erreicht ist. Über Koaxialkabel (ca. 50 cm , Impedanz: 50Ω) kommt das Signal zum Kryostaten. Von dort führen Koaxialkabel (ca. 50 cm , Impedanz: 35Ω , Maximalspannung 600 V) zum Probenspieß, wo sie mit den Stromkontakten der Probe verbunden werden. Die longitudinalen Spannungskontakte werden wieder über Koaxialkabel (ähnliche Anordnung wie bei der Zuleitung) zu einem Abschwächer (Abschwächungsfaktor 10 oder 100; Eingangswiderstand $1 \text{ M}\Omega$) und von dort aus mit einem Differenzverstärker verbunden. Dieser Differenzverstärker kann intern die Spannung noch einmal um einen Faktor 10 abschwächen, verstärken oder gleich lassen. Er hat eine maximale Ausgangsspannung von 500 mV . Somit kann er nur für Differenzspannungen von maximal 500 V verwendet werden. Die transversalen Spannungskontakte werden in ähnlicher Weise mit einem Differenzverstärker verbunden, mit dem Unterschied, dass in diesem Fall kein Abschwächer zum Einsatz kommt. Im Kryostaten können die Proben auf eine Temperatur von bis zu 8 K abgekühlt werden. Zusätzlich kann ein Magnetfeld von ca. 1 T angelegt werden, welches manuell um eine Achse gedreht werden kann.

Die Kabel von den Kontakten bis zum Differenzverstärker besitzen jeweils eine Kapazität von ca. 100 pF . Zusätzlich besitzen dünne Proben hohe Widerstände und Kontaktwiderstände. Diese Kombination aus hohen Widerständen und Kapazitäten führt zu einem Tiefpass und somit zu einem Signal, welches der Ladekurve eines Kondensators entspricht. Die dabei auftretende Zeitkonstante ist bei Proben mit einem typischen Kontaktwiderstand von $10 \text{ k}\Omega$ in der Größenordnung von einigen Mikrosekunden. Somit werden für eine Messung Spannungspulse mit einer Pulsdauer von ca. $40 \mu\text{s}$ benötigt. Als Folge wird die Probe während des Pulses deutlich erwärmt und es kommt zu einer damit einhergehenden Verfälschung der Ergebnisse und einer stärkeren Begrenzung der maximalen Pulsspannung. Um dieses Problem zu umgehen kann ein Impedanzwandler verwendet werden. Dieser muss temperatur- und magnetfeldunabhängig funktionieren

und schnell genug sein.

Aktive Impedanzwandler können aus Transistoren oder mit Hilfe von Operationsverstärkern (OPV) gebaut werden. Wobei ein Impedanzwandler aus Transistoren typischerweise eine starke Temperaturabhängigkeit aufweist. Komplexer aufgebaute Impedanzwandler aus Transistoren, welche diese Temperaturabhängigkeit nicht aufweisen, sind sehr aufwändig und bieten keine Vorteile gegenüber Impedanzwandlern aus Operationsverstärkern. Passive Impedanzwandler, wie beispielsweise ohmsche oder kapazitive Spannungsteiler können nicht verwendet werden, da sie unter den genannten Bedingungen zu langsam oder zu ungenau wären.

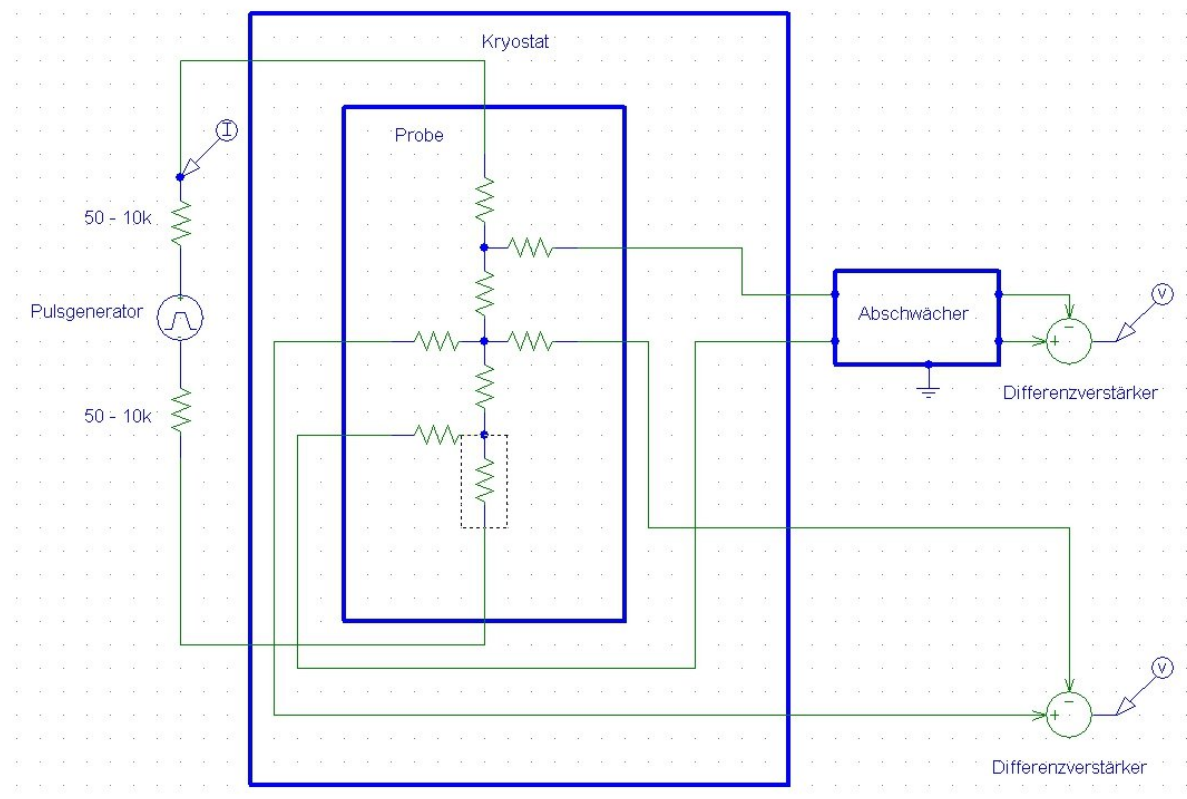


Abbildung 1.1: Vorhandene Messanordnung mit einer möglichen Probengeometrie

Aufgabenstellung

Es ergeben sich folgende Anforderungen an den Impedanzwandler, welche erfüllt sein müssen, um eine Verbesserung der Ergebnisse zu erreichen.

- Die Funktion aller Kanäle muss über den gesamten Temperaturbereich gewährleistet sein.
- Er muss klein genug für den Einbau in den Kryostaten sein.
- Die Leistungsaufnahme muss klein genug sein, um weiterhin auf 8 K abkühlen zu können.
- Die Verwendung muss eine deutliche Verbesserung der zeitlichen Auflösung bei der Untersuchung hochohmiger Proben liefern.
- Er muss 2 Kanäle für die transversale Spannungsmessung mit einer 1:1 Impedanzwandlung und sehr hoher Genauigkeit besitzen.
- Er muss 2 longitudinale Kanäle mit einer Spannungsabschwächung besitzen um Spannungen von ± 600 V messen zu können.
- Er sollte leicht ein- und ausbaubar sein, um die Vorteile der ursprünglichen Anordnung weiterhin nutzen zu können.
- Eine Genauigkeit von mindestens $100 \mu\text{V}$ am Ausgang ist erforderlich.
- Er muss unsensibel gegenüber Magnetfeldern sein.

Die einfachste Möglichkeit einen Impedanzwandler mit diesen Eigenschaften zu erhalten ist, einen solchen Impedanzwandler mit Hilfe eines Operationsverstärkers selbst zu bauen, was ich im Zuge der vorliegenden Arbeit gemacht habe.

Operationsverstärker gehören zu den Standardbauteilen in der modernen Elektronik und sind in vielen Varianten erhältlich. Kommerziell erhältliche Modelle sind weitestens für einen Temperaturbereich von $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $200\text{ }^{\circ}\text{C}$ spezifiziert. Außerhalb dieses Bereichs müssen die Bauteile getestet werden.

Viele Forschungsgruppen verwenden daher Impedanzwandler, die aus Verbindungshalbleiter-Einzeltransistoren aufgebaut sind. Solche Impedanzwandler sind wegen ihrer temperaturabhängigen Eigenschaften jedoch nur für Messungen bei konstanten Temperaturen geeignet. Ein anderer Ansatz ist es, neue Bauteile zu erzeugen, die die gewünschten Eigenschaften besitzen. Dieser Ansatz ist sehr zeit- und kapitalintensiv und mit den zur Verfügung stehenden Mitteln nicht machbar. Viel vorteilhafter wäre es, Standardbauteile verwenden zu können, da diese ausgereift und leicht erhältlich sind. Einigen Berichten [1, 2, 3] zufolge gibt es Operationsverstärker in CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) Bauweise, welche erfolgreich bei Temperaturen bis 4.2 K getestet wurden. Zusätzlich bieten CMOS-OPV einige Vorteile gegenüber Verbindungshalbleiter-Transistoren wie etwa sehr hohe Eingangswiderstände. Alle anderen notwendigen Bauteile, wie Kondensatoren und Widerstände, dürften für die Anwendung ebenso geeignet sein. Somit sollte es möglich sein einen Impedanzwandler zu bauen, sofern ein Operationsverstärker zur Verfügung steht, der den Anforderungen genügt.

2 Theorie

2.1 Halbleiter

Moderne elektrische, nichtlineare Bauteile wie Transistoren und somit in weiterer Folge auch alle IC (Integrierte Schaltkreise z.B.: OPV) die aus solchen aufgebaut sind, sind aus Halbleitern und dabei in erster Linie aus Silizium hergestellt. Somit ist es für qualitative Aussagen über deren Funktion erforderlich, das Verhalten von Silizium bei tiefen Temperaturen zu betrachten. Quantitative Berechnungen sind im Zuge dieser Arbeit nicht möglich, da keine detaillierten Daten zu den untersuchten Bauteilen zur Verfügung stehen. Somit beschränkt sich die Theorie auf qualitative Aussagen und deren mögliche Einflüsse und Untersuchungsmöglichkeiten um diese feststellen zu können.

Eigenschaften von Halbleitern

Wie Isolatoren haben auch reine Halbleiter im Grundzustand ein vollbesetztes Valenzband und ein unbesetztes Leitungsband. Der Unterschied zwischen Halbleiter und Isolator liegt in der Größe der Energielücke. Dies wirkt sich so aus, dass durch thermischer Anregung Elektronen vom Valenzband ins Leitungsband wechseln, und somit zur elektrischen Leitfähigkeit beitragen können. Zusätzlich liefern die entstandenen Leerstellen im Valenzband (Defektelektronen) einen weiteren Beitrag zur Leitfähigkeit. Die dadurch zustande kommende Leitfähigkeit ist proportional zu $e^{\frac{-E_g}{k_B T}}$ (E_g ist die Größe der

Energielücke, k_B ist die Boltzmannkonstante, T ist die Temperatur). Bei Raumtemperatur ($k_B T \approx 0.025 \text{ eV}$) ergibt sich bei einer Energielücke von 0.25 eV eine Leitfähigkeit von $10^{-2} \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$. Im Vergleich dazu hat ein Material mit einer Energielücke von 4 eV eine Leitfähigkeit in der Größenordnung von $10^{-35} \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$ und ist somit ein Isolator.

Wichtige Eigenschaften von Halbleitern:

- Halbleiter sind Festkörper mit einem spezifischen Widerstand der im reinen Zustand bei Raumtemperatur im Bereich von 10^{-6} bis $10^8 \Omega\text{m}$ liegt.
- Jeder Halbleiter besitzt in seiner Bandstruktur eine Energielücke zwischen Valenzband und Leitungsband in der Größe von 0.2 bis 2 eV, wobei der Übergang zum Isolator fließend verläuft.
- Die zwei vorherrschenden Kristallstrukturen von Halbleitern sind die Diamantstruktur (Si, Ge) und die Zinkblende-Struktur (Viele Verbindungshalbleiter wie z.B.: GaAs).
- Halbleiter haben eine sehr hohe Thermokraft (sie ist um einen Faktor 100 größer als bei Metallen)
- In einem reinen Halbleiter steigt die Leitfähigkeit exponentiell mit der Temperatur. Bei niedrigeren Temperaturen ist eine geringe Konzentration von Unreinheiten notwendig, um dieses Verhalten zu ermöglichen. Ein reiner Halbleiter wird somit bei tiefen Temperaturen und genügend kleinen elektrischen Feldern zum Isolator.
- Die Leitfähigkeit in einem Halbleiter ist stark von der Konzentration und der Art der Unreinheiten abhängig.
- Durch Bestrahlung mit Licht oder hochenergetischen Elektronen oder durch „Injektion“ von Ladungsträgern aus einem passenden metallischen Kontakt wird die Leitfähigkeit verändert (im Allgemeinen erhöht).

- Im Allgemeinen sind in einem Halbleiter sowohl Elektronen als auch Defektelektronen für die Leitfähigkeit verantwortlich. In einem dotierten Halbleiter entstehen durch Einbringung von Fremdatomen, die als Donatoren (Elektronenquellen) wirken, zusätzliche Leitungselektronen und von Fremdatomen, die als Akzeptoren (Elektronenempfänger) wirken, zusätzliche Defektelektronen, welche einen weiteren Beitrag zur Leitfähigkeit liefern. Die beim dotierten Halbleiter in vermehrtem Maße zur Verfügung stehenden Ladungsträger werden als Majoritätsladungsträger bezeichnet, diejenigen die dadurch unterdrückt werden, als Minoritätsladungsträger.

2.2 Silizium

Silizium kristallisiert unter Normalbedingungen in Diamantstruktur und ist somit rein kovalent gebunden. Es kommt zu einer Aufspaltung in bindende und antibindende Zustände, wobei die bindenden Zustände das Valenzband und die antibindenden Zustände das Leitungsband bilden. Diese Aufspaltung ergibt unter Normalbedingungen eine Energielücke von ca. 1.1 eV. Somit gehört Silizium zu den Halbleitern.

2.2.1 Bandstruktur Silizium

Die Bandstruktur beschreibt die möglichen Zustände von Elektronen in Festkörpern und kann somit zur Berechnung einiger wichtiger elektrischer Größen (insbesondere die effektive Masse und in Folge dessen die elektrische Leitfähigkeit) eines Materials herangezogen werden. Dies ist jedoch oft mit sehr großem mathematischem Aufwand verbunden.

Bei der Bandstruktur von Silizium (siehe Abb. 2.1) fällt auf, dass das Maximum des Valenzbandes und das Minimum des Leitungsbandes unterschiedlichen Wellenvektoren entsprechen. Solche Halbleiter werden indirekte Halbleiter genannt. Im Gegensatz dazu

gibt es noch die direkten Halbleiter (z.B.: GaAs), bei welchen Minimum und Maximum zum selben Wellenvektor gehören. Die Energielücke von Silizium hat bei Raumtemperatur eine Größe von 1.12 eV und vergrößert sich mit sinkender Temperatur.

Für diese Änderung der Energielücke sind 4 Effekte verantwortlich: [4, 5]

- Abweichung vom harmonischen Potential der Bindungen und daraus folgende Vergrößerung der Gitterkonstante mit steigender Temperatur, was zur Verringerung der Energielücke führt.
- Ausschmieren des periodischen Potentials; in der Röntgenstreuung macht sich das im so genannten Debye-Waller-Faktor bemerkbar.
- Reduktion der gegenseitigen Abstoßung durch Elektronenzustände innerhalb des Bandes durch reduzierte Elektron-Phonon-Kopplung aus Störtermen zweiter Ordnung, den sogenannten Fan-Termen.
- Fan-Terme für Kopplungen innerhalb des Bandes.

All diese Faktoren ergeben zusammen eine Temperaturabhängigkeit der Energielücke wie in Abb. 2.2. Diese Vergrößerung der Energielücke bewirkt eine Verringerung der Ladungsträgerdichte und in Folge dessen eine Erhöhung des spezifischen Widerstandes.

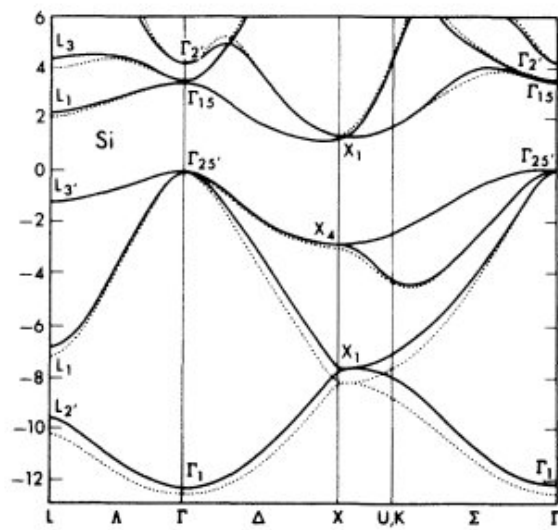


Abbildung 2.1: Berechnete Bandstruktur von Silizium. Grafik nach [6]

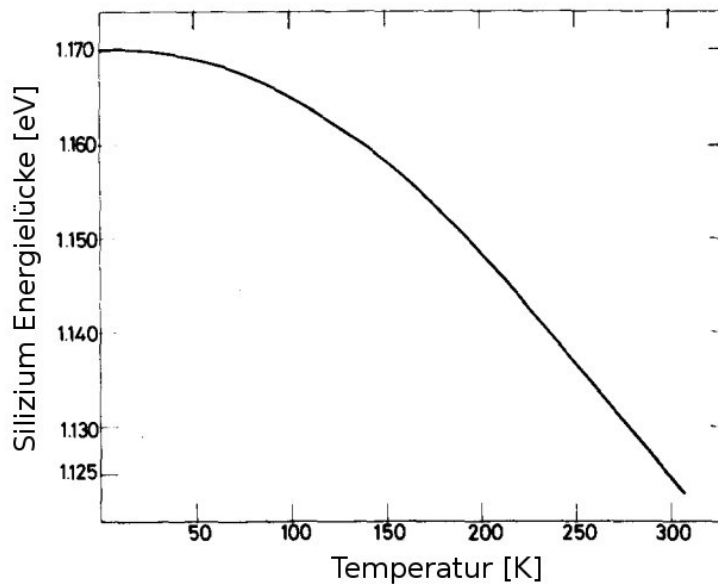


Abbildung 2.2: Temperaturabhängigkeit der Energielücke in Silizium. Grafik nach [7]

2.2.2 Ladungsträgerdichte

Die Ladungsträgerdichte ist über die Formel $\sigma = e(n_n\mu_n + n_p\mu_p)$ (σ ist die Leitfähigkeit, e ist der Betrag der Elementarladung, n_n bzw. n_p ist die Ladungsträgerdichte der Elektronen bzw. der Defektelektronen, und μ die Beweglichkeit der jeweiligen Ladungsträger) direkt mit der Leitfähigkeit verbunden und somit von großer Bedeutung für das Verhalten von Halbleiterbauelementen. In reinem Silizium lässt sie sich leicht aus thermodynamischen Überlegungen herleiten und führt zu einem Verhalten wie in Abb. 2.3. Dieses Modell ist nur für kleine elektrische Felder und hochreines Silizium gültig. Berücksichtigt man Dotierungen und elektrische Felder ändert sich dieses Verhalten maßgeblich.

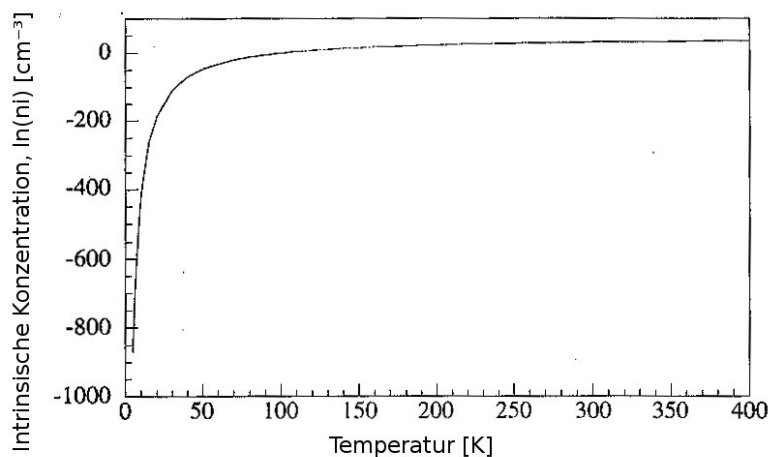


Abbildung 2.3: Berechnete Ladungsträgerdichte in Silizium abhängig von der Temperatur. Grafik nach [8]

2.2.3 Dotierung

Unter der Dotierung versteht man in einen Halbleiter eingebrachte Fremdatome, die als Donatoren (Elektronenquellen/n-Dotierung) bzw. Akzeptoren (Defektelektronenquellen/p-Dotierung) agieren. Bei Silizium werden für die p-Dotierung meist 3-wertige Elemente (z.B. Aluminium) und für die n-Dotierung 5-wertige Elemente (z.B. Phosphor) verwendet.

Die Dotierung hat einen signifikanten Einfluss auf die Eigenschaften des Siliziums. Einerseits ermöglicht die Kombination aus unterschiedlich dotiertem Silizium den Bau von Dioden und Transistoren. Andererseits verändert die Dotierung die Elektronenbänder und somit die Leitfähigkeit. So erhält man für kleine elektrische Felder und unterschiedlich dotiertes Silizium eine temperaturabhängige Leitfähigkeit wie in Abb. 2.4.

Dieses Verhalten legt nahe, dass sehr stark dotierte Bipolartransistoren auch bei sehr tiefen Temperaturen funktionieren sollten. Die Funktion konnte bisher nur für Temperaturen bis hinunter zu 77 K bestätigt werden [9, 10].

Eine Erklärung wird von B. Lengeler [11] geliefert. Er argumentiert mit der Diffusionslänge $L = (\tau D)^{1/2}$ (τ ist die Rekombinationszeit, D ist die Diffusionskonstante) der Ladungsträgerinjektion vom Emitter zur Basis, welche für tiefe Temperaturen stark abnimmt. Dadurch wird der Kollektorstrom verringert und der Basisstrom erhöht. Beide Effekte bewirken eine Reduktion des Verstärkungsfaktors. Bei seiner Untersuchung von verschiedenen Bipolartransistoren war der Verstärkungsfaktor schon bei 77 K für die meisten Transistoren kleiner als 1, und der Transistor somit nicht mehr funktionsfähig.

Nachdem die Funktion der Feldeffekttransistoren (FET) und der Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFET) auf den Majoritätsladungsträgern basiert, leiden sie nicht unter der Reduktion der Diffusionslänge. Auch der Freeze-Out-Effekt, welcher insbesondere in der Inversionsschicht auftreten sollte, muss nicht zum Tragen kommen, da hier sehr große Feldstärken auftreten, wodurch eine Inversionsschicht gebildet werden kann.

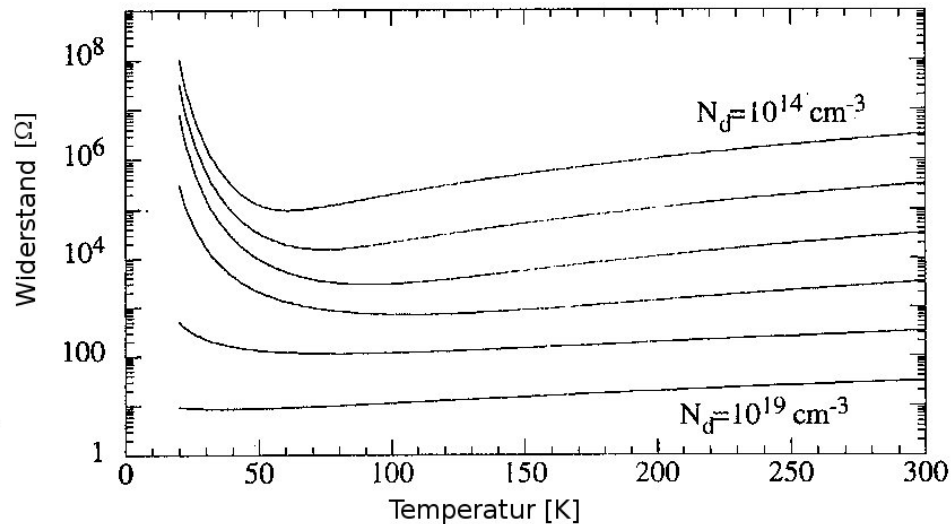


Abbildung 2.4: Berechneter Widerstand einer Siliziumprobe. Länge 30 μm , Breite 20 μm Dicke 1 μm . Grafik nach [8]

2.2.4 Ladungsträgerionisation

Die Ladungsträgerdichte ist nicht ausschließlich von der Temperatur und der Dotierung sondern auch sehr stark von der elektrischen Feldstärke abhängig. Insbesondere in sub-Mikrometer Bauteilen (heute werden in erster Linie solche Bauteile produziert), kommt es zu sehr hohen Feldstärken. Somit sind die bisherigen Modelle nicht mehr ausreichend um das Verhalten der Bauteile zu beschreiben. Es ist notwendig, das elektrische Feld und dessen Einfluss auf die Ionisation von Ladungsträgern, insbesondere von Störstellen-Ladungsträgern, zu berücksichtigen. Dabei sind je nach Temperatur und Feldstärke unterschiedliche Mechanismen ausschlaggebend (siehe 2.5), wobei mit Hilfe der „Dwell Time“ bestimmt werden kann, welcher Mechanismus dominant ist. Die Dwell-Time ist die Zeitkonstante der Ladungsträgerdichte beim Einschalten eines elektrischen Feldes für einen einzelnen Ionisationsmechanismus. Im Folgenden werden die einzelnen Mechanismen etwas genauer betrachtet.

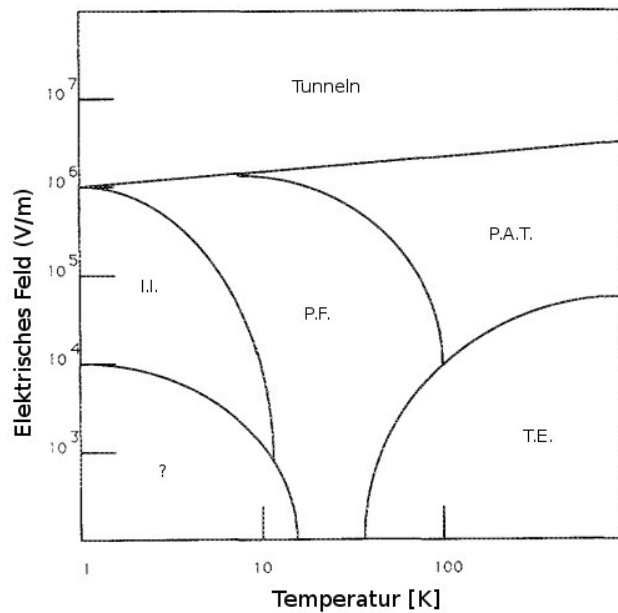


Abbildung 2.5: Schematische Darstellung der dominanten Ionisationsmechanismen in Abhängigkeit von der Temperatur und der elektrischen Feldstärke bei schwacher Dotierung. P.A.T.: Phonon-Assisted-Tunneling, T.E.: Thermische Anregung, P.F.: Poole-Frenkel-Unterstützte thermische Anregung, I.I.: Shallow-Level-Impact-Ionisation. Grafik nach [12]

Thermische Anregung

Die thermische Ionisation beschreibt den thermisch angeregten Übergang von Ladungsträgern aus dem Valenzband in das Leitungsband und ist somit das Standardmodell zur Beschreibung von Halbleiterbauelementen. Es lässt sich leicht aus thermodynamischen Berechnungen herleiten und behält für die meisten elektrischen Bauteile seine Gültigkeit. Dieses Modell beschreibt auch den Freeze-Out-Effekt, welcher bei vielen Bauteilen beobachtet werden kann.

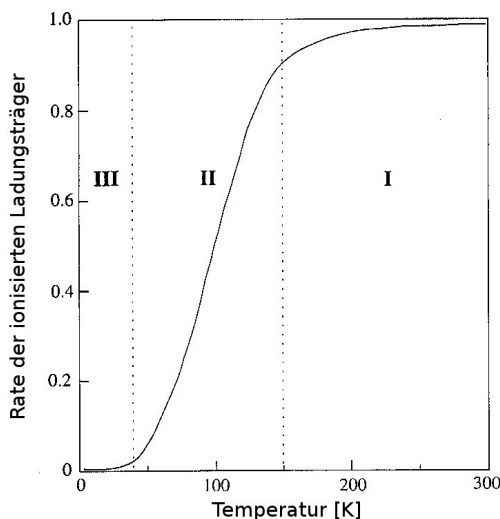


Abbildung 2.6: Temperaturabhängige Ladungsträgerionisations-Rate in Silizium. I: Nahezu vollständige Störstellen-Ladungsträgerionisation (Störstellenerschöpfung), II: Störstellenreserve, III Übergang zum Isolator (Deep Freeze-Out). Grafik nach [13]

Poole-Frenkel-Unterstützte thermische Anregung

Bei tiefen Temperaturen ist die mittlere thermische Energie nicht mehr ausreichend um die Elektronen und Defektelektronen der Störstellen zu ionisieren. Für den Fall, dass kein elektrisches Feld angelegt ist, befindet sich so ein Elektron in einem trichterförmigen Potential (siehe Abb. 2.7 a) mit der Ionisationsenergie w_i . Durch ein angelegtes elektrisches Feld wird dieses Potential gekippt und somit sinkt die thermische Ionisationsenergie um einen Betrag Δw_i auf w_i' (siehe Abb. 2.7 b).

Die Änderung der Potentialhöhe ist nur vom elektrischen Feld abhängig und kann mit Hilfe einer Formel beschrieben werden,

$$w_i' = (w_i - \Delta w_i) = \left[w_i - 2q \sqrt{\frac{qE}{\epsilon_{Si}}} \right] \quad (2.1)$$

wobei E die elektrische Feldstärke und ϵ_{Si} die Dielektrizitätskonstante von Silizium ist. Somit besteht die Möglichkeit, dass das Elektron schon bei geringerer thermischer Anregung über die abgesenkte Potentialbarriere gelangt. Es handelt sich bei diesem Mechanis-

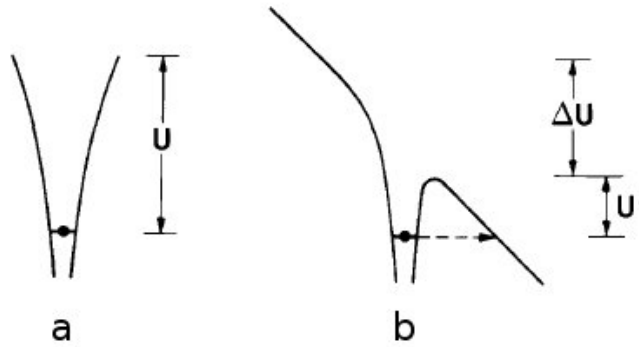


Abbildung 2.7: Potentialprofil für einen Störstellen-Ladungsträger im Freeze-Out Bereich ohne elektrischem Feld (a); im elektrischen Feld (b); Zeigt die Verringerung des Potentialwalls und den Poole-Frenkel-Effekt. Grafik nach [13]

mus noch immer um einen thermisch angeregten Prozess, weshalb er auch „Field-Assisted Thermal Ionisation“ genannt wird.

Dieser Effekt ermöglicht es, dass Elektronen ins Leitungsband gelangen. Bei relativ hohen Temperaturen sinkt die „Dwell Time“ aufgrund der hohen thermischen Energie und das elektrische Feld bewirkt in erster Linie, dass die Minoritätsladungsträger entfernt werden. Ab einer elektrischen Feldstärke von 3300 Vcm^{-1} hat das Feld die Barriere vollständig beseitigt und die Minoritätsladungsträger können frei entfernt werden.

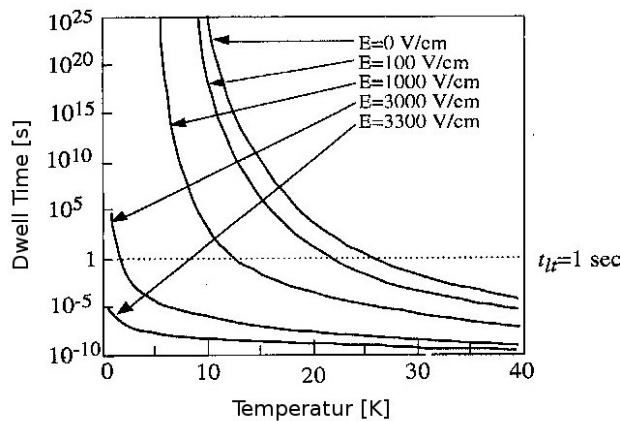


Abbildung 2.8: Poole-Frenkel Dwell Time für Defektelektronen in Bor-dotiertem Silizium im elektrischen Feld. Grafik nach [13]

Tunneln

Die zweite feldabhängige Möglichkeit zur Ladungsträgerionisation ist das Tunneln. Bei ausreichend hohen Feldstärken hat ein Störstellen-Ladungsträger die Möglichkeit vom gebundenen Zustand in das Leitungsband zu tunneln. Dieser Effekt ist nur sehr schwach von der Temperatur abhängig und kann somit feldinduzierte Ionisation genannt und als von der Temperatur unabhängig angenommen werden. Für die „Dwell Time“ ergibt sich ein Verhalten wie in Abbildung 2.9.

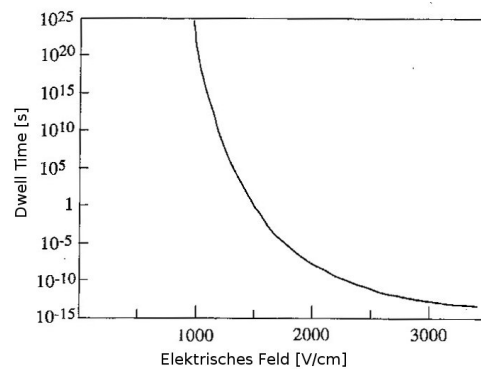


Abbildung 2.9: Tunnel-Dwell-Time abhängig vom elektrischen Feld. Grafik nach [13]

Phonon-Assisted-Tunneling

Im Unterschied zum einfachen Tunneln muss bei höheren Temperaturen berücksichtigt werden, dass sich Störstellen-Ladungsträger in einem angeregten Zustand befinden können, wodurch die für das Tunneln benötigte Feldstärke für die betroffenen Ladungsträger gesenkt wird. Somit tritt dieser Prozess schon für geringere Felder auf, als beim normalen Tunneln.

Shallow-Level-Impact-Ionisation

Wird ein Ladungsträger im Kristall durch ein elektrisches Feld beschleunigt besteht die Möglichkeit, dass seine Energie groß genug wird, um bei einer Kollision einen gebundenen Ladungsträger zu ionisieren. Dieser Prozess wird als Impact-Ionisation bezeichnet und kann in Transistoren zu Problemen führen. Bei der Shallow-Level-Impact-Ionisation werden die ausgefrorenen Störstellen-Ladungsträger ionisiert und somit die Ladungsträgerdichte erhöht.

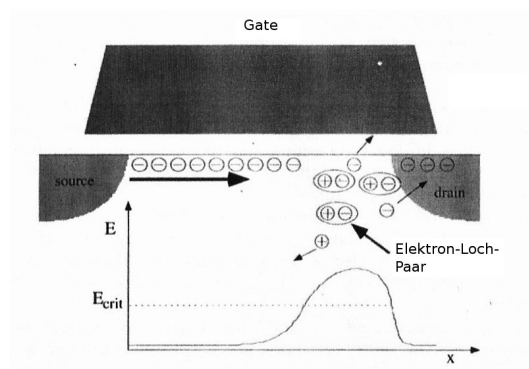


Abbildung 2.10: Schematische Darstellung der Impact-Ionisation von Ladungsträgern in einem N-MOS Transistor. Grafik nach [8]

2.2.5 Beweglichkeit

Genauso wie die Ladungsträgerdichte n ist auch die Beweglichkeit μ stark temperaturabhängig und direkt mit der Leitfähigkeit verknüpft.

$$\sigma = en\mu \quad (2.2)$$

Wobei e die elektrische Ladung und n die Ladungsträgerdichte ist. Unter Berücksichtigung der Phononenstreuung erhält man für die Beweglichkeit ein Verhalten wie in Abbildung 2.11.

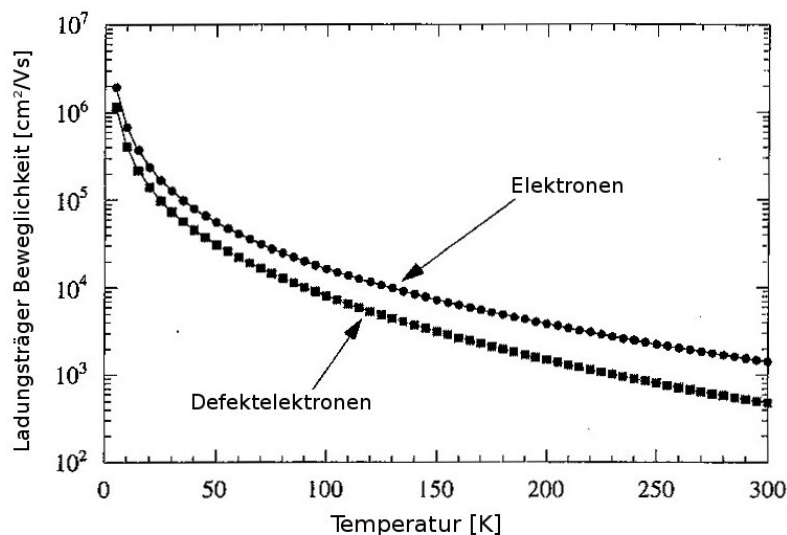


Abbildung 2.11: Berechnete Beweglichkeit von Elektronen und Defektelektronen unter Berücksichtigung von Phononenstreuung als Funktion der Temperatur. Grafik nach [8]

Dieses Modell ist aber für eine genauere Betrachtung zu einfach, da starke elektrische Felder die Beweglichkeit, durch Effekte wie Geschwindigkeits-Sättigung, signifikant reduzieren können. Betrachtet man die Beweglichkeit feldabhängig für verschiedene Temperaturen unter der Berücksichtigung von Phononenstreuung, Streuung an ionisierten Störstellen und Geschwindigkeits-Sättigung, ergibt sich ein Verhalten wie in Abbildung 2.12. Sehr auffallend ist dabei, dass die Beweglichkeit bei geringen elektrischen Feldern mit der Temperatur sinkt. Erst bei hohen Feldern wirken sich sehr tiefe Temperaturen wieder vorteilhaft auf die Beweglichkeit aus.

Einen weiteren signifikanten Einfluss auf die Beweglichkeit liefert die Stärke der Dotierung. In Abbildung 2.13 ist das berechnete Verhalten der Beweglichkeit in Abhängigkeit vom Dotierungsgrad dargestellt. Für hohe Dotierungsgrade, was für Feldeffekttransistoren der interessantere Fall ist, hat die Temperatur nur einen relativ geringen Einfluss auf die Beweglichkeit.

Zusammenfassend ist zu erkennen, dass die Beweglichkeit im Allgemeinen mit sinkender Temperatur steigt. Für den Fall hoher Dotierungskonzentration und hoher elektrischer Felder kann von einer deutlichen Erhöhung der Beweglichkeit ausgegangen werden, da für

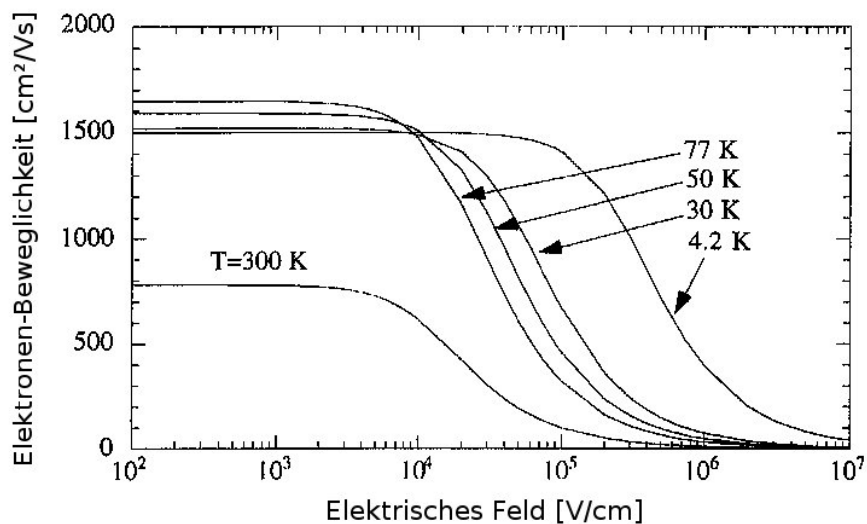


Abbildung 2.12: Berechnete Beweglichkeit von Elektronen unter Berücksichtigung von Phononen Streuung, Streuung an ionisierten Störstellen und Geschwindigkeits-Sättigungseffekten abhängig vom elektrischen Feld, für 5 verschiedene Temperaturen. Grafik nach [8]

hohe Konzentrationen eindeutig eine, wenn auch relativ geringe, Erhöhung der Beweglichkeit zustandekommt, welche durch das Vorhandensein des elektrischen Feldes noch deutlich erhöht werden sollte. Für genauere Aussagen wäre eine Berechnung notwendig, welche den Rahmen der vorliegenden Arbeit deutlich sprengen würde.

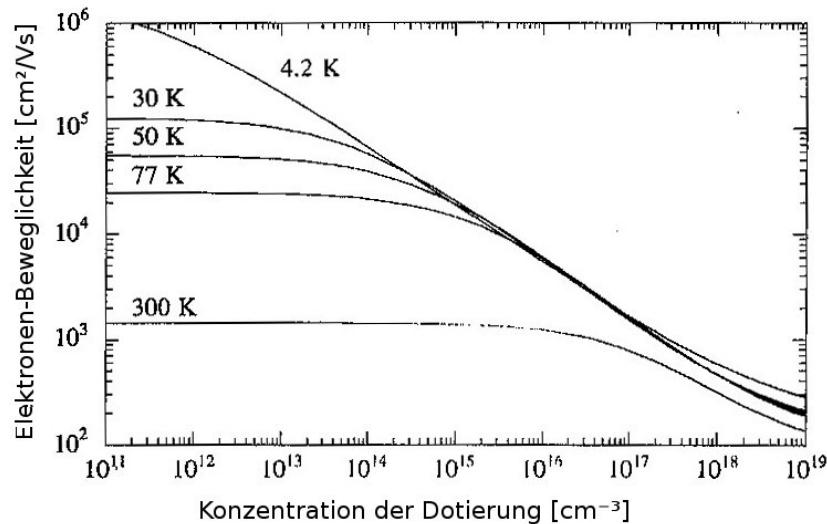


Abbildung 2.13: Berechnete Beweglichkeit von Elektronen unter Berücksichtigung von Streuung an Phononen und ionisierten Störstellen, in Abhängigkeit vom Dotierungsgrad für 5 verschiedene Temperaturen. Grafik nach [8]

2.3 Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor

Ein MOSFET (Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor) gehört zu den Feldeffekttransistoren mit isoliertem Gate (IGFET). Die Leitfähigkeit zwischen Gate und Source wird bei diesen Transistoren über die Spannung zwischen Gate und Source bestimmt, ohne dass Strom über den Gatekontakt fließt. Somit handelt es sich bei dieser Variante um eine leistungslose Steuerung. Bei den MOSFET wird zwischen den PMOS- und NMOS-Transistoren (N- und P-Kanal-Feldeffekttransistor) unterschieden. Werden beide Typen in einer integrierten Schaltung verwendet, spricht man von CMOS-Schaltungen. Diese beiden Typen können wieder in selbstleitende und selbstsperrende Transistoren unterteilt werden. Sie erreichen Schaltfrequenzen von bis zu einigen GHz, wobei selbstleitende Varianten deutlich schneller sind als selbstsperrende. Einige der elektrischen Eigenschaften dieser Transistoren sind stark temperaturabhängig. Das muss in alle Überlegungen miteinfließen.

2.3.1 Aufbau

Ein MOSFET hat 4 Anschlüsse: Gate, Source, Drain und Bulk, wobei der Bulk Anschluss mit dem Source Anschluss verbunden sein kann. Das Charakteristikum eines MOSFET ist der Aufbau des Gates. Dieses besteht aus einem leitenden Gatekontakt, welches durch eine isolierende Schicht (z.B.: Siliziumoxid) vom Kanal zwischen Source und Drain getrennt ist. Heute wird als Gatematerial beinahe ausschließlich hochdotiertes Silizium anstelle von Metall verwendet, trotzdem wurde der Name MOSFET beibehalten.

Abbildung 2.14 zeigt schematisch den Aufbau eines selbstsperrenden N-Kanal MOSFET. Bei einem P-Kanal MOSFET sind die Dotierungen umgekehrt, und bei selbstleitenden Varianten ist zwischen Drain und Source ein Kanal, der dieselbe Polarität aufweist wie Gate und Source, eingebracht.

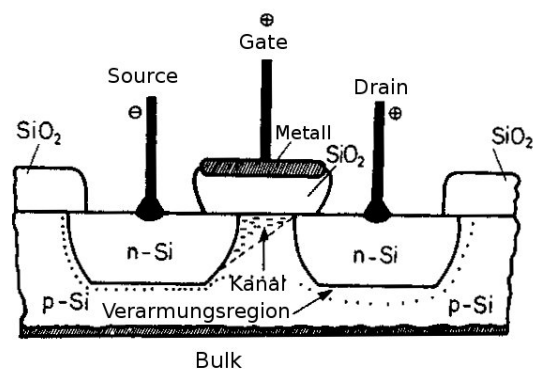


Abbildung 2.14: Querschnitt eines MOSFET. Grafik nach [14]

2.3.2 Funktionsweise

Da der Gatekontakt vom Kanal isoliert ist, kann die Steuerspannung beide Polaritäten annehmen, ohne dass Strom fließt. Diese Steuerspannung beeinflusst nun die Ladungsträgerdichte (siehe Abb. 2.15) und somit die Leitfähigkeit der unter dem Gate liegenden Inversionsschicht, die einen leitenden Kanal zwischen Drain und Source bildet. Ohne Inversionsschicht ist immer einer der pn-Übergänge in Sperrrichtung gepolt und es kann

kein Strom fließen. Je nach Dotierung des Kanals erhält man einen selbstleitenden oder einen selbstsperrenden MOSFET.

Das Verhalten eines MOSFET kann am einfachsten über ein Kennlinienfeld wie in Abb. 2.16 beschrieben werden. Es beschreibt den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung in Abhängigkeit von der Gatespannung. Wobei sich N- und P-Kanal MOSFET nur durch die Vorzeichen der Spannungen und Ströme unterscheiden.

Im Kennlinienfeld unterscheidet man zwischen 3 Bereichen wobei U_{th} die Schwellspannung ist:

- Sperrbereich ($U_{GS} < U_{th}$): Hier fließt kein Strom.
- Ohmscher Bereich ($U_{DS} < U_{GS} - U_{th}$): Für kleine Drain Source Spannungen ist das Verhalten des Transistors nahezu ohmsch. Nähert sich die Drain-Source-Spannung dem Abschnürbereich, wird die Kennlinie immer waagerechter.
- Abschnürbereich ($U_{DS} \geq U_{GS} - U_{th}$): Die Kennlinien verlaufen nahezu waagrecht.

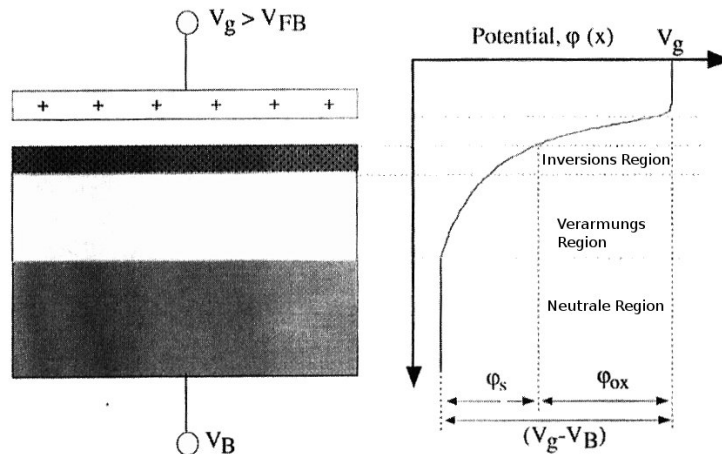


Abbildung 2.15: Schematische Darstellung eines P-Substrat MOS Kondensators und seiner Potentialverteilung. Grafik nach [8]

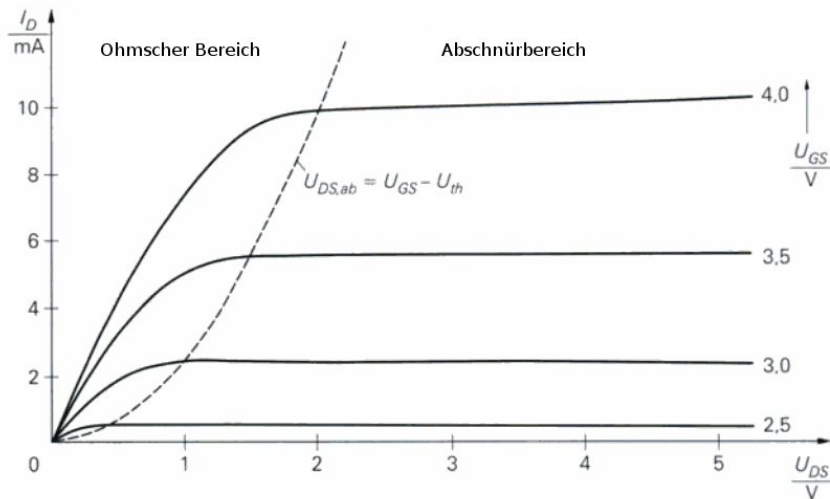


Abbildung 2.16: Typisches Kennlinienfeld eines FET. Grafik nach [15]

2.4 Tieftemperaturverhalten von MOSFET

Eine der ersten systematischen Untersuchungen an MOSFET wurde von R.R. Green [16] vorgenommen. Bei seinen Untersuchungen ist er auf eine ganze Reihe von MOSFET gestoßen die noch bei 4.2 K funktionieren. Die Untersuchungen konzentrierten sich dabei auf die grundsätzliche Funktion auch bei mehrfachem Abkühlen und Aufwärmen, das Rauschen und die Spannungsverstärkung der Transistoren.

Eine deutlich genauere Untersuchung wurde von B. Lengeler [11] durchgeführt. Er hat auch Bedingungen für die Funktion von Transistoren bei 4.2 K herausgefunden.

- Source und Drain müssen sehr stark dotiert sein (10^{19} cm^{-3}) um das Ausfrieren der Ladungsträger zu verhindern.
- Die Oxidschicht muss dünn genug sein um dementsprechend hohe Feldstärken zu ermöglichen, welche für die Bildung der Inversionsschicht verantwortlich ist.
- Die Oxidschicht muss mit dem Drain und Source Bereich überlappen.

Auch unter Berücksichtigung dieser Bedingungen verändern sich einige Eigenschaften der

MOSFET im Vergleich zur Raumtemperatur. Dies kann zur Folge haben, dass ein Transistor zerstört wird, nicht mehr richtig funktioniert, eine andere Versorgungsspannung benötigt wird, aber auch, dass sich die Performance in manchen Bereichen verbessert oder verschlechtert. Auf einige bekannte Effekte wird im Folgenden genauer eingegangen.

2.4.1 Kink-Effekt

Dieser Effekt betrifft das Kennlinienfeld. Im Sättigungsbereich kommt es zu einer Abweichung von der Geraden. Das somit entstehende Kennlinienfeld kann so aussehen wie in Abb. 2.17 (durchgezogene Linie), was einem starken Kink-Effekt entspricht. Simoen und Claeys [17] haben gezeigt, dass der Kink-Effekt bei tiefen Temperaturen sehr stark von den Fertigungsmechanismen abhängig ist. So haben sie auch einen Transistor dokumentiert der bei 4.2 K kaum einen Kink-Effekt zeigt (Abb. 2.17 unterbrochene Linie).

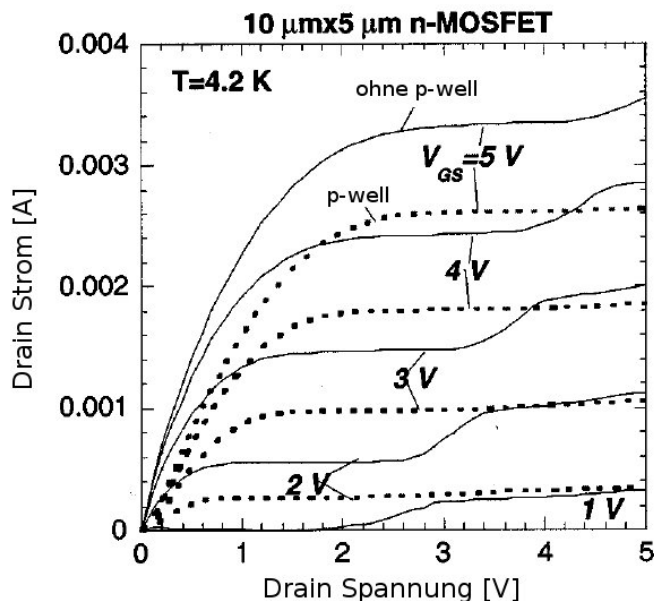


Abbildung 2.17: Output-Charakteristik eines $10\ \mu\text{m} \times 5\ \mu\text{m}$ N-MOSFET bei 4.2 K ohne LDD (Lightly Doped Drain, schwach dotiertem Drain) in einem P-Well (unterbrochene Linien) oder einem p-dotierten Substrat (durchgezogene Linien) zur Verdeutlichung des Einflusses des Herstellungsprozesses. Grafik nach [17]

2.4.2 Gate to Source-Drain Kapazität

Temperaturabhängig ändert sich die Ladungsträgerverteilung in der Inversionsschicht und somit auch deren Kapazität. Dies beeinflusst direkt die Eingangskapazität des CMOS-OPV und ist daher von großer Bedeutung. Untersuchungen dieser Kapazitäten haben ein Verhalten wie es in Abb. 2.18 dargestellt ist ergeben.

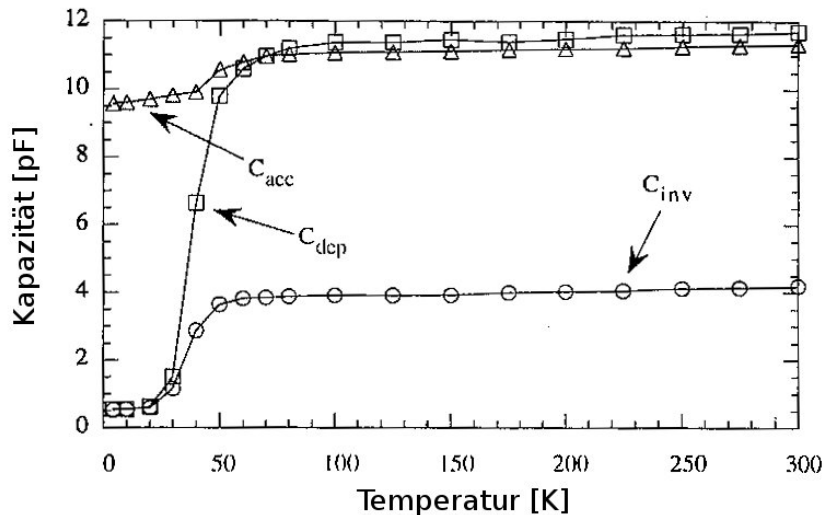


Abbildung 2.18: Verhalten von verschiedenen Kapazitäten eines N-Well MOS-Kondensators. C_{inv} ... -4 V Inversionsbereich, C_{dep} ... 0 V Verarmungsbereich, C_{acc} ... 4V Anreicherungs-bereich. Grafik nach [8]

2.4.3 Serienwiderstand

Der Widerstand eines Transistors setzt sich aus dem Widerstand des Kanals und einem dazu seriellen Widerstand zusammen. Dieser Serienwiderstand (siehe Abb. 2.19) kommt von der Gate-Drain- und der Source-Gate-Strecke und ist in erster Näherung unabhängig von der Gate-Spannung. Besonders bei Transistoren mit LDD (Lightly Doped Drain, Schwach Dotiertem Drain) Strukturen ist er von großer Bedeutung und steigt im Allgemeinen mit sinkender Temperatur. Somit ist zu erwarten, dass es OPV gibt, bei denen sich der Source-Drain Widerstand mit sinkender Temperatur erhöht. (Abb. 2.20)

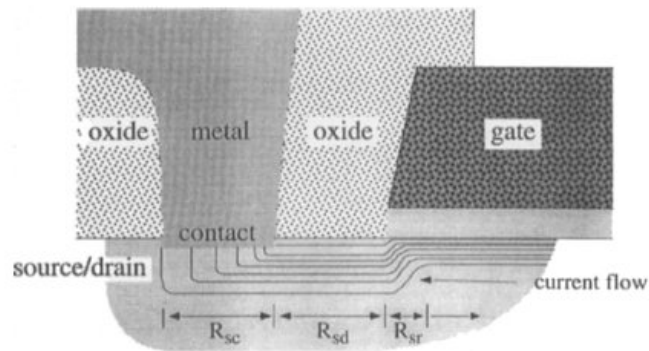


Abbildung 2.19: Der Serienwiderstand setzt sich aus 3 Bereichen zusammen: Dem Kontaktwiderstand (R_{sc}), dem Diffusionswiderstand zwischen Gate und Source (R_{sd}) und dem Übersättigungswiderstand (R_{sr}). Grafik nach [8]

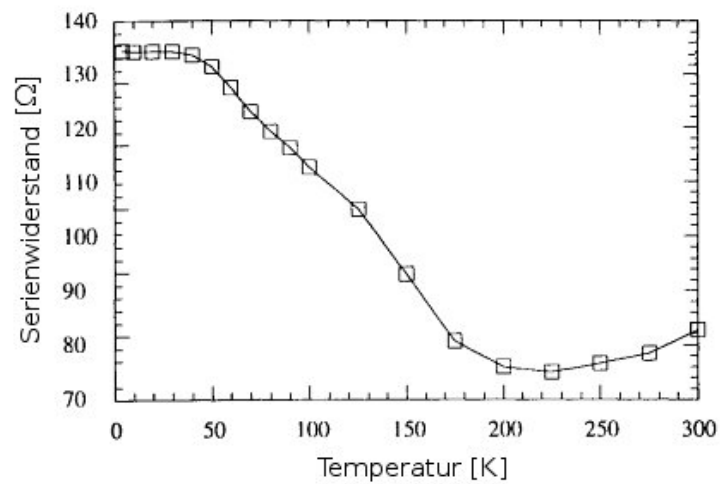


Abbildung 2.20: Serienwiderstand für einen $0.5 \mu\text{m}$ MOS-Transistor für $V_{ds} = 0.1 \text{ V}$ und $V_{gs} = 2.5 \text{ V}$. Grafik nach [8]

2.4.4 Übergangseffekte

Im Abschnitt 2.2.4 wurde die Dwell-Time als die Zeitkonstante vom Anlegen eines Feldes bis zum Erreichen der Gleichgewichts-Ladungsträgerdichte eingeführt. Während dieser Zeit ändern sich die Eigenschaften des Transistors, was zu einem Verhalten wie in Abb. 2.21 führen kann. Dies kann zeitabhängiges Verhalten oder Schwingen von Schaltungen zur Folge haben.

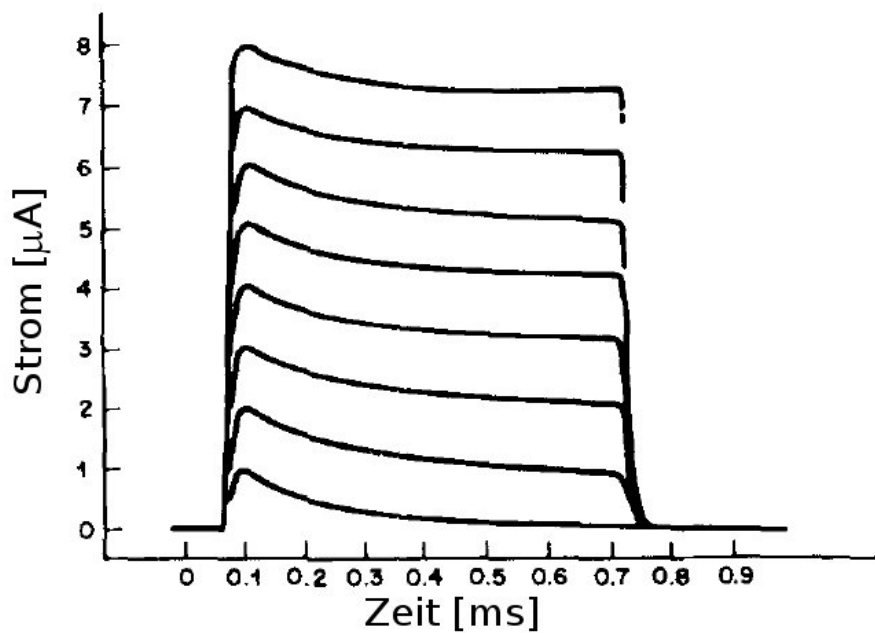


Abbildung 2.21: Zeitabhängiger Drain-Strom durch Übergangseffekte. Grafik nach [18]

2.4.5 Intrinsische Temperaturverteilung

Die Temperatur des Siliziums ist im Betrieb nicht gleich der Umgebungstemperatur. Eine Untersuchung der tatsächlichen Temperatur hat für einen Si N-Well Widerstand eine Temperaturverteilung wie in Abb. 2.22 ergeben. Dies ist stark von der tatsächlichen Geometrie abhängig, verdeutlicht aber, dass die Temperatur im Silizium deutlich von der Umgebungstemperatur abweichen kann. Weiters ist die Temperaturverteilung innerhalb des Siliziums im Allgemeinen nicht homogen. Bei modernen Bauelementen, welche sehr klein gebaut sind, kann hingegen eine homogene Verteilung angenommen werden.

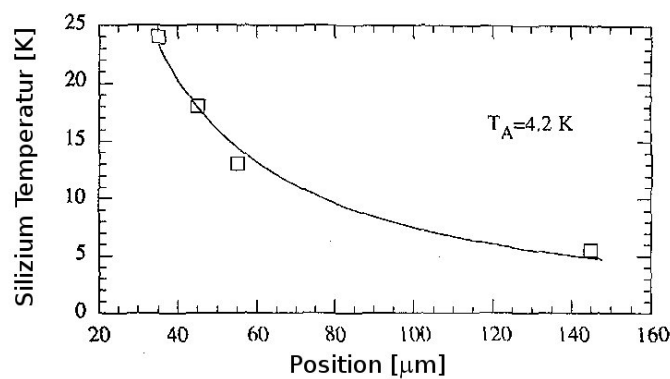


Abbildung 2.22: Gemessene Temperatur in Abhängigkeit vom Abstand zur Wärmequelle. Ein N-Well Widerstand wurde als Wärmequelle verwendet und mit einer Leistung von 13.5 mW betrieben. Grafik nach [8]

2.5 Operationsverstärker

Ein Operationsverstärker (OPV) ist ein elektrischer Differenzverstärker mit einem sehr hohen Verstärkungsfaktor. Er besitzt im Allgemeinen 5 Anschlüsse:

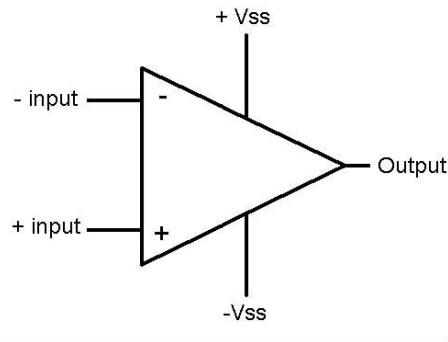


Abbildung 2.23: Schaltskizze eines Operationsverstärkers

- +Vss: positive Versorgungsspannung
- -Vss: negative Versorgungsspannung
- +input: nicht invertierender Eingang
- -input: invertierender Eingang
- Output: Ausgang

Die Ausgangsspannung wird durch die Spannungsdifferenz an den Eingängen geregelt, wobei für einen idealen OPV die Ausgangsspannung $U_A = A_V(U_p - U_n)$ ist; A_V ist der Verstärkungsfaktor, U_p die Spannung am nicht invertierenden Eingang, U_n Die Spannung am invertierenden Eingang. Dies ergibt eine Kennlinie wie in Abb. 2.24.

Durch äußere Beschaltung kann man ihn für eine Vielzahl von signalverarbeitenden Schaltungen, wie z.B. aktive Filter, Verstärker mit definiertem Verstärkungsfaktor, usw. verwenden.

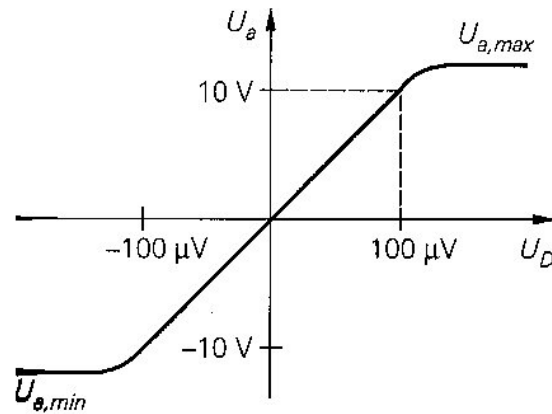


Abbildung 2.24: Übertragungskennlinie eines normalen OPV (V-V-OPV siehe 2.5.2). Grafik nach [15]

2.5.1 Aufbau eines OPV

Aufgebaut ist ein OPV aus einer Vielzahl von Transistoren, welche als integrierte Schaltkreise angeboten werden. Als Beispiel für die Innenschaltung eines solchen OPV ist in Abb. 2.25 die Innenschaltung des $\mu A 741$ dargestellt.

Heute zählen OPV zu den Standardbauteilen in der Elektronik und sind in vielen Varianten erhältlich. Die größten Vorteile der OPV sind ihre in vieler Hinsicht nahezu idealen Eigenschaften, wobei insbesondere ihre hohe Genauigkeit bei niedrigen Frequenzen eine große Bedeutung hat. Neue Varianten haben auch bei hohen Frequenzen (teilweise bis in den GHz Bereich) sehr gute Eigenschaften. „Deshalb gibt es heute praktisch keinen Bereich mehr, in dem Einzeltransistoren Vorteile bieten“ [Zitat Ende] [15].

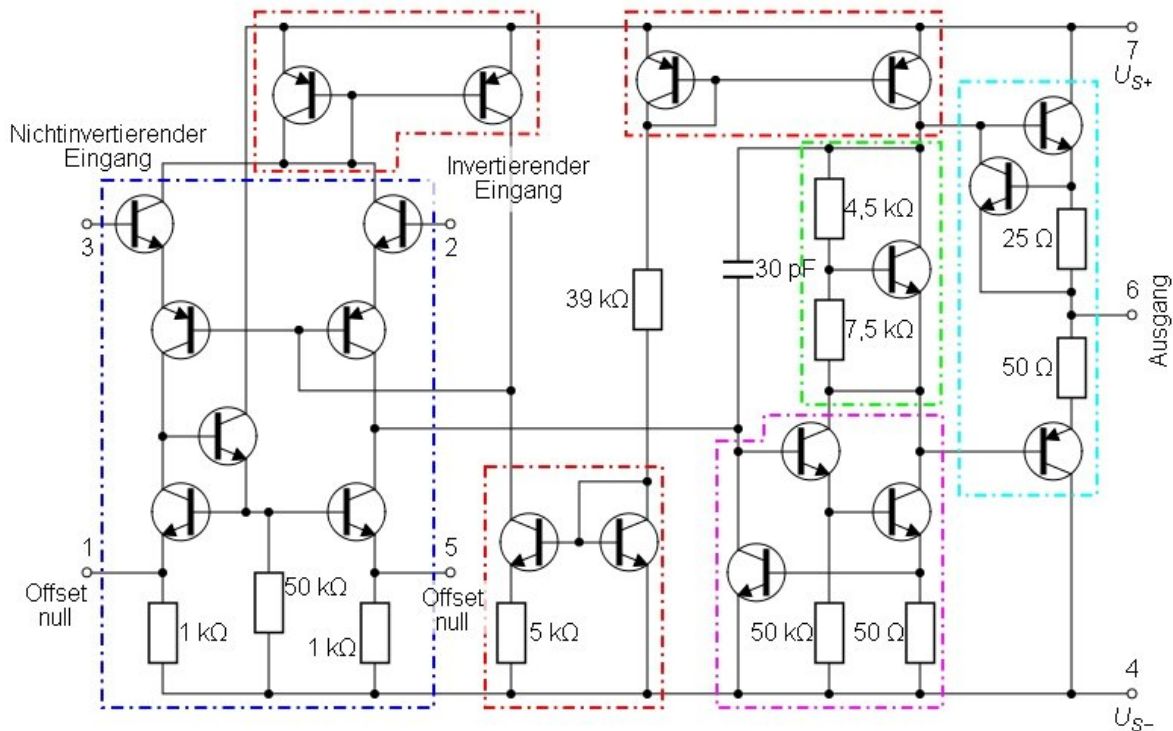


Abbildung 2.25: „Der links eingezeichnete blau umrandete Bereich stellt die Eingangsstufe (Differenzverstärker) mit Konstantstromquelle dar. Zum Abgleich von fertigungsbedingten Fehlern (Offsetfehlern) sind in dieser Stufe zusätzliche Anschlüsse herausgeführt, woran ein Potentiometer zum Feinabgleich angeschlossen werden kann. Die drei rot umrandeten Bereiche fungieren als Stromspiegel für die verschiedenen Stufen. Stromspiegel sind stromgesteuerte Stromquellen und dienen in diesem Fall zur Versorgung der Verstärkerstufen. Der magenta umrandete Bereich ist die primäre Spannungsverstärkerstufe, bestehend aus einer Darlington-Schaltung mit zwei Transistoren. Der grün umrandete Bereich erzeugt eine Vorspannung für die rechts außen türkis umrandete Ausgangsstufe. Der in der Mitte eingezeichnete Kondensator mit 30 pF dient der Frequenzkompensation.“ [Zitat Ende] [19]. Grafik aus [19]

2.5.2 Typen von OPV

Es gibt 4 verschiedene Typen von OPV:

- VV (normaler OPV): 2 hochohmige Eingänge (spannungsgesteuert) und einen niederohmigen Ausgang (Spannungsquelle)
- CV (Transimpedanz-Verstärker): Niederohmiger, stromgesteuerter invertierender Eingang und einen niederohmigen Ausgang (Spannungsquelle)

- VC (Transkonduktanz-Verstärker): 2 hochohmige Eingänge (spannungsgesteuert), einen hochohmigen Ausgang (Stromquelle)
- CC (Strom-Verstärker): Niederohmiger, stromgesteuerter invertierender Eingang, einen hochohmigen Ausgang (Stromquelle)

Der nicht invertierende Eingang ist bei allen Varianten hochohmig. Die mit Abstand am weitesten verbreitete Art ist der VV-OPV. Auch für die vorliegende Arbeit wurden VV-OPV verwendet, da für eine Spannungs-Spannungs-Impedanzwandlung nur ein Spannungsausgang in Frage kommt und eine Stromrückkopplung im Allgemeinen weniger temperaturstabil ist als eine Spannungsrückkopplung.

2.5.3 Makromodell

„Man kann einen gegengekoppelten Operationsverstärker als Regelkreis betrachten und die Gesetze der Regelungstechnik auf die Schaltung anwenden. Abbildung 2.26 zeigt einen allgemeinen Regelkreis. Der Sollwert ergibt sich aus der Führungsgröße durch Bewertung mit dem Führungsgrößenformer, hier dargestellt durch die Multiplikation mit k_f . Der Istwert ergibt sich aus der Ausgangsgröße durch die Bewertung mit dem Regler hier dargestellt durch die Multiplikation mit k_r . Die Differenz von Soll- und Istwert wird durch die Regelstrecke mit A_D multipliziert. Aus der Beziehung für die Regelabweichung

$$U_D = k_f U_e - k_r U_a \quad (2.3)$$

folgen die Definitionen:

$$k_f = \left. \frac{U_D}{U_e} \right|_{U_a=0} \quad \text{und} \quad k_r = - \left. \frac{U_D}{U_a} \right|_{U_e=0} \quad (2.4)$$

Die Verstärkung des Regelkreises in Abb. 2.26 läßt sich aus der Beziehung $U_a = A_D U_D$

und (2.3) berechnen:

$$A = \frac{U_a}{U_e} = \frac{k_f A_D}{1 + k_r A_D} \stackrel{k_r A_D \gg 1}{\approx} \frac{k_f}{k_r} \quad (2.5)$$

In der Operationsverstärkerschaltung realisiert der Operationsverstärker die Regelstrecke. Der Führungsgrößenformer und der Regler werden durch die äußere Beschaltung des Operationsverstärkers gebildet. Die Subtraktion erfolgt entweder durch den Differenzeingang des Operationsverstärkers oder durch die äußere Beschaltung.“ [15]

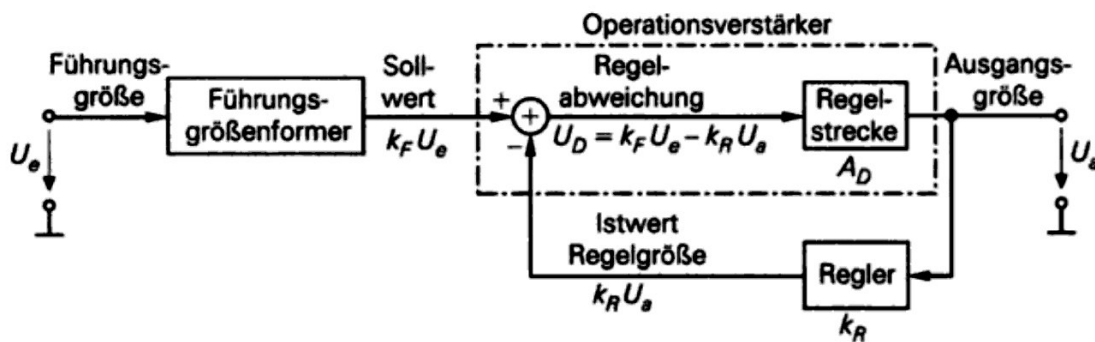


Abbildung 2.26: Durch den Führungsgrößenformer wird aus der Führungsgröße der Sollwert erstellt und aus dem Regler der Istwert der Regelgröße. Die Differenz der beiden ist dann proportional zur Ausgangsgröße. Grafik nach [15]

2.5.4 Nichtideales Verhalten realer OPV

- Strom und Spannungsaufnahme: Jeder OPV hat auch im Ruhezustand eine Leistungsaufnahme, die über ohmsche Verluste in Wärme umgewandelt wird. Bei Tieftemperaturanwendungen kann diese Leistung sehr störend sein, weshalb OPV mit geringen Bias Strömen zu bevorzugen sind.
- Temperaturbereich: Kommerziell erhältliche OPV sind im Normalfall nur für Temperaturen von -60 °C bis 200 °C erhältlich.
- Ausgangswiderstand und -strom: Ein Großteil der OPV besitzt einen maximalen

Ausgangsstrom von 20 mA, spezielle Varianten können jedoch auch Ausgangsströme von mehreren Ampere liefern.

- Eingangswiderstand: 100 k Ω bis 10¹³ Ω
- Eingangsstrom: 100 fA bis 100 μ A
- Offsetspannung: normal 1 bis 10 mV, kann bei manchen Varianten durch Kompensationen auf 1 bis 100 μ V gesenkt werden.
- Rauschen: Typischerweise von 1 bis 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Verstärkungs-Bandbreiteprodukt (GBP): bis zu mehreren GHz
- Nicht vollständige Gleichtaktunterdrückung: Normalerweise 40 bis 140 dB
- Begrenzte Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung: bis zu 50000 V μ s⁻¹

2.5.5 Innenschaltung des verwendeten OPV

Der verwendete OPV hat laut Datenblatt einen inneren Aufbau wie in Abb. 2.27. Dabei handelt es sich um einen klassischen 2-Stufen Aufbau wobei die Eingänge auf möglichst hohe Anstiegsgeschwindigkeiten ausgelegt sind und der Ausgang als Rail-to-Rail Ausgang aufgebaut ist.

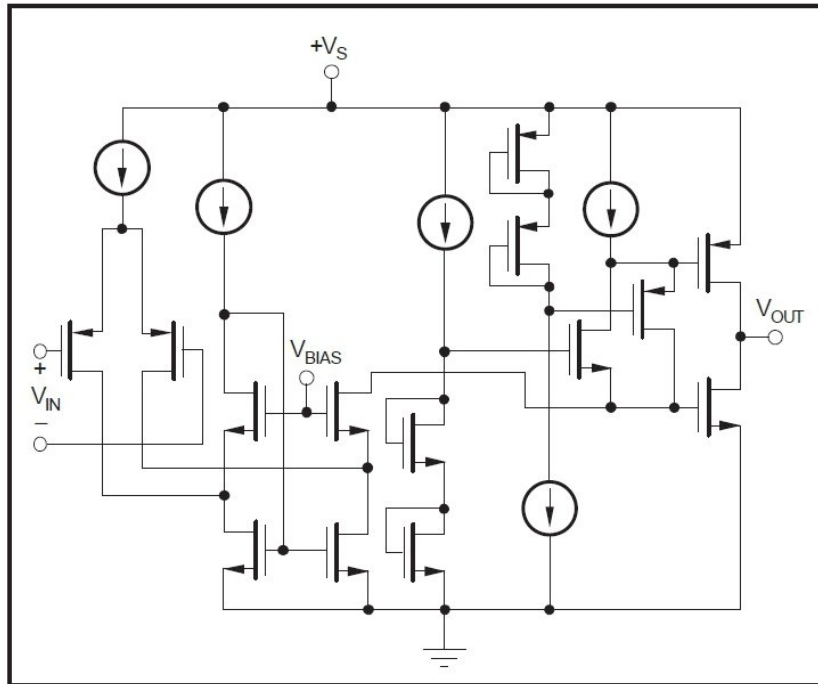


Abbildung 2.27: Innenschaltung laut Datenblatt. Grafik aus [20]

2.5.6 Funktion bei tiefen Temperaturen

Wie in Abschnitt 2.4 beschrieben funktionieren MOSFET teilweise problemlos, teilweise nur noch sehr begrenzt bei tiefen Temperaturen. Genauso kann es auch bei CMOS-OPV je nach Fertigung welche geben, die einwandfrei funktionieren und andere, die nicht mehr funktionieren oder sehr schlechte Eigenschaften aufweisen. Wichtig dabei ist, dass die Feldstärke in den Transistoren groß genug ist, der Kink-Effekt keinen signifikanten Einfluss aufweist und kein Teil des OPV durch den Freeze-Out-Effekt deaktiviert wird. Laut Berichten verschiedener Forschungsgruppen gibt es CMOS-OPV die über den gesamten Temperaturbereich funktionieren [3, 2, 1], genauso wie es OPV gibt, welche nur unter Verwendung sehr hoher Versorgungsspannungen funktionieren [1, 2], genauso wie OPV die gar nicht funktionieren. Vielen gemeinsam ist ein verstärktes Rauschen bei tiefen Temperaturen. Somit mussten die OPV untersucht werden um herauszufinden, welche funktionieren und welche nicht.

Untersuchungsmethoden

Wie schon weiter oben erwähnt, handelt es sich bei einem OPV um einen Differenzverstärker mit sehr hohem Verstärkungsfaktor, der erst durch seine äußere Beschaltung die gewünschten Eigenschaften erhält. Daraus ergeben sich sofort die möglichen Fehlerquellen.

Fehlerquellen:

- **Absturz:** Beim Betrieb außerhalb des spezifizierten Temperaturbereichs kann es vorkommen, dass der OPV nicht mehr funktioniert. Dies kann durch das Ausfrieren von Ladungsträgern hervorgerufen werden. Manche OPV können durch Verwendung höherer Versorgungsspannungen, welche teilweise über der maximalen Versorgungsspannung bei Raumtemperatur liegen kann, „reanimiert werden“. Ist dies nicht möglich, kann der OPV nicht bei diesen Temperaturen verwendet werden.
- **Offset-Spannung:** Sie kann durch asymmetrisches Verhalten der Serienwiderstände, der Transistoren oder der unterschiedlichen temperaturabhängigen Verstärkungsfaktoren von PMOS- und NMOS-Transistoren hervorgerufen werden. Somit ist damit zu rechnen, dass die Änderung der Offsetspannung relativ groß ist. Vorteilhafterweise ist die Offsetspannung für die Messungen nicht relevant, da nur die Differenz zwischen Spannung und Nullpunkt gemessen wird, worauf die Offset-Spannung keinen Einfluss hat.
- **Gleichtaktunterdrückung:** Die nicht vollständige Gleichtaktunterdrückung kommt durch Asymmetrien der Transistoren zustande und kann durch den Kink-Effekt verschlechtert werden. Dieses asymmetrische Verhalten ist im Allgemeinen leicht temperaturabhängig und der dadurch entstehende Fehler ist der für diese Messungen bedeutendste Fehler und muss auch spannungsabhängig untersucht werden, um Einflüsse eines möglichen Kink-Effektes ausschließen zu können.

- PSMR: Beschreibt die Auswirkungen einer Änderung in der Versorgungsspannung auf die Ausgangsspannung. Sie wird ebenfalls durch Asymmetrien und Kink-Effekt hervorgerufen. Dieser Einfluss ist unwichtig, da eine stabile Stromquelle verwendet wird und alle Versorgungsspannungen noch mit einem Kondensator stabilisiert werden. Im Zuge dieser Arbeit wird sie nicht weiter untersucht.
- Eingangskapazität: Die Eingangskapazität entsteht durch die Gate-to-Source/Drain Kapazität des Transistors am Eingang und der kapazitiven Kopplung der Kontakte. Insbesondere die Kapazität des Transistors kann stark temperaturabhängig sein. Die Eingangskapazität wirkt sich als Kapazität eines RC-Gliedes mit den Kontaktwiderständen und somit auf die Grenzfrequenz für die transversale Spannungsmessung und die Spannungsmessung mit ohmschem Spannungsteiler, als auch auf den Abschwächungsfaktor des kapazitiven Spannungsteilers aus.
- Eingangswiderstand: Bei den untersuchten CMOS-OPV ist er in der Größenordnung von $10^{13} \Omega$ und sollte sich mit sinkender Temperatur erhöhen. Somit ist eine genauere Untersuchung im Zuge dieser Arbeit weder möglich noch von Bedeutung.
- Ausgangswiderstand: Dieser kommt durch die Widerstände der Transistoren und der Leitungen zustande. Ihre Widerstandswerte steigen im Allgemeinen mit sinkender Temperatur. Diese Widerstände führen mit den Kabelkapazitäten einen Tiefpass und können somit das zeitliche Auflösungsvermögen verschlechtern. Weiters verändern diese Widerstände die maximale Aussteuerbarkeit der OPV.
- Kleine Verstärkung: Die temperaturabhängigen Verstärkungsfaktoren der Transistoren beeinflussen auch den Verstärkungsfaktor des OPV. Wird dieser sehr klein, wird der OPV deutlich langsamer und ungenauer.

Jede dieser Fehlerquellen kann untersucht werden.

Untersuchungsmethoden:

- Ein Absturz muss nicht separat untersucht werden, da er sich bei jeder Untersuchung eindeutig bemerkbar macht.
- Die Offsetspannung erhält man, wenn man an beiden Eingängen Erdpotential anlegt und die Ausgangsspannung beobachtet wird.
- CMRR erhält man durch $CMRR = \frac{|A_{\text{diff}}|}{|A_{\text{gleich}}|}$, wobei A_{diff} die Differenzverstärkung und A_{gleich} die Gleichtaktverstärkung ist. Für eine 1:1 Verstärkung ergibt sich für die Gleichtaktunterdrückung $CMRR = \frac{1}{|A_{\text{gleich}}|}$. Für diese Messung wird ein Sinussignal mit unterschiedlichen Frequenzen an beide Eingänge angelegt und das Ausgangssignal (bzw. die Differenz der Ausgangssignale für den Fall des transversalen Impedanzwandlers) untersucht.
- PSMR erhält man, wenn die Versorgungsspannung sinusförmig variiert wird und man die Veränderung des Ausgangs beobachtet.
- Der Eingangswiderstand kann mit den vorhandenen Messgeräten nicht untersucht werden, da er zu groß ist.
- Die Eingangskapazität kann durch ein RC Glied, welches durch einen großen Widerstand am Eingang gebildet wird, untersucht werden.
- Der Ausgangswiderstand kann durch einen Vergleich der Aussteuerbarkeit im belasteten und unbelasteten Fall ermittelt werden.
- Die Verstärkung wird gemessen, indem eine kleine Differenzspannung an die beiden Eingänge angelegt und die Ausgangsspannung beobachtet wird.

2.6 Messung der Leitfähigkeit

Die elektrische Leitfähigkeit beschreibt den Zusammenhang zwischen elektrischer Stromdichte und elektrischem Feld. Im Allgemeinen ist die Leitfähigkeit ein Tensor 2. Stufe. Nur für den Spezialfall eines isotropen, linearen (feldgrößenunabhängigen) Mediums ist sie ein Skalar. Definiert ist die Leitfähigkeit über:

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (2.6)$$

wobei \vec{j} die Stromdichte, \vec{E} die elektrische Feldstärke und

$$\sigma = \begin{pmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} & \sigma_{xz} \\ \sigma_{yx} & \sigma_{yy} & \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} & \sigma_{zy} & \sigma_{zz} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

die Leitfähigkeit ist.

In einem Hochtemperatursupraleiter, welcher stark anisotrop ist, kann keinesfalls von einer skalaren Leitfähigkeit ausgegangen werden. Normalerweise verwendet man wenn möglich einkristalline Proben mit vorgegebener Kristallisationsrichtung. Somit werden je nach Orientierung unterschiedliche Werte für die Leitfähigkeit erhalten. Weiters ist zu berücksichtigen, dass die Leitfähigkeit, insbesondere bei Hochtemperatursupraleitern, eine E-Feld abhängige Größe ist.

Um möglichst geringe Messfehler zu erhalten verwendet man normalerweise eine 4-Punkt Messung. Bei dieser Messung werden 2 Stromkontakte und 2 Spannungskontakte verwendet. Diese Methode liefert für sehr hochohmige Eingänge der Spannungsmessung praktisch keine systematischen Fehler. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, erhält man für den gemessenen Strom einen systematischen Fehler welcher aber rechnerisch korrigiert werden kann wenn der Kontaktwiderstand der Probe bekannt ist.

2.7 Messung des Hall-Effektes

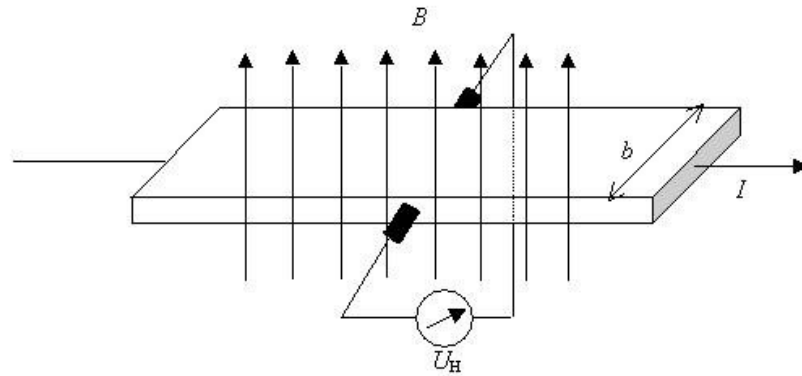


Abbildung 2.28: Schematische Darstellung des Hall-Effektes

Der Hall-Effekt beschreibt die Spannung, die bei einer stromdurchflossenen Probe normal zur Stromrichtung auftritt, wenn sich diese in einem Magnetfeld, welches normal zu Strom- und Spannungsrichtung ist, befindet. (Schematische Darstellung siehe Abb. 2.28) Die Hall-Spannung berechnet sich durch:

$$U_H = R_H \frac{I B_z}{d} \quad (2.8)$$

Wobei U_H die Hall-Spannung, R_H der Hall-Koeffizient, I der Strom, B das Magnetfeld und d die Dicke der Probe ist. Für den Hall-Koeffizienten gilt [21]:

$$R_H = \frac{E_y}{j_x B} \quad (2.9)$$

$$n = \frac{1}{q R_H} \quad (2.10)$$

Wobei μ die Beweglichkeit der Ladungsträger, σ die Leitfähigkeit und n die Ladungsträgerdichte ist. Diese Formeln sind für jede Art von Ladungsträgern gültig. Somit muss im Allgemeinen über die verschiedenen Arten von Ladungsträgern summiert werden. Weiters kann aus den Ergebnissen der Hall-Messung der Hall-Winkel berechnet werden,

welcher über

$$\tan \Theta_{\text{H}} = \mu_{\text{H}} B = \frac{R_{\text{H}} B}{\rho_{\text{xx}}} = \frac{\rho_{\text{yx}}}{\rho_{\text{xx}}} \quad (2.11)$$

definiert ist.

Die Messung geschieht über eine Anordnung wie in Abb. 2.28. Dabei kommt es durch geometrische Effekte (Corbino-Effekt und asymmetrische Kontaktierung) und thermische Effekte (Seebeck-Effekt) zu systematischen Fehlern. Um diese Fehler herauszumitteln werden 4 Gleichstrommessungen benötigt, wobei jeweils die Magnetfeld- und Stromrichtung gewechselt werden muss. Invertiert man nur die Richtung des Magnetfeldes, können damit die Effekte der asymmetrischen Kontaktierung herausgemittelt werden.

3 Impedanzwandler

Ein Impedanzwandler ist ein Bauteil, welches die Impedanz eines Signals verändert. Für Messaufgaben ist häufig eine Wandlung von einem hochohmigen zu einem niederohmigen Signal notwendig um einen Tiefpass zu vermeiden. Dies erzielt man am einfachsten mit einem aktiven Impedanzwandler, welcher mit Hilfe eines OPV aufgebaut werden kann.

Im Zuge dieser Arbeit wurde solch ein Impedanzwandler gebaut, der den an ihn gestellten Anforderungen (Siehe Kapitel 1) genügt.

3.1 Schaltung

Ein Teil dieser Arbeit war, Bauteile zu untersuchen, die für den Bau eines solchen Impedanzwandlers notwendig sind. Darauf wird im Abschnitt 3.2 genauer eingegangen. Vorweg muss erwähnt werden, dass für alle benötigten Bauteile funktionierende Varianten gefunden wurden, was die Möglichkeit eröffnet hat, einen Impedanzwandler wie aus dem Elektroniklehrbuch (Abb. 3.1) zu bauen. Auf eine Erweiterung des Spannungsbereichs wurde zu Gunsten von Platz und dissipativer Leistung verzichtet.

Zusätzlich zum Impedanzwandler im Kryostaten hat sich eine weitere Impedanzwandlerstufe außerhalb des Kryostaten angeboten, welche die Eigenschaften, insbesondere die Gleichtaktunterdrückung und die Geschwindigkeit, verbessert hat.

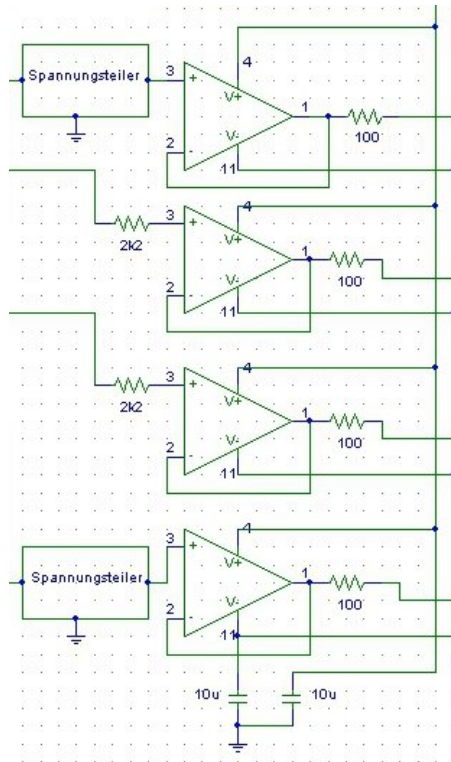


Abbildung 3.1: Schaltskizze des Impedanzwandlers mit 2 normalen und 2 abgeschwächten Kanälen.

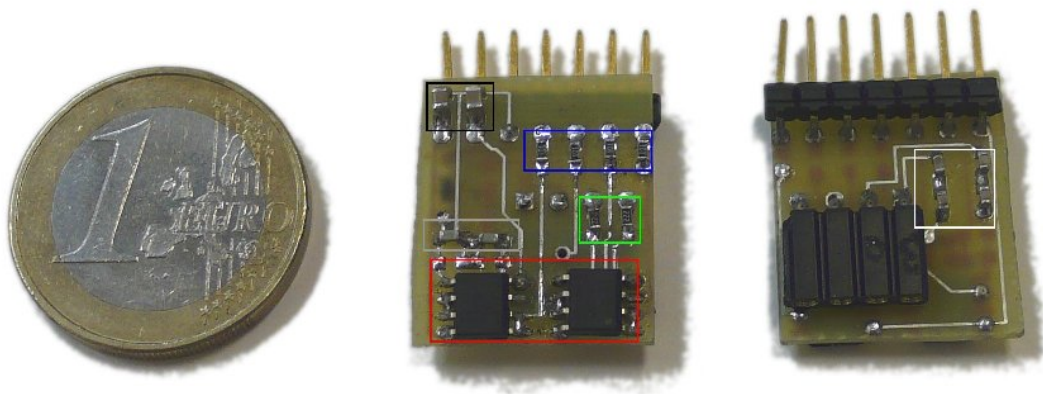


Abbildung 3.2: Bild eines Impedanzwandlers mit kapazitivem Spannungsteiler; Rot: SMD (oberflächenmontiertes Bauelement) Operationsverstärker je 2 Kanäle; Grün: Widerstand zur Sicherung des OPV Eingangs; Weiß: Eingangskapazitäten des Spannungsteilers; Grau: Kapazitäten des Spannungsteilers gegen Masse; Blau: Widerstände zur Abschirmung der OPV Ausgänge gegen die Kabelkapazität; Schwarz: Kondensatoren zur Stabilisierung der Versorgungsspannung

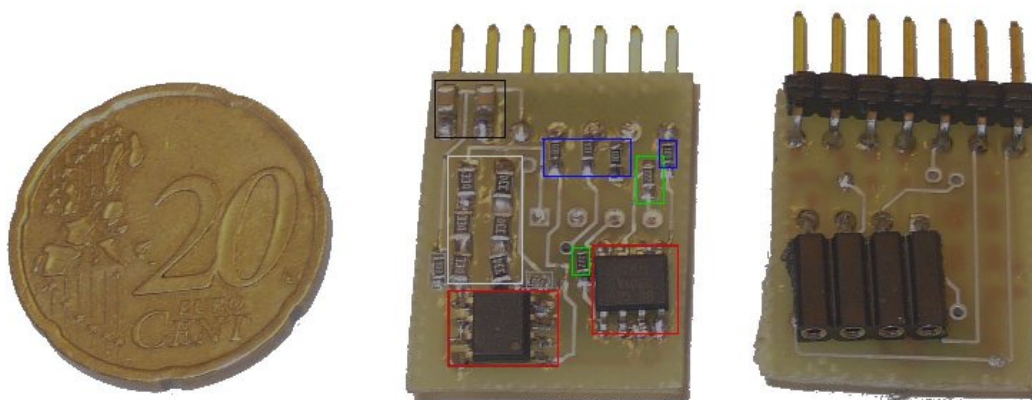


Abbildung 3.3: Bild eines Impedanzwandlers mit ohmschem Spannungsteiler; Rot: SMD Operationsverstärker je 2 Kanäle; Grün: Widerstand zur Sicherung des OPV Eingangs; Weiß: Eingangswiderstände des Spannungsteilers; Grau: Widerstände des Spannungsteilers gegen Masse; Blau: Widerstände zur Abschirmung der OPV Ausgänge gegen die Kabelkapazität; Schwarz: Kondensatoren zur Stabilisierung der Versorgungsspannung

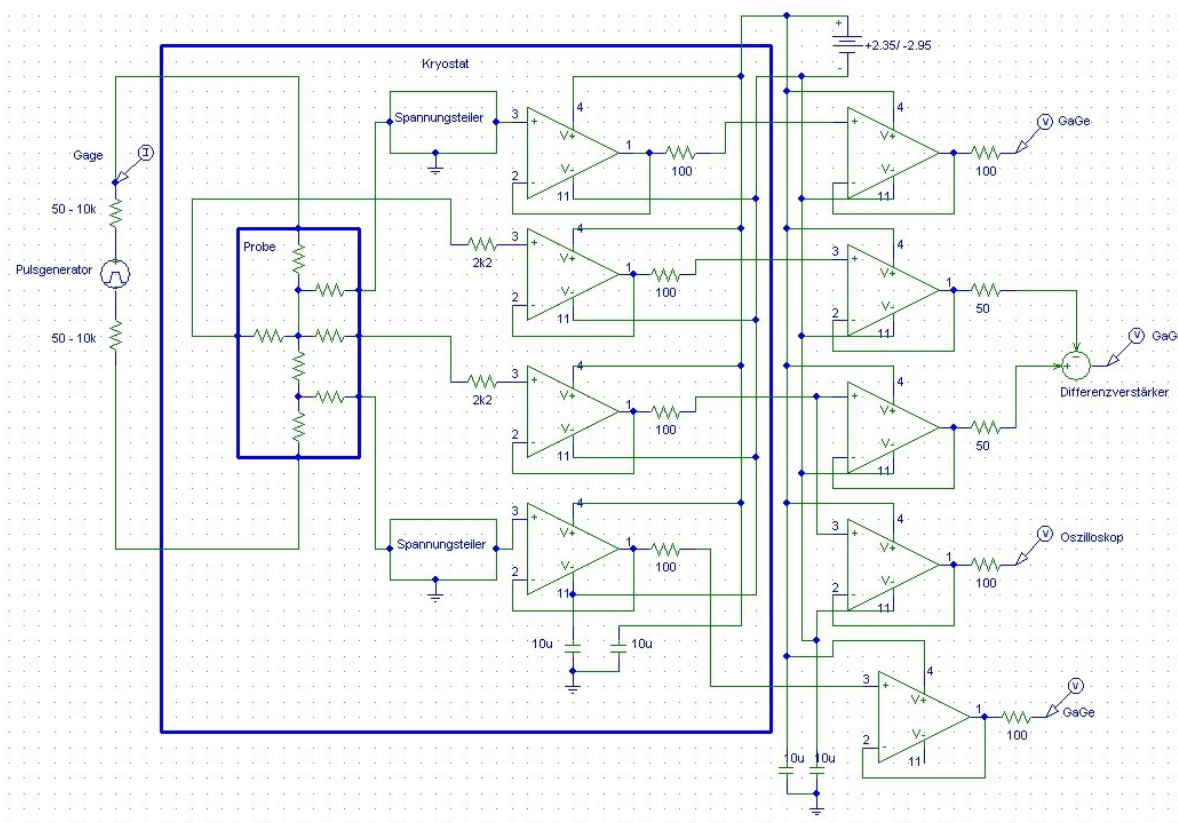


Abbildung 3.4: Schaltskizze des neuen Messaufbaus für die Untersuchung von Proben

3.1.1 Spannungsteiler

Im Allgemeinen wird die Abschwächung eines Signals mit einem ohmschen Spannungsteiler, welcher eventuell noch einen kapazitiven Spannungsteiler parallel geschaltet hat, bewerkstelligt. Die Verwendung einer solchen Parallelschaltung ist in meinem Fall nicht möglich, da die Widerstands- und Kapazitätswerte ein unterschiedliches Temperaturverhalten aufweisen, wodurch es zu einer temperaturabhängigen Abweichung der beiden Abschwächungsfaktoren kommt. Dies würde bedeuten, dass sich nicht nur der Abschwächungsfaktor mit der Temperatur ändert, sondern auch, dass dieser sich im Laufe des Pulses ändert, wobei diese Änderung wiederum von der Temperatur und dem Kontaktwiderstand der Probe abhängig ist. Somit muss zwischen einem ohmschen und einem kapazitiven Spannungsteiler gewählt werden.

Ein ohmscher Spannungsteiler ist für den Fall eines hohen Kontaktwiderstandes entweder ungenau, oder hochohmig und somit langsam. Ein kapazitiver Spannungsteiler ist für Messungen von Gleichspannungen ungeeignet, da sich die Kondensatoren zu schnell und noch dazu nicht gleichmäßig entladen. Für gepulste Gleichspannung bekommt man eine zeitabhängige Abweichung der Abschwächung vom Sollwert, welche von der Pulsdauer, der Kapazität und den zu den Kapazitäten parallelen Widerständen (Isolationswiderstand des Kondensators und Eingangswiderstand des Impedanzwandlers) abhängig ist.

Im vorliegenden Fall, bei Verwendung eines Kondensators mit einer Kapazität von mindestens zwei Picofarad und einem Isolationswiderstand von mindestens $10^{10} \Omega$ und einem OPV mit einem Eingangswiderstand von mindestens $10^{13} \Omega$, ergibt sich eine minimale Zeitkonstante von $\tau > 10^{-2} \text{ s}$. Somit ergibt sich ein Fehler von $\Delta V/V < 0.01 \text{ \%}/\mu\text{s}$. Dieser Fehler entspricht bei einer Pulslänge von $5 \mu\text{s}$ dem der bei einem ohmschen Spannungsteiler mit einem Eingangswiderstand von $1 \text{ M}\Omega$ durch einen Kontaktwiderstand von 500Ω zustandekommt. Aus physikalischen Überlegungen sollte sich dieser Fehler aufgrund eines steigenden Isolationswiderstandes mit sinkender Temperatur verkleinern.

Um diese Überlegungen zu untermauern, wurden sowohl Impedanzwandler mit ohm-

schem als auch mit kapazitivem Spannungsteilern untersucht. Die Ergebnisse werden in Abschnitt 7.2 miteinander verglichen. Außerdem wurde die Zeitkonstante des kapazitiven Spannungsteilers untersucht. (siehe Abschnitt 6.2.2)

Durch die temperaturabhängigen Größen der Widerstände und Kondensatoren ergibt sich für beide Varianten ein temperaturabhängiger Abschwächungsfaktor. Dieser ist insbesondere beim kapazitiven Spannungsteiler von den einzelnen Bauteilen abhängig und muss für jeden Spannungsteiler separat ermittelt werden. Ein Beispiel für die Änderung des Abschwächungsfaktors mit der Temperatur ist in Abb. 6.15 dargestellt.

3.2 Verwendete Komponenten

3.2.1 Operationsverstärker

Die ganze Arbeit steht und fällt damit ob ein OPV mit hinreichend guten Eigenschaften gefunden wird, welcher über den gesamten Temperaturbereich funktioniert. Deshalb wurde schon vor Beginn der ersten Messungen nach bekannten OPV gesucht, welche den Anforderungen genügen.

Bisherige Verwendung von Elektronik bei tiefen Temperaturen

Eine der ersten Untersuchungen von Si-FET bei 2 K wurde schon 1965 von Howard und Fang [22] durchgeführt. Lengler hat 1974 im Zuge seiner Untersuchung von Halbleiterbauelementen eine Reihe von Transistoren erfolgreich bei 4.2 K getestet. In einem Übersichtsartikel von Kirschman [23] wurde 1985 die CMOS Technologie als eine der vielversprechendsten Technologien für niederfrequente Tieftemperaturanwendungen eingeschätzt und unterschiedliche Transistoren, die bei tiefen Temperaturen funktionieren, aufgelistet (siehe Abb. 3.5).

Der älteste von mir gefundene Bericht eines CMOS-OPV, der erfolgreich bei 4.2 K getestet wurde, stammt aus dem Jahr 1993 und wurde von Swenson und Baker veröffentlicht [3].

Material	Device	Temperatures	Applications
Ge	Bipolar	> 100 K	–
	Discrete JFET	Liquid helium and above	Low frequency amplifiers, oscillators
Si	Bipolar	> 100 K	–
	Discrete JFET	Liquid helium and above	Low frequency amplifiers, oscillators
	Discrete MOSFET	Liquid helium and above	low frequency amplifiers, oscillators
GaAs	VLSI MOSFET	Liquid nitrogen	High-speed logic (proposed)
	Discrete MESFET	20 K and above	Low-noise microwave amplifiers (proposed)
	LSI/VLSI MESFET	Liquid nitrogen	High-speed logic and fast/high frequency instruments (proposed)
GaAs/AlGaAs	Discrete HEMT	20 K and above	Low-noise microwave amplifiers (proposed)
	LSI/VLSI HEMT	Liquid nitrogen	High-speed logic and fast/high frequency instruments (proposed)

Abbildung 3.5: Zusammenfassung der bekannten Funktion von Transistoren bei tiefen Temperaturen (Stand 1985). Grafik nach [23]

In einer Arbeit aus dem Jahr 2008 berichten Svindrych *et al.* von CMOS-OPV die sie im Temperaturbereich von 4.2 K bis 300 K erfolgreich getestet haben. Einer der von ihnen vorgeschlagenen OPV wurde auch im Laufe dieser Arbeit getestet.[1]

Alle im Laufe der vorliegenden Arbeit getesteten OPV, wobei es sich ausschließlich um CMOS-OPV gehandelt hat, haben bis zu einer Temperatur von 70 K problemlos funktioniert, wobei nur geringe Abweichungen von den Spezifikationen aufgetreten sind. Dies ist wenig überraschend, da bis zu dieser Temperatur noch ein relativ großer Prozentsatz der Dotierungsatome ionisiert ist. Wurde die Temperatur weiter gesenkt, sind manche der getesteten OPV abgestürzt oder haben unerwünschtes Verhalten gezeigt.

3.2.2 Verwendeter OPV

Grundsätzlich wurden nur VV-OPV untersucht, welche rein auf CMOS-Technologie basieren und sehr hohe Eingangswiderstände aufwiesen. Danach wurden für die Wahl des OPV folgende Kriterien herangezogen.

1. Stabile Funktion im Bereich von 8 K bis Raumtemperatur
2. kleine Eingangskapazität
3. kleine Baugröße
4. große Bandbreite
5. gute Gleichtaktunterdrückung
6. große Ausgangsströme

Nach zahlreichen Tests ist die Wahl auf den OPA 2301 von Texas Instruments® gefallen. Dieser war von den stabilen OPV derjenige mit der geringsten Eingangskapazität. In Tabelle 3.1 werden seine Eigenschaften mit denen eines idealen und denen eines realen OPV verglichen.

	Idealer OPV	Realer OPV	OPA 2301[20]
Verstärkung	∞	10^4 bis 10^9	$2 * 10^5$
Eingangswiderstand	∞	100 k Ω bis $10^{13} \Omega$	$10^{13} \Omega$
Eingangskapazität	∞	> 0.1 pF	3 pF
Ausgangswiderstand	0	0.1 bis 100 Ω	20 Ω
Offset Spannung	0	-10 μ V bis 10 mV	± 1 mV
GBP	∞	< 4 GHz	150 MHz
Anstiegsgeschwindigkeit	∞	5000 V/ μ s	80 V/ μ s
Gleichtaktunterdrückung	∞	≤ 140 dB	80 dB
Rauschspannung	0	1 bis 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Versorgungsspannung	beliebig	1.6 bis 35 V	2.7 bis 5.5 V
Leistungsaufnahme	0	μ W bis W	< 50 mW
Arbeitstemperatur ¹	0 bis ∞	-60 bis 200 $^{\circ}\text{C}$	-55 bis 125 $^{\circ}\text{C}$

Tabelle 3.1: Vergleich idealer, realer und verwendeter OPV. GBP ist das Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt.

3.2.3 Widerstände

Für die Widerstände wurden Metall-Film-Widerstände der Firma Panasonic® verwendet. Widerstände dieser Bauart sollten aus physikalischen Überlegungen nur eine sehr geringe Temperaturabhängigkeit aufweisen, da der spezifische Widerstand in erster Linie durch Störstellen hervorgerufen wird. Zusätzlich waren diese Widerstände mit sehr großer Genauigkeit verfügbar, weshalb angenommen werden kann, dass sich die einzelnen Widerstände mit gleichem Widerstandswert nur sehr wenig im Temperaturdrift unterscheiden. Die genauen Spezifikationen sind in den Tabellen 3.2 und 3.3 aufgelistet.

	100 Ω	2.2 k Ω	10 k Ω
Herstellerbezeichnung	ERA3AEB101V	ERA3AEB222V	ERA3AEB103V
Bauart	0603	0603	0603
Temperaturbereich	-55 bis 155 $^{\circ}\text{C}$	-55 bis 155 $^{\circ}\text{C}$	-55 bis 155 $^{\circ}\text{C}$
Genauigkeit	1 ‰	1 ‰	1 ‰
Temperaturdrift	25 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	25 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	25 ppm/ $^{\circ}\text{C}$
Max. Leistung	0.1 W	0.1 W	0.1 W
Max Overload Voltage	5.4 V	37.0 V	79 V

Tabelle 3.2: Spezifikationen der verwendeten Widerstände [24]

¹lt. Hersteller

	33 k Ω	1 M Ω
Herstellerbezeichnung	ERA3AEB333V	ERA6AEB105V
Bauart	0603	0805
Temperaturbereich	-55 bis 155 °C	-55 bis 155 °C
Genauigkeit	1 ‰	1 ‰
Temperaturdrift	25 ppm/°C	25 ppm/°C
Max. Leistung	0.1 W	0.125 W
Max Overload Voltage	143 V	200 V

Tabelle 3.3: Fortsetzung Spezifikationen der verwendeten Widerstände [24]



Abbildung 3.6: Bild eines verwendeten Widerstandes am Beispiel des 1 M Ω Widerstandes

3.2.4 Kondensatoren

Für die Kondensatoren mussten verschiedene Typen gewählt werden. Der Spannungsteiler wurde aus Keramikkondensatoren mit einem C0G Dielektrikum aufgebaut. Die Änderung der Dielektrizitätskonstante mit der Temperatur ist für dieses Dielektrikum sehr gering, weshalb sich die Kapazität der Kondensatoren temperaturabhängig nur sehr wenig ändert. Als Spannungsstabilisierung waren diese Kondensatoren wegen ihrer geringen Kapazität nicht geeignet. Deshalb wurden für diesen Zweck Keramikkondensatoren mit einem X7R Dielektrikum verwendet. Diese Kondensatoren weisen einen sehr starken Temperaturdrift in ihrer Kapazität auf, sind jedoch mit Kapazitäten von bis zu einigen zig μF in SMD Bauweise erhältlich. In den Tabellen 3.4 und 3.5 ist ein kurzer Überblick über alle verwendeten Kondensatoren und ihre Spezifikationen gegeben.

	2 pF	2.2 pF	30 pF
Hersteller	JT	VISHAY®	JT
Hersteller-Teilenummer	251R14S2R0BV4T	VJ1206A2R2CXEAT	251R14S300GV4T
Dielektrikum	C0G	C0G	C0G
Bauart	0603	1206	0603
Temperaturbereich	-55 bis 125 °C	-55 bis 125 °C	-55 bis 125 °C
Genauigkeit	0.1 pF	0.25 pF	2 %
Temperaturdrift	30 ppm/°C	30 ppm/°C	30 ppm/°C
Max DC Voltage	250 V	500 V	250 V
Isolationswiderstand	$> 10^{10} \Omega$	$> 10^{10} \Omega$	$> 10^{10} \Omega$

Tabelle 3.4: Spezifikationen der verwendeten Kondensatoren. JT...Johanson Technology® [25, 26]

	100 pF	470 pF	10 μ F
Hersteller	JT	AVX®	AVX®
Hersteller-Teilenummer	251R14S101GV4T	06035A471JAT2A	08056C106KAT2A
Dielektrikum	C0G	C0G	X7R
Bauart	0603	0603	0805
Temperaturbereich	-55 bis 125 °C	-55 bis 125 °C	-55 bis 125 °C
Genauigkeit	2 %	5 %	10 %
Temperaturdrift	30 ppm/°C	25 ppm/°C	15 % (-55 bis 125 °C)
Max DC Voltage	250 V	50 V	6.3 V
Isolationswiderstand	$> 10^{10} \Omega$	$> 10^{11} \Omega$	$> 10^8 \Omega$

Tabelle 3.5: Fortsetzung Spezifikationen der verwendeten Kondensatoren. JT...Johanson Technology® [25, 27, 28]

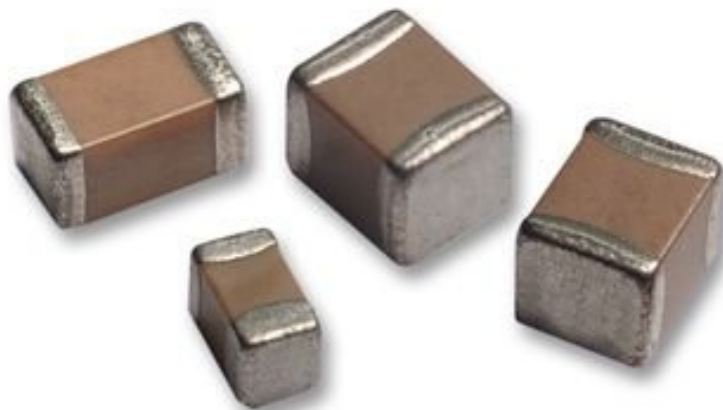


Abbildung 3.7: Abbildung der Kondensatoren von Johanson Technology®

3.2.5 Platine

Um die Eigenschaften der Schaltung zu verbessern, die Handhabung zu vereinfachen und die Reproduzierbarkeit besser zu gewährleisten wurde die Schaltung auf eine Platine gelötet. Für diesen Zweck war flussmittelfreies Lötzinn vorgesehen, welches geringeres thermisches Rauschen verursacht. Nachdem sich herausgestellt hat, dass für alle bereits vorhandenen Kontakte normales Lötzinn zum Einsatz gekommen ist, wurde auch für die Bestückung der Platine auf herkömmliches Lötzinn zurückgegriffen, da dieses einfacher handhabbar ist und die Kontakte mechanisch stabiler werden.

Die Platine wurde mit dem Programm „Target 3000“ gezeichnet und über das „Conrad® Leiterplattenservice“ bestellt. Die Pläne der beiden Leiterplatten sind in Abbildung 3.8 abgebildet.

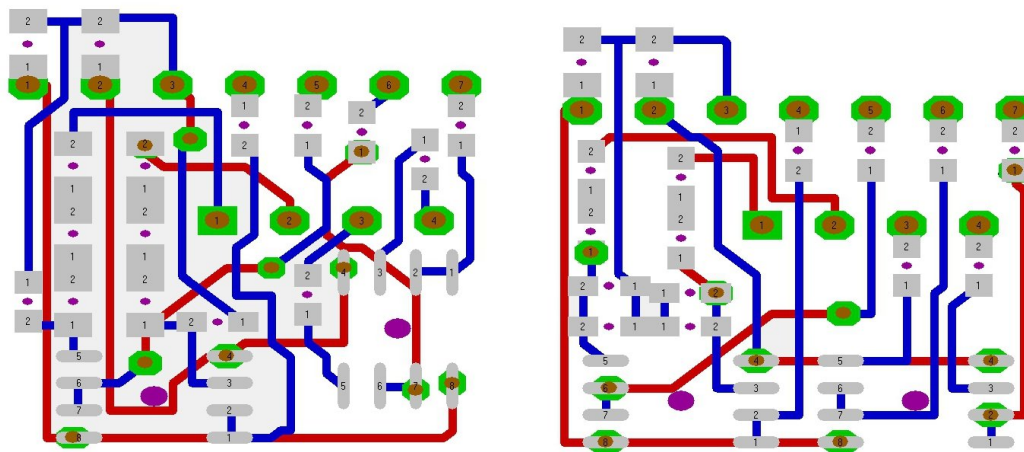


Abbildung 3.8: Schaltplan der Platinen; links: mit ohmschem Spannungsteiler; rechts: mit kapazitivem Spannungsteiler. Grau: Lötkontakte, braun+grün: Durchbohrungen mit beidseitigem Lötkontakt, blau: Leiterbahnen oben, rot: Leiterbahnen unten

3.3 Einbau des Impedanzwandlers

Die Vorrichtung zum Einbauen des Impedanzwandlers wurde vor dem Probenkopf platziert, was den Vorteil hat, dass die Temperatur der Probe, welche am Probenkopf gemessen wird, nicht durch den Impedanzwandler verfälscht wird. Diese Anordnung erfordert eine 5 cm lange Zuleitung, für die vorerst Koaxialkabel verwendet wurden, bei denen die Außenleiter nicht geerdet waren, worauf die Schaltung mit einer Schwingung reagierte. Deshalb wurde der Außenleiter mit dem Innenleiter kurzgeschlossen. Mit dieser Methode ließ sich die Schwingung unterbinden, ohne die zeitliche Auflösung aufgrund zusätzlicher Kapazitäten signifikant zu verschlechtern. Das zu erwartende zusätzliche Rauschen war nicht sichtbar und es wird angenommen, dass es im vorhandenen Rauschen untergeht.

Die Vorrichtung zum Einbauen des Impedanzwandlers ist darauf ausgelegt, diesen möglichst schnell und unkompliziert einbauen und austauschen zu können, ohne mit der Probe in Kontakt zu kommen. Für diesen Zweck wurden die Signalkabel, die Stromversorgung und die Masse an Stiftleisten bzw. Stiftsockeln befestigt. Die Impedanzwandler besitzen gegengleiche Stiftleisten/-sockel und können somit einfach angesteckt werden (siehe Abb. 3.9). Zusätzlich bietet diese Anordnung die Möglichkeit den Impedanzwandler herauszunehmen und die Kabel direkt miteinander zu verbinden, um die ursprüngliche Messanordnung zu verwenden. Dafür müssen die 4 vom Probenkopf kommenden Stifte in die 4 rechten Buchsen der Buchsenleiste gesteckt werden.

Zur Vermeidung von Schwingungen und Kurzschlüssen wurde der Probenspieß samt Kabel hinter dem Impedanzwandler mit Teflonband umwickelt und nach dem Einbau des Impedanzwandlers wird dieser ebenfalls mit Teflonband am Spieß befestigt und so vor starken Vibrationen und Kurzschlüssen mit dem Aluminiumschild geschützt.

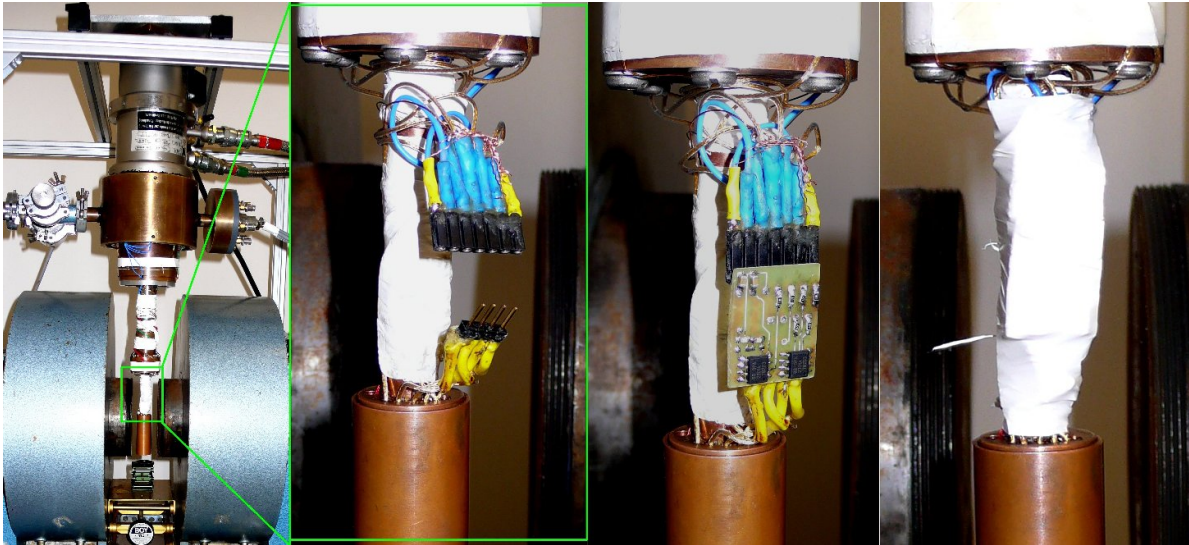


Abbildung 3.9: Diese Bilder zeigen den Einbau des Impedanzwandlers. Links ist der eingebaute Impedanzwandler im offenen Kryostaten zu sehen, rechts davon sieht man die offenen Anschlüsse. Im Bild rechts daneben ist der eingebaute Impedanzwandler zu sehen. Im ganz rechten Bild ist der Impedanzwandler mit Teflonband umwickelt.

3.4 Zweite Impedanzwandlerstufe

Zur Verbesserung der Geschwindigkeit und der Gleichtaktunterdrückung wurde eine zweite Impedanzwandlerstufe für eine Anbringung außerhalb des Kryostaten angefertigt. Sie besitzt 4 Eingänge und 5 Ausgänge sowie 2 Anschlüsse für die Stromversorgung der OPV. Die 4 Eingänge sind für die zwei transversalen und die zwei longitudinalen Anschlüsse. Bei den Ausgängen sind wiederum zwei für die longitudinalen und zwei für die transversalen Anschlüsse und ein zusätzlicher Anschluss, welcher identisch mit einem der transversalen Anschlüsse ist und für den Offsetabgleich benötigt wird. Das Schaltbild kann der Abbildung 3.4 entnommen werden. Für die Schaltung wurde ein Gehäuse angefertigt, welches direkt an die Anschlüsse des Kryostaten angeschlossen werden kann.

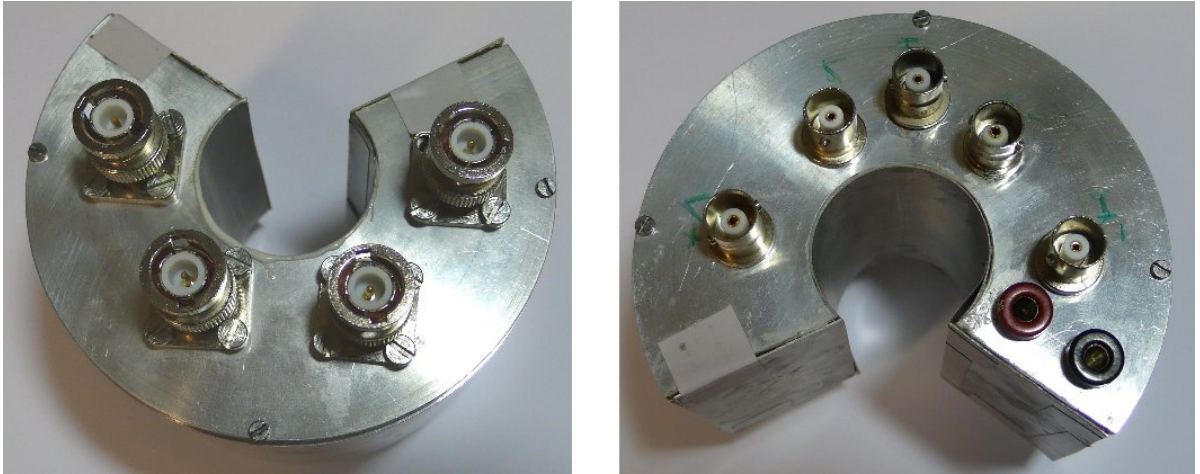


Abbildung 3.10: Zweite Impedanzwandlerstufe

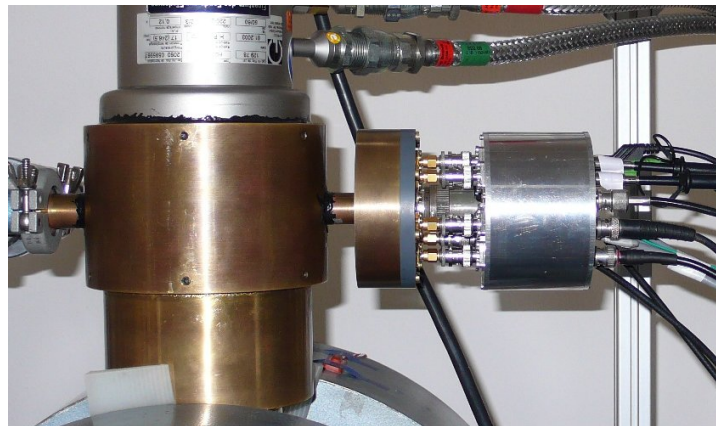


Abbildung 3.11: Zweite Impedanzwandlerstufe angeschlossen am Kryostaten

4 Messungen

Im Laufe dieser Arbeit wurde eine ganze Reihe von Messungen durchgeführt. Als Erstes wurden die einzelnen Bauteile auf ihre temperaturabhängigen Eigenschaften untersucht, danach wurden die Eigenschaften des Impedanzwandlers genauer gemessen. Zuletzt wurde an einer Probe eine Vergleichsmessung durchgeführt.

Alles in allem wurden folgende Messungen durchgeführt:

- Untersuchung aller verwendeten Widerstände auf den Temperaturdrifts ihres ohmschen Widerstandes und den Einfluss eines angelegten Magnetfeldes.¹
- Untersuchung aller verwendeten Kondensatoren auf den Temperaturdrift ihrer Kapazität und den Einfluss eines Magnetfeldes.¹
- Test verschiedener Operationsverstärker auf ihre Funktion bei tiefen Temperaturen.¹
- Untersuchung der Leistungsaufnahme der verwendeten OPV.¹
- Auslenkbarkeit der verwendeten OPV.¹
- Eingangskapazität der verwendeten OPV.¹
- Offsetspannung der verwendeten OPV.¹
- Untersuchung des Rauschens mit und ohne Verwendung des Impedanzwandlers.¹

- Untersuchung der Gleichtaktunterdrückung des Impedanzwandlers und der vorhandenen Messanordnung.¹
- Messung des Abschwächungsfaktors für jeden Impedanzwandler.¹
- Messung der Zeitkonstante der kapazitiven Spannungsteiler.
- Messung der Hall-Spannung der Probe mit und ohne Impedanzwandler.¹
- Messung der Leitfähigkeit der Probe mit und ohne Impedanzwandler.¹

4.1 Messinstrumente

4.1.1 GaGe-Karte

Über die GaGe-Karte Razor CS1642 stehen 4 Kanäle zum Einlesen von Spannungspulsen zur Verfügung. Die Eigenschaften der Karte sind in der Tabelle 4.1 aufgelistet.

Anzahl der Kanäle	4
Eingangswiderstand	$50 \pm 1 \Omega / 1 \text{ M}\Omega \pm 5 \text{ k}\Omega$
Auflösung	16 Bit
Sampling Rate	200 Ms/s
Bandbreite	125 MHz
DC Gain Error	$3 \text{ ‰}(50 \Omega) / 1 \text{ ‰}(1 \text{ M}\Omega)$ des Maximalausschlages

Tabelle 4.1: Technische Daten der GaGe-Karte. [29]

4.1.2 Oszilloskop

Als Oszilloskop steht ein Tektronix® Digital Scope TDS 430A zur Verfügung. Während einiger anfänglicher Tests ist aufgefallen, dass die Genauigkeit dieses Oszilloskops nicht sonderlich groß ist. Eine genauere Betrachtung ergab eine deutliche Abweichung der

¹gemessen im Temperaturbereich von 8 K bis Raumtemperatur



Abbildung 4.1: Bild einer Razor GaGe-Karte. Grafik nach [29]

gemessenen Spannungen von der Messung mit der GaGe-Karte. Ein weiteres Problem schien die Mittelung zu sein. Hier wurde beobachtet, dass die gemittelte Kurve von der Mittelung über die angegebene Pulszahl abweicht. Dieses Problem konnte durch einen Reset der Mittelung vor jeder Messung behoben werden. Fraglich bleibt hingegen, über wie viele Pulse das Oszilloskop bei dieser Vorgangsweise mittelt. In Tabelle 4.2 werden die wichtigsten Spezifikationen aufgelistet.

Anzahl der Kanäle	2
Eingangswiderstand	50 Ω /1 M Ω
Auflösung	8 Bit Einzelpuls/ 16 Bit Mittelung
Sampling Rate	100 Ms/s
Bandbreite	400 MHz
Genauigkeit	$\pm (1.5 \% + 0.25 \text{ div} + 1.2 \text{ mV})$

Tabelle 4.2: Technische Daten des TDS 430A [30]

4.1.3 Differenzverstärker

Es stehen zwei Differenzverstärker für die Messungen zu Verfügung: Der LeCroy® Differential Amplifier DA1850A und der LeCroy® Differential Amplifier DA1855A. Die Eigenschaften der beiden Differenzverstärker sind nahezu ident. Für große Signale kann ein Abschwächer mit einem Eingangswiderstand von 1 M Ω vorgeschaltet werden. Die wichtigsten Spezifikationen sind in Tabelle 4.3 aufgelistet. Die Gleichtaktunterdrückung (CMRR), welche für Vergleiche wichtig ist, kann der Abbildung 4.2 entnommen werden.

	DA1850	DA1855A
Bandwidth	100 MHz	100 MHz
Input Impedanz $\div 1$	20 pF / 100 M Ω	20 pF / 100 M Ω
Input Impedanz $\div 1, \div 10$ oder $\times 10$	20 pF / 1 M Ω	20 pF / 1 M Ω
$\div 10$ Abschwächung Genauigkeit	0.05 %	0.05 %

Tabelle 4.3: Technische Daten der Differenzverstärker [31, 32]

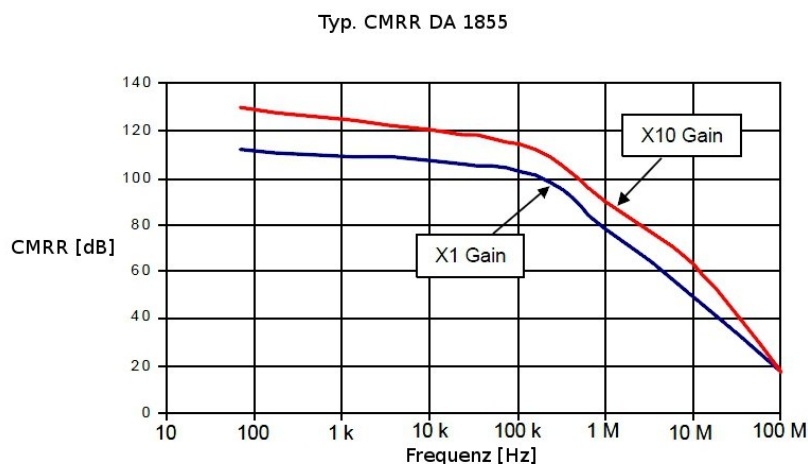


Abbildung 4.2: CMRR des Differenzverstärkers DA1855; Diese Werte sind nur gültig, wenn die Differenz der Kontaktwiderstände klein genug gegenüber den Eingangswiderständen ist. [32]

4.1.4 Strommesszange

Als Strommesszange steht eine Tektronix® Current Probe A6302 zur Verfügung. Diese ist an einen Tektronix® Current Probe Amplifier AM 5030 angeschlossen. Diese Kombination besitzt folgende Spezifikationen:

Anstiegszeit 10 % bis 90 %	≤ 7 ns
Bandbreite	50 MHz
DC Gain Accuracy	3 %
RMS Noise	250 μ A(2.5 mV)

Tabelle 4.4: Technische Daten des Current Probe Amplifier AM 5030 [33]

4.1.5 Pulsgenerator

Zur Pulserzeugung stehen zwei verschiedene Systeme zur Verfügung. Einerseits ein AVTECH® AVR-7B-B-PN-SCHA (Spezifikationen siehe Tabelle 4.5) und andererseits ein HP® 8114A(Spezifikationen siehe Tabelle 4.6). Wobei, wenn möglich, der AVTECH® verwendet wurde.

Output Amplitude ($R_L \geq 50\Omega$)	OUT P/N: 0 bis ± 700 V
Output Impedance	2 Ω
Rise & fall time (20 % bis 80 %)	≤ 30 ns
Puls width	100 ns bis 100 μ s
Tastgrad	0.25 %
Max. Durchschnittliche Leistung	50 W

Tabelle 4.5: Technische Daten des AVTECH AVR-7B-B-PN-SCHA [34]

Output Amplitude ($R_L \geq 50\Omega$)	OUT P/N: 2 bis ± 100 V
Output Impedance	2 Ω
Rise & fall time (10 % bis 90 %)	$\leq 7/12$ ns (in 50 Ω , Ampl. > 5 V, Ampl. > 10 V)
Puls width	66.7 ns bis 999 ms

Tabelle 4.6: Technische Daten des HP 8114A 100 V/2 A [35]

4.1.6 Kühlung

Gekühlt wird in einem Vakuum-isolierten Kryostaten (siehe Abb. 4.3), wobei mit Hilfe einer Turbomolekularpumpe von Pfeiffer Vacuum® bei Raumtemperatur ein Druck von weniger als 10^{-3} mbar erreicht wird. Der Kryostat besteht aus einem Kaltkopf, einem Probenspieß aus hochreinem Kupfer, um eine möglichst gute Wärmeleitung zu erreichen, einem Kupferschild für die Probe, einem Aluminiumschild für eine elektrische und thermische Abschirmung und einem Messingschild, welcher vakuumdicht mit dem Kaltkopf verbunden werden kann.

Die Kühlung selbst ist eine Closed-Cycle Kühlung und besteht aus drei Bestandteilen.

- Kompressor Einheit: COOLPAK 6000
- Kaltkopf: RGD 5/100 T
- Flexible Druckleitungen

Im Kompressor wird Helium verdichtet und nach jedem Durchlauf gereinigt. Über die Druckschläuche kommt das Helium in den Kaltkopf wo es in zwei Stufen expandiert wird. Auf diese Weise erreicht man im Kryostaten Temperaturen von 8 K. Mit einem Cernox-Sensor wird die Temperatur am Kaltkopf und mit einem Cernox-Sensor und einem Rhodium-Eisen-Sensor die Temperatur am Probenspieß gemessen.

Die Kühlleistung der Kühlung ist nicht regelbar, somit ist es notwendig dementsprechend gegenzuheizen. Die Steuerung dieser Heizung, welche aus zwei Heizwiderständen besteht, wobei einer beim Kaltkopf und einer am Probenspieß angebracht ist, wird von einem Temperature Controller von LakeShore® (Lake Shore Temperature Controller 340) übernommen (Für die Steuerung kommen die beiden Cernox-Sensoren zum Einsatz). Bei diesem Gerät handelt es sich um einen PID-Regler welcher beide Heizwiderstände unabhängig voneinander regelt. Die Versorgung des Heizwiderstandes am Kaltkopf geschieht über eine steuerbare Stromquelle, welche vom Temperature Controller angesteuert

ert wird, die am Probenspieß wird direkt von Temperature Controller versorgt. Mit dieser Anordnung ist es möglich, jede beliebige Temperatur zwischen 8 K und Raumtemperatur auf mindestens 0.01 K genau konstant zu halten.

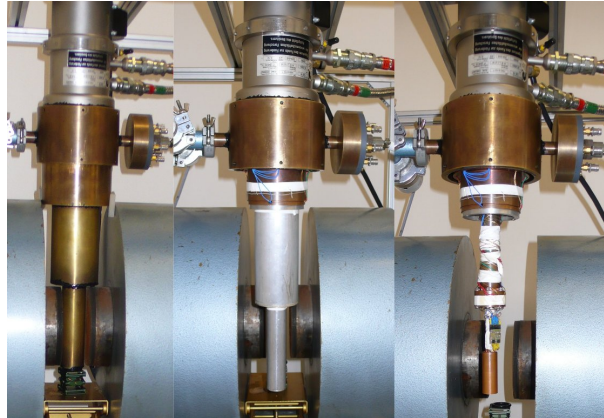


Abbildung 4.3: Links: Geschlossener Kryostat; Mitte: offener Kryostat mit eingebautem Aluminiumschild; Rechts: Offener Kryostat ohne Aluminiumschild

4.1.7 Weitere verwendete Instrumente

- Keithley® SourceMeter 2400-LV
- Keithley® Nanovoltmeter 2182
- Funktionsgenerator: Hewlett Packard® 3352A Synthesizer/function Generator
- Vakuumpumpe: Pfeiffer Vacuum® Turbomolekularpumpe TC600
- Elektromagnet: Bruker® Forschungsmagnet
- Steuerung Elektromagnet: NTN 2800-65
- Stromversorgung Impedanzwandler: Grundig® NP300 Gleichstromquelle
- Lock-in Verstärker: EG&G Princeton® Applied Research Model 5210 Lock-in Amplifier

- Messcomputer

4.2 Messaufbauten

4.2.1 Widerstandswerte der Widerstände

Aufbau

Die Widerstände wurden entweder mit 2-Punkt- oder 4-Punkt-Kontaktierung (für genauere Messungen bei kleinen Widerständen) untersucht, wobei jeweils über zwei Messungen mit inverser Stromrichtung gemittelt wurde um Offsetfehler herauszumitteln. Die Messung kann auch im Magnetfeld durchgeführt werden.

Die verwendeten Messinstrumente waren das Keithley® SourceMeter, das Keithley® Nanovoltmeter, sowie der Forschungsmagnet inklusive Steuerung.

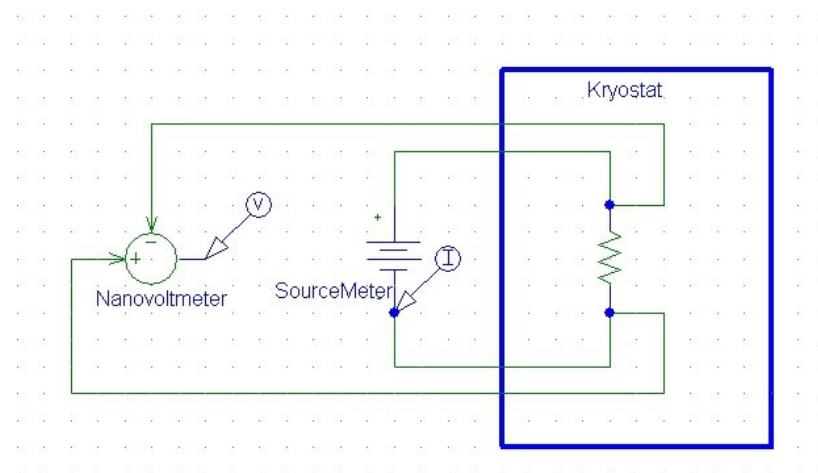


Abbildung 4.4: Elektrischer Aufbau für die Messung der Widerstände (4-Punkt-Kontaktierung)

Programm

Wie alle Messprogramme wurde auch dieses mit Testpoint® geschrieben. Das Programm ist in Abbildung 7.5 dargestellt. Zum Start der Messung muss der Schieber „Measure in MF“ auf Run gestellt werden. Der Einfachheit halber wurde darauf verzichtet, die Programmierung der Abkühlgeschwindigkeit in das Programm zu implementieren. Diese musste somit händisch eingestellt werden.

Ablauf des Programms

1. Voreinstellungen für das SourceMeter ausgeben
2. Einstellung der Zieltemperaturen der beiden Regelkreise (für die Steuerung der Temperatur am Kaltkopf und am Probenkopf) des Temperature Controllers
3. Einstellen des Stroms
4. Einschalten des Stroms
5. Kurz pausieren
6. Auslesen der Spannung und der Temperaturen
7. Wiederholung der Messung (3.-6.) bei invertiertem Strom
8. Ausgabe der Mittelwerte der Spannung und der Temperaturen
9. Einschalten des Magnetfeldes
10. Erneute Messung (4.-8.)
11. Ausschalten des Magnetfeldes
12. Erneuter Durchlauf beginnend mit 3.

4.2.2 Kapazitäten der Kondensatoren

Aufbau

Eine der größten Schwierigkeiten war die Untersuchung der Kondensatoren. Insbesondere jener mit sehr kleiner Kapazität erwiesen sich als herausfordernd, da hier auch ungewollte Kapazitäten wie die des Operationsverstärkers, der Lötplatine und der Kabel einen signifikanten Einfluss haben. Um diese Einflüsse möglichst klein zu halten wurde der größte COG Kondensator, welcher eine Kapazität von $470 \text{ pF} \pm 5 \%$ (laut Hersteller) bei Raumtemperatur besitzt, mit Hilfe eines R-C Spannungsteilers untersucht.

Alle anderen Kondensatoren wurden mit Hilfe eines C-C-Spannungsteilers untersucht, wobei als Vergleichskondensator der 470 pF Kondensator verwendet wurde (Abb. 4.6). Die ganze Anordnung wurde auf eine Laborplatte aufgebracht. Das Signal wurde zusätzlich mit einem Impedanzwandler gewandelt, da dieser eine, im Vergleich zu den 470 pF , sehr kleine Eingangskapazität besitzt und somit nur einen kleinen Einfluss auf die Schaltung hat.

Der $10 \text{ }\mu\text{F}$ Kondensator wurde ebenso wie der 470 pF Kondensator mit Hilfe eines RC-Gliedes untersucht, wobei ein $3.3 \text{ k}\Omega$ Widerstand zum Einsatz kam.

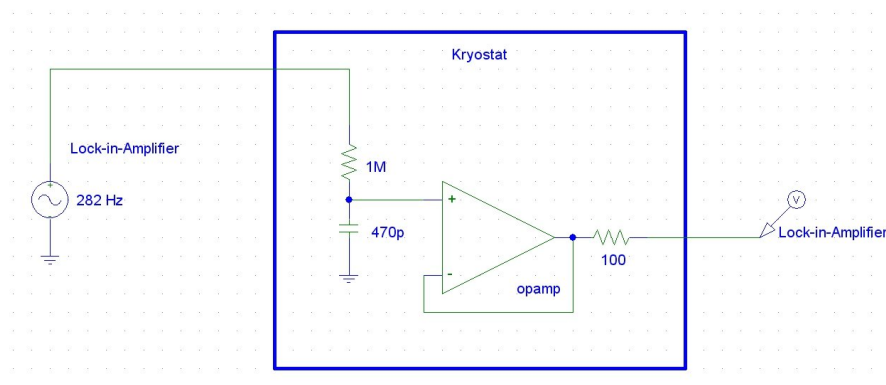


Abbildung 4.5: Messanordnung für den 470 pF Kondensator

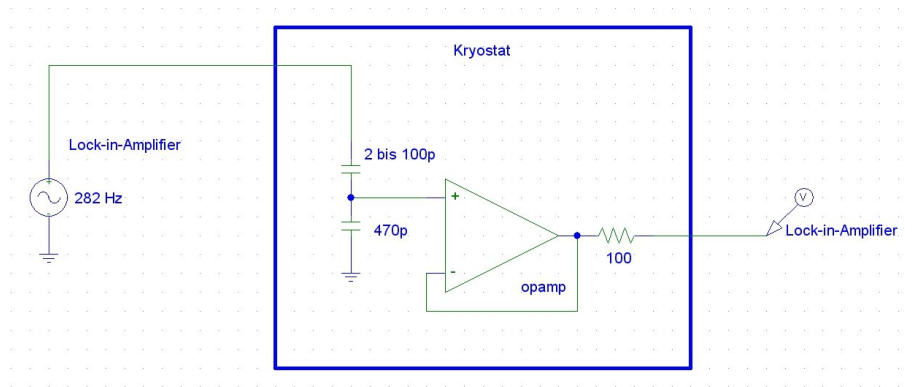


Abbildung 4.6: Messanordnung für die Kondensatoren mit einer Kapazität von 1.5 pF bis 100 pF

Programm

Das Programm (siehe Abb. 7.3) unterscheidet sich nur wenig vom Programm zur Widerstandsmessung. Das heißt, dass auch hier der Temperaturgang händisch eingestellt werden muss. Zusätzlich mussten auch die Amplitude, die Auflösung und die Frequenz des Lock-in Verstärkers händisch eingestellt werden.

Ablauf des Programms

1. Einstellung der Zieltemperaturen der beiden Regelkreise des Temperature Controllers
2. Auslesen der Amplitude, der Phase und der Temperaturen
3. Ausgabe der Werte
4. Einschalten des Magnetfeldes
5. Erneute Messung (2.-3.)
6. Ausschalten des Magnetfeldes
7. Erneuter Durchlauf beginnend mit 2.

4.2.3 Untersuchung der Funktionalität der Operationsverstärker

Für diese Messung wurde eine einfache Impedanzwandlerschaltung mit einem Ausgangswiderstand von $2.2\text{ k}\Omega$ aufgebaut, Gleichstromeimpulse durch eine Anordnung von Widerständen geschickt und die Ausgangspulse auf dem Oszilloskop beobachtet. Sofern die Ergebnisse zufriedenstellend waren, wurde die Untersuchung des Operationsverstärkers vertieft.

4.2.4 Leistungsaufnahme, Aussteuerbarkeit und Offsetspannung

Die Aussteuerbarkeit, Leistungsaufnahme und die Offsetspannung können mit demselben Aufbau und Programm untersucht werden. Einzig die Spannung am Eingang muss verändert werden.

Aufbau

Der Aufbau ist ursprünglich nur für die Untersuchung der Aussteuerbarkeit entworfen worden. Für diesen Zweck wurde auch der $100\ \Omega$ Widerstand gegen Masse eingebaut und danach ein weiterer Impedanzwandler angehängt, um sekundäre Belastungen ausschließen zu können. Der Vergleichskanal wurde bis auf den Lastwiderstand ident aufgebaut. Um thermische Einflüsse so weit wie möglich zu unterbinden wurde der Aufbau so gestaltet, dass jeweils die beiden primären und die beiden sekundären OPV auf demselben Gehäuse waren. Für die Ausgangswiderstände wurde jeweils ein $200\ \Omega$ Widerstand verwendet, um auch bei relativ großen kapazitiven Belastungen (keine Impedanzwandlerstufe am Ausgang) Schwingungen zu unterdrücken.

Für die Untersuchung der Offsetspannung und der Leistungsaufnahme wurde der Eingang mit Masse verbunden. Für die Untersuchung der Aussteuerbarkeit wurde am Eingang einmal die positive und einmal die negative Versorgungsspannung angelegt. Die

Versorgungsspannung wurde stets symmetrisch gewählt.

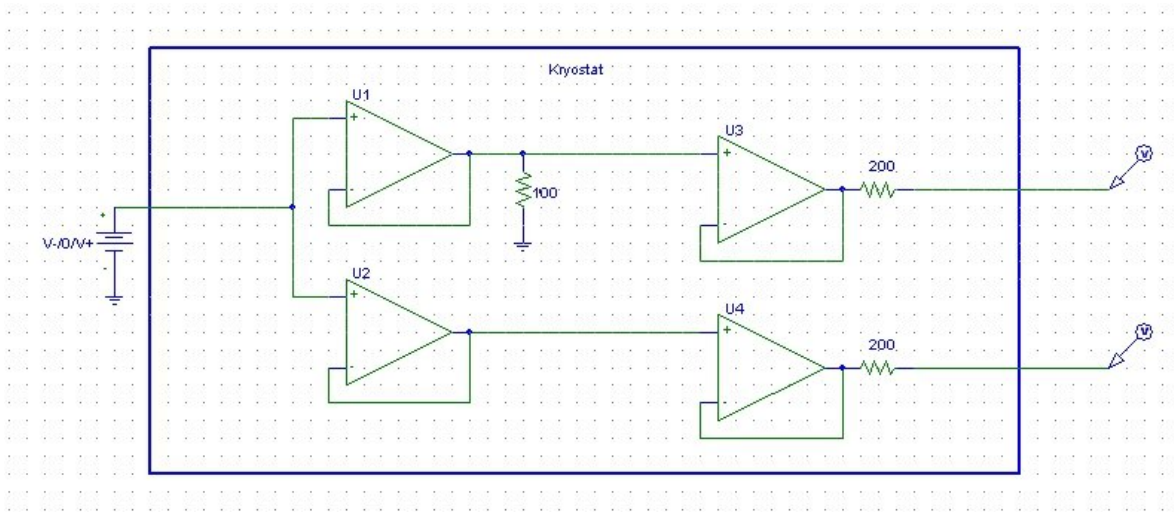


Abbildung 4.7: Aufbau für die Messung der Leistungsaufnahme, der Aussteuerbarkeit und der Offsetspannung

Programm

Das Programm (siehe Abb. 7.5) zur Messung der Auslenkbarkeit wird durch Stellen des Schiebers „Auslenkbarkeit“ auf „Run“, das zur Messung der Leistungsaufnahme und der Offsetspannung durch Stellen des Schiebers „Leistungsaufnahme“ auf „Run“, gestartet.

Um die Untersuchung abhängig von der Versorgungsspannung durchführen zu können, musste die Stromquelle angesteuert und ausgelesen werden. Die Messung des Versorgungsstromes wurde direkt über die Versorgung bewerkstelligt. Die Spannung wurde mit dem Nanovoltmeter 2182 gemessen.

Die Versorgung wurde bei den Messungen zwischen ± 1.65 V und ± 2.65 V in Schritten von 0.1 V variiert. Der Temperaturgang wurde manuell eingestellt.

Schematischer Aufbau des Messprogramms

1. Einstellen der Versorgungsspannung
2. Delay
3. Auslesen des Voltmeters, des Temperature Controllers und der Stromquelle
4. Ausgabe der Werte
5. Änderung der Versorgungsspannung, Neustart von 1.

4.2.5 Eingangskapazität des Operationsverstärkers

Diese Messung wurde äquivalent zur Messung der 470 pF Kapazität durchgeführt. Der einzige Unterschied bestand darin, dass der 1 M Ω Widerstand direkt am Eingang des Operationsverstärkers auf der Platine angebracht wurde. Das Programm zur Steuerung war ebenfalls dasselbe wie für die Messung der Kapazitäten.

4.2.6 Gleichtaktunterdrückung des Impedanzwandlers

Aufbau

Die Gleichtaktunterdrückung ist definiert als das Verhältnis der Differenzverstärkung und der Gleichtaktverstärkung. Für einen Impedanzwandlers (1:1 Verstärker) ist es äquivalent zum Kehrwert der Gleichtaktverstärkung. Als Funktionsgenerator wurde der Hewlett Packard® 3352A Synthesizer/Function Generator verwendet. Die Werte wurden mit Hilfe der GaGe-Karte aufgezeichnet und unter Verwendung eines Testpoint® Programms ausgewertet.

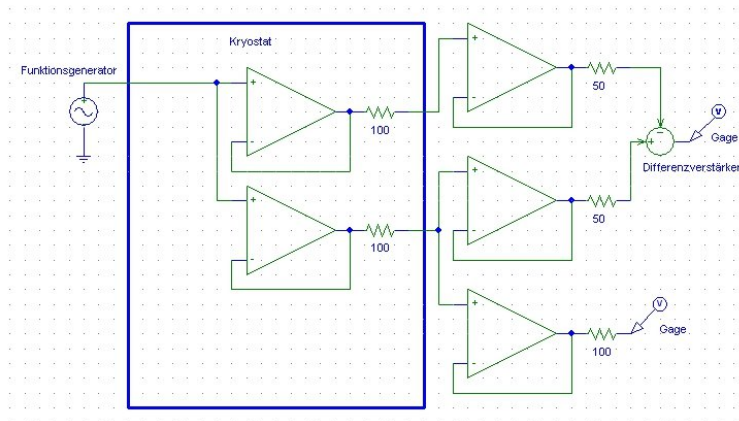


Abbildung 4.8: Aufbau für die CMRR Messung des Impedanzwandlers

Programm

Die Einstellung der GaGe-Karte, des Temperature Controllers und des Funktionsgenerators, sowie die Auswertung der Daten wurde direkt vom Programm (siehe Abb. 7.4) bewerkstelligt, außerdem wurde die Zieltemperatur an den Temperature Controller ausgegeben. Die Geschwindigkeit des Temperaturgangs musste hingegen manuell eingestellt werden.

Schematischer Aufbau des Messprogramms

1. Voreinstellungen für die GaGe-Karte, den Funktionsgenerator und den Temperature Controller
2. Einstellen der Frequenz
3. Kurz warten
4. Auslesen der GaGe-Karte und der Temperaturen
5. Filtern der Daten für die Frequenz des Funktionsgenerators und Berechnung der RMS Spannung
6. Ausgabe der Temperatur, Frequenz, RMS Spannungen, CMRR

7. Wiederholung von 2. bis 6. mit einer anderen Frequenz

4.2.7 Abschwächungsfaktor des Spannungsteilers

Aufbau

Eine sehr wichtige Messung ist die Untersuchung des Abschwächungsfaktors. Dieser sollte sich zumindest geringfügig mit der Temperatur ändern und musste daher für jeden Spannungsteiler ermittelt werden, um Fehler zu minimieren.

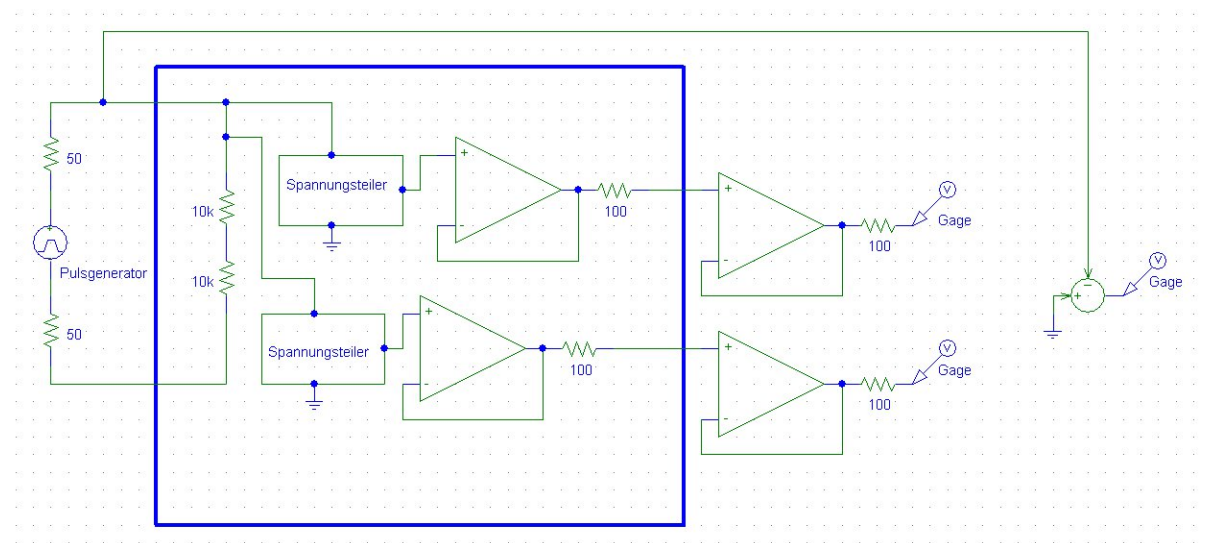


Abbildung 4.9: Aufbau für die Messung des Abschwächungsfaktors

Die über diese Messung erhaltenen Daten wurden gefittet und die Ergebnisse für die Berechnung der tatsächlichen Spannung bei der Auswertung verwendet.

Programm

Für die Messung stehen im Programm (siehe 7.2) zwei unterschiedliche Möglichkeiten zur Verfügung. Die Abschwächung kann entweder bei ausgewählten Temperaturen oder bei während einem kontinuierlichen Temperaturgang gemessen werden.

Schematischer Aufbau des Messprogramms

1. Voreinstellungen für die GaGe-Karte, den Temperature Controller und den Puls-generator mit dem „Preaction“-Knopf
2. Einstellen der Temperatur, bzw. einstellen des Temperaturgangs und der Zieltemperatur
3. Einstellen der Spannung
4. Auslesen der Temperatur und der Spannung
5. Ausgeben der Daten
6. Neustart von 3. mit anderer Spannung
7. Neustart von 2. (3. bei kontinuierlichem Temperaturgang) bei anderer Temperatur

4.2.8 Probenmessung

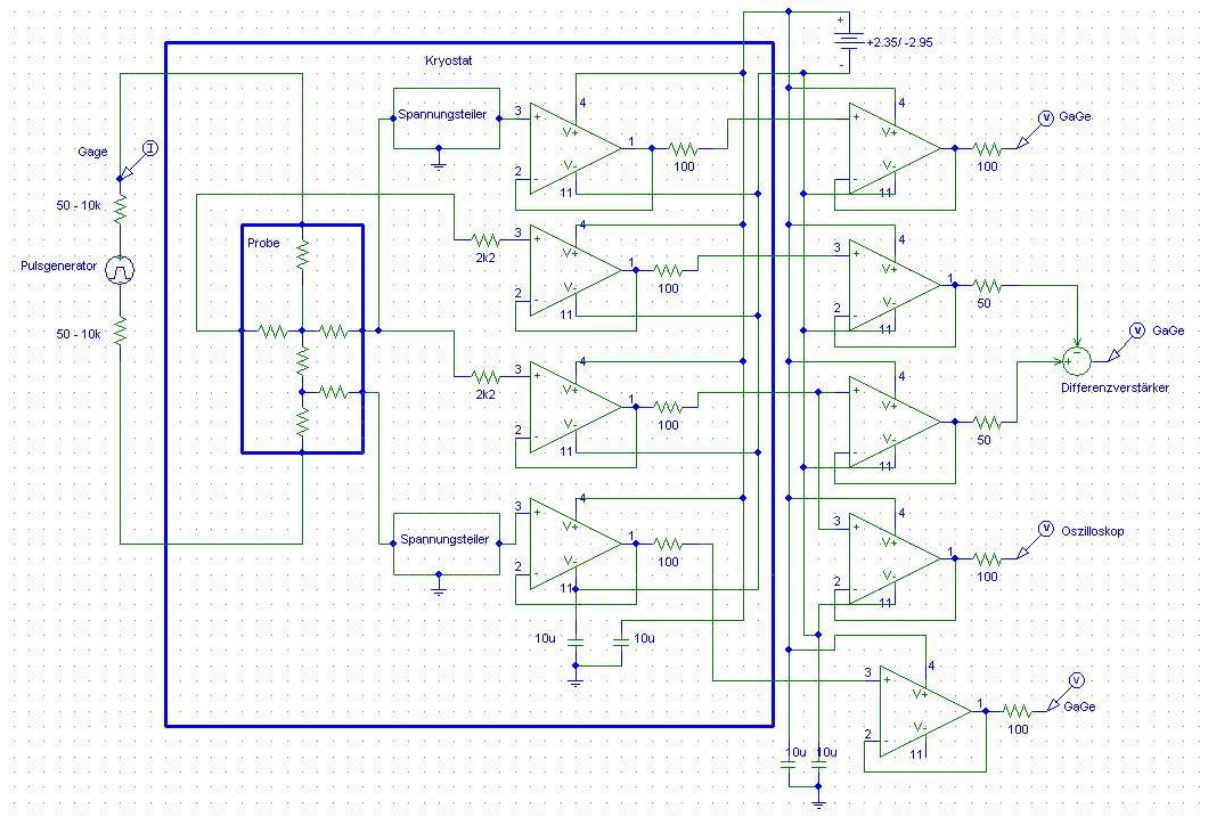


Abbildung 4.10: Aufbau für die Messung an der Probe

Dieser Aufbau wurde zur Untersuchung von Proben verwendet, wobei gleichzeitig longitudinale und transversale Spannung gemessen wurden. Das verwendete Messprogramm wird in Abschnitt 4.3 beschrieben.

4.3 Messprogramm

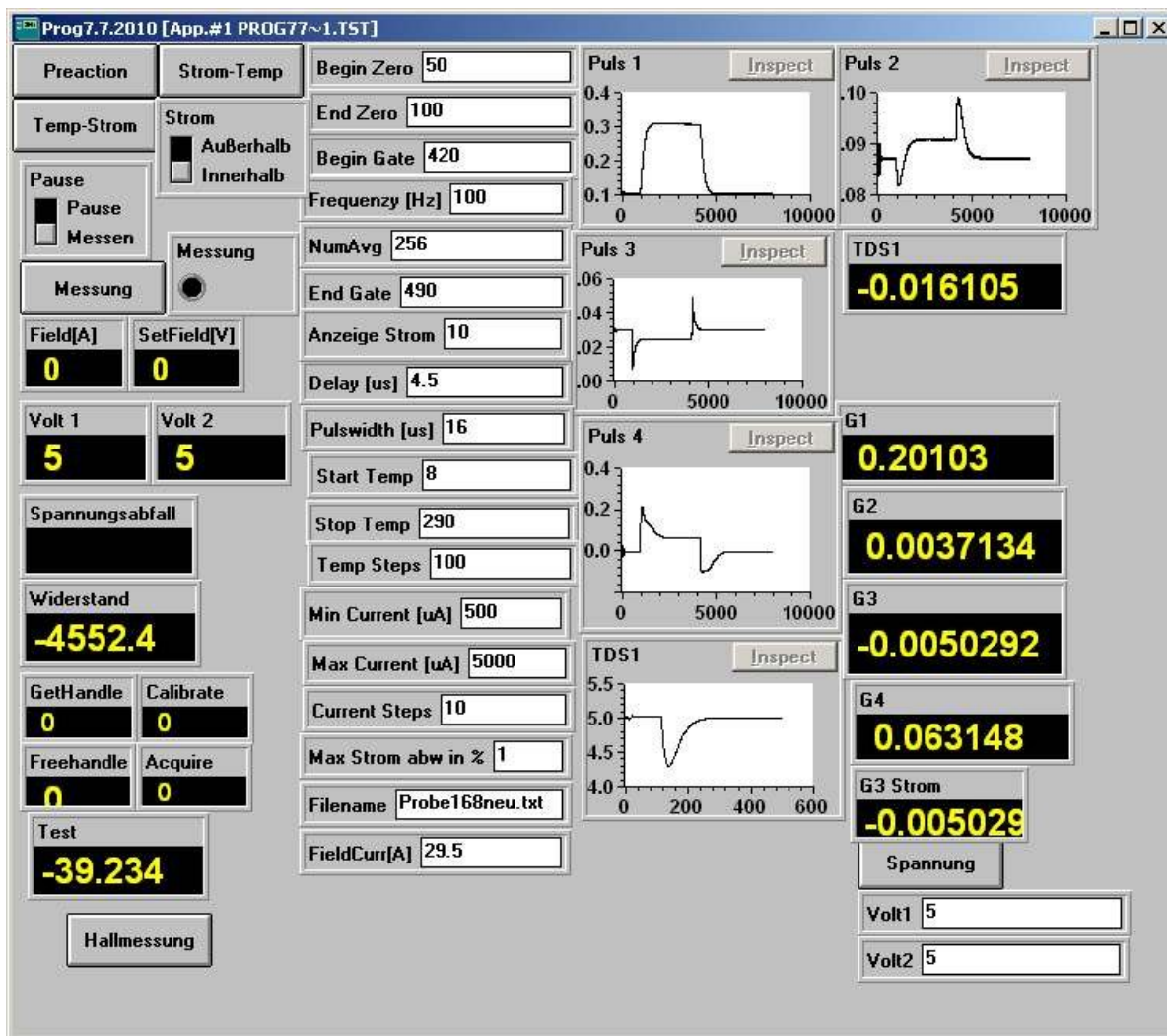


Abbildung 4.11: Programm zur Untersuchung von Proben

Das Programm ist in mehreren Teilprogrammen aufgebaut. Diese werden anschließend kurz beschrieben.

Bedienung des Programms

Die einzelnen Eingabefelder müssen ausgefüllt werden, bevor das Programm gestartet wird. Mit „Begin Zero“ und „End Zero“, bzw. „Begin Gate“ und „End Gate“ wird bestimmt, welcher Bereich für die Ermittlung des Nullpotentials und des Pulspotentials, aus deren Differenz die Spannung ermittelt wird, zum Einsatz kommt. Diese Werte orientieren sich am Oszilloskop. Demzufolge können sie die Werte 1 bis 500 annehmen. Für die GaGe-Karte werden die Werte entsprechend umgerechnet.

Mit „Frequenz [Hz]“, „Delay [us]“ und „Pulswidth [us]“ wird die Frequenz, die Zeitspanne zwischen Triggersignal und Beginn des Pulses und die Pulsdauer eingestellt. „NumAVG“ bestimmt über wie viele Pulse gemittelt wird. Dieser Wert kann jede ganze Zahl von 2 bis 256 annehmen. Mit „Start Temp“, „Stop Temp“ und „Temp Steps“ wird die Temperaturschleife eingestellt. Die Messung wird dann bei konstanten Temperaturen im Bereich von „Start Temp“ bis „Stop Temp“ durchgeführt, wobei die Schritte so gewählt werden, dass die Abstände gleichmäßig verteilt sind und bei „Temp Steps“ Schritten gemessen wird. Genau dieselbe Funktion übernehmen die Felder „Min Current [uA]“, „Max Current [uA]“ und „Current Steps“ für die Stromschleife. Die Einstellung des Stromes wird auf „Max Strom abw in %“ Prozent genau eingestellt. Die Magneten werden mit einem Strom von „FieldCurr[A]“ betrieben. Wurden all diese Einstellungen vorgenommen, können mit dem Knopf „Preaction“ die Instrumente eingestellt werden. Mit dem Knopf „Messung“ kann man testweise eine Messung starten, wobei die verwendete Pulsspannung mit dem Knopf „Spannung“ auf die Werte „Volt1“ für den positiven Ausgang und „Volt2“ für den negativen Ausgang gestellt werden können. Zum Testen der Hallmessung kann der Knopf „Hallmessung“ herangezogen werden, wodurch mit den eingestellten Spannungen eine Hallmessung gestartet wird.

Einstellung der Temperatur

Die Messung der Temperatur am Probenkopf wird über zwei unterschiedliche Sensoren bewerkstelligt: Einem Cernox-Sensor und einem Rhodium-Eisen-Sensor. Für die Regelung wird der Cernox-Sensor herangezogen, da dieser kaum vom Magnetfeld beeinflusst wird. Für die Bestimmung der Temperatur wird hingegen der Rhodium-Eisen-Sensor herangezogen. Die Differenz der beiden Temperaturen wird bei der Temperatureinstellung insofern berücksichtigt, dass für die Stelltemperatur des Temperature Controllers die Zieltemperatur mit der Differenz der beiden Temperaturen korrigiert wird.

Die Stelltemperatur für die Regelung am Kaltkopf wird auf drei Kelvin unter der Stelltemperatur am Probenkopf gestellt und bei Bedarf vom Programm erhöht oder reduziert.

Nachdem die Stelltemperaturen ausgegeben wurden, wird die Temperatur drei mal innerhalb von 45 Sekunden gemessen. Ist die Abweichung der Temperatur von der Zieltemperatur bei allen drei Messungen kleiner als 0.1 K wird die Messung nach 200 Sekunden gestartet. Andernfalls wird der Vorgang wiederholt.

Einlesen der Daten

Bei jeder Messung werden folgende Daten eingelesen:

- 4 Kanäle an der Oszilloskop-Karte
- 2 Kanäle am Oszilloskop
- Die Temperatur am Probenkopf über beide Sensoren
- Die Temperatur am Kaltkopf

Von den Spannungspulsen wird jeweils eine Mittelung über 2 bis 256 Pulse eingelesen. Von diesem Mittelungspuls wird ein Mittelwert über das Nullniveau und über das Pulsniveau errechnet, die Differenz gebildet und diese, falls erforderlich, auf eine Spannung bzw. einen Strom umgerechnet.

Abgleich des Offsets

Für die Messung ist es notwendig, dass sich die Hall-Kontakte während des Pulses auf Erdniveau ± 1.5 V befinden, da die OPV für diesen Bereich am besten funktionieren und das Signal der Hall-Spannung aus Gründen der Performance nicht abgeschwächt werden soll. Um das zu erreichen wird nach der ersten Messung die gemessene Offsetspannung bei beiden Pulsspannungen subtrahiert. Dieser Vorgang wird so lange wiederholt, bis die Offsetspannung innerhalb vorgegebener Grenzen verschwindet.

Einstellen des Probenstromes

Für die Regelung des Probenstroms werden beide Pulsspannungen mit dem Quotienten aus dem gemessenen und dem gewünschten Strom multipliziert (aus Sicherheitsgründen wird die Spannung bei jedem Durchlauf höchstens verdoppelt). Dieser Vorgang wird so oft wiederholt, bis der Probenstrom innerhalb der vorgegebenen Grenzen dem gewünschten Strom entspricht.

Messung der Hall-Spannung

Für diese Messung wird die Differenz zwischen der transversalen Spannungen bei einer Magnetfeldmessung und einer bei invertiertem Magnetfeld verglichen. Mit dieser Methode lassen sich Fehler aus Offsetverschiebungen durch Magnetowiderstände minimieren, geometrische Fehler herausmitteln und somit sehr kleine Hall-Spannungen messen.

4.3.1 Messprogramm für Proben

Dieses Programm verfügt über zwei unterschiedliche Varianten. Entweder wird bei einer Temperatur der Strom variiert und dann die Temperatur verändert oder umgekehrt. Wird bei jeder Temperatur der Strom variiert, ist die Messung schneller, wird für jeden Strom die Temperatur variiert, ist die Messung sicherer, da niedrige Ströme zuerst gemessen werden, somit sind, für den Fall einer Zerstörung der Probe, alle Daten für niedrige Ströme bereits vorhanden.

Schematischer Aufbau des Messprogramms für die Probenmessung:

- Schleife für alle Temperaturen (Ströme)
- Schleife für alle Ströme (Temperaturen)
- Einstellung der Temperatur
- Stromeinstellung
- Offset abgleichen
- Messung ohne Magnetfeld, mit Magnetfeld und mit invertiertem Magnetfeld
- Werte ausgeben
- Ende der Stromschleife (Temperaturschleife)
- Ende der Temperaturschleife (Stromschleife)

4.4 Messfehler

- Das Rauschen wird durch die Mittelung über 256 Pulse so weit wie möglich minimiert.
- Die Veränderungen des Abschwächungsfaktors kann zwar über eine Messung gefittet werden, ein gewisser Fehler bleibt aber immer vorhanden. Der Fehler beträgt in etwa 1 ‰
- Das Oszilloskop ist relativ ungenau.
- Die GaGe-Karte hat eine Genauigkeit (DC-Gain Error) von ca. 1 ‰ (3 ‰ bei 50 Ω Eingang) des Spannungsbereiches für Absolutwerte.
- Der Impedanzwandler hat ein temperaturabhängiges CMRR.
- Die Strommessung hat einen DC-Gain Error von 3 %
- Kontaktwiderstände verändern bei ohmschen Spannungsteilern den Abschwächungsfaktor.
- Die Stromrichtung kann nicht invertiert werden, weshalb nicht alle Fehler herausgemittelt werden können.
- Die Temperatur der Probe ändert sich durch die Messung.

5 Probe

Bei der Probe handelt es sich um c-Achsen orientiertes YBCO ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$). Hergestellt wurden die Proben mittels Pulsed-Laser-Deposition (PLD).

Pulsed-Laser-Deposition

„Die Abscheidung mit gepulster Laserstrahlung, Pulsed Laser Deposition (PLD), ist ein PVD-Verfahren ¹, bei dem Material durch leistungsstarke, gepulste Laserstrahlung in einem Vakuumrezipienten mit reaktiver oder inerte Prozessgaszusammensetzung unter Ausbildung eines Plasmas abgetragen und als Schicht auf einem Substrat abgeschieden wird.

Komplexere Targetzusammensetzung (z.B. supraleitendes $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ und ferroelektrisches $\text{PbZr}_{0.52}\text{Ti}_{0.48}\text{O}_3$) können durch den Kongruenten, d.h. die Targetzusammensetzung konservierenden Materialbeitrag, als dünne Schicht produziert werden. Die Palette der mit dem PLD-Verfahren abscheidbaren Materialien ist sehr breit gefächert, da der Abtrag mit Laserstrahlung immer möglich und i.a. nicht an spezielle Materialeigenschaften wie z.B. elektrische, magnetische oder chemische Eigenschaften gebunden ist, wenn Laserstrahlung geeigneter Wellenlänge, Intensität und Pulsdauer eingesetzt wird.

[...]

¹Physical Vapour Deposition (PVD) ist die Abscheidung durch Physikalische Prozesse.

Das PLD-Verfahren ist seit der ersten Abscheidung des Hochtemperatursupraleiters $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ im Labormaßstab zunehmend als Beschichtungsverfahren etabliert worden. „ [Zitat Ende] [36]

5.1 Probenpräparation

Hergestellt wurde die Probe von Dr. M.A. Bodea und Prof. J.D. Pedarnig mittels PLD. Als Substrat dient einkristallines MgO (001). Auf dieses Substrat wurde mittels PLD SrTiO_3 (STO) aufgebracht, welches die Funktion eines Puffers einnimmt. Darauf wurde das YBCO aufgebracht und zum Abschluss wieder mit SrTiO_3 beschichtet. Danach wurden die Goldkontakte aufgedampft und die STO/YBCO Lagen unter Verwendung von Photolithographie und nasschemischem Ätzen strukturiert.[37]

Die Filme wurden mit einer Hall-Maske in zwei Felder zu je $5 \times 10 \text{ mm}^2$ strukturiert. Jedes Feld besitzt eine Strombrücke die $100 \mu\text{m}$ lang und $70 \mu\text{m}$ breit ist.

Herstellung

1. Parameter für die Aufbringung der STO Puffer-Schicht

$T_{\text{dep}} = 750 \text{ }^\circ\text{C}$, $P_{\text{O}_2} = 0.05 \text{ mbar}$, Anzahl der Laser Pulse = 3000, Laser Energiedichte = 4.2 J/cm^2

2. Parameter für die ex-situ Sauerstoff Ausheizung der STO Puffer-Schicht nach der Aufbringung:

Abkühlen auf Raumtemperatur mit $10 \text{ }^\circ\text{C}/\text{min}$ bei 300 mbar O_2 , ex-situ ausheizen bei $1100 \text{ }^\circ\text{C}$ für 6 h

3. Parameter für die Aufbringung der YBCO-Schicht und der STO Abschlusschicht

$T_{\text{dep}} = 750 \text{ }^\circ\text{C}$, $P_{\text{O}_2} = 0.7 \text{ mbar}$, Anzahl der Laser Pulse = 650 für YBCO und 300

für STO, Laser Energiedichte = 4 J/cm^2

4. Parameter für die Sauerstoff Ausheizung der STO/YBCO Schichten nach der Aufbringung:

Abkühlen auf 450 °C mit 10 °C/min bei 500 mbar O_2 , ausheizen bei 450 °C für 1 h und abkühlen auf Raumtemperatur bei 10 °C/min bei 500 mbar O_2

Kommentare

1. Die STO Puffer-Schicht war nach der Aufbringung wegen Sauerstoffmangels bläulich. Nach dem ex-situ Ausheizen war sie vollständig transparent.
2. Aus der Anzahl der Pulse wird die YBCO Schicht auf ca. 22 nm und die STO Abschlusschicht auf 10 nm geschätzt. Die Dicke der STO Puffer-Schicht ist schwer abschätzbar (viel kleinerer Druck). Höchstwahrscheinlich ist die Dicke deutlich geringer als 100 nm .

5.2 Probengeometrie

Die Probe wurde in einer Hall-Geometrie strukturiert. In Abbildung 5.1 ist die gesamte Probe abgebildet. Eine Detailabbildung der Strombrücke ist in Abbildung 5.2 dargestellt.

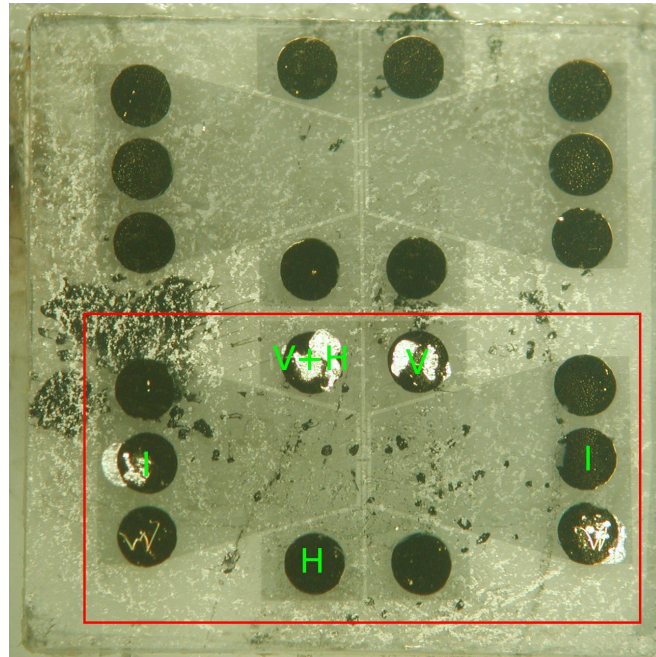


Abbildung 5.1: Bild der untersuchten Probe. Rot umrandet ist die untersuchte Probe. Die Kontakte sind grün beschriftet; I...Stromanschluss, V...Longitudinaler Anschluss zur Widerstandsmessung, H...Transversaler Anschluss zur Hallspannungsmessung

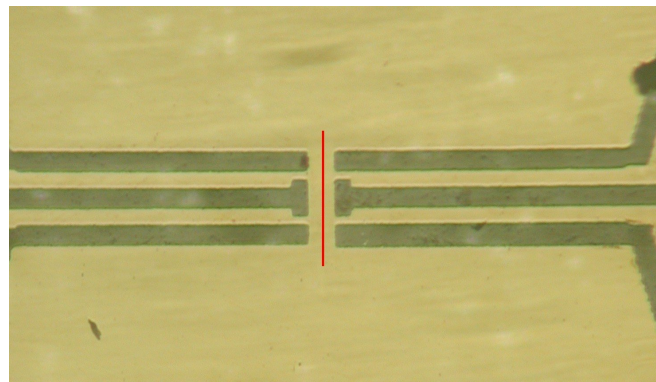


Abbildung 5.2: Detailabbildung der Probe. Die hellen Bereiche sind leitend, die dunklen isolierend. Der rote Strich verläuft entlang der Strombrücke.

5.3 Einbau der Proben

Die Probe wird auf einem Kupferplättchen mit Apiezon® befestigt. An den Kontakten werden mit Silberlack Golddrähte befestigt. Diese Golddrähte werden ebenfalls unter Verwendung von Silberlack mit den Kontakten des Plättchens verbunden. Danach wird das Plättchen auf dem Probenspieß befestigt, wobei auch hier Apiezon® verwendet wird, um möglichst guten thermischen Kontakt zu gewährleisten.

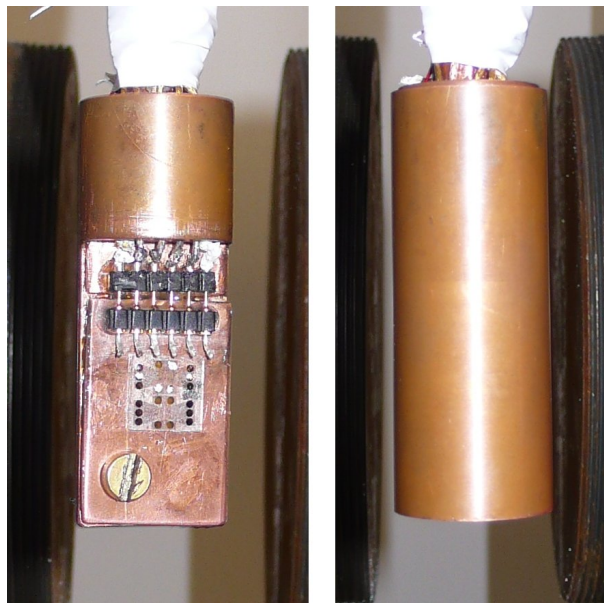


Abbildung 5.3: Einbau der Probe. Links: Probe auf dem eingebauten Kupferplättchen, Rechts: mit angebrachtem Kupferschild

6 Messergebnisse

6.1 Komponenten

OPV

Um das bestmögliche Ergebnis zu erzielen wurden mehrere OPV, welche bei Raumtemperatur den Anforderungen genügen, getestet.

- AD 8651: Dieser OPV funktioniert laut dem Paper von Svindrych *et al.* [1] bis zu einer Temperatur von 4.2 K. Auch in meinem Versuch hat er gut funktioniert
- OPA 2301: Hat über den gesamten Temperaturbereich (8 bis 300 K) funktioniert und wurde für den Bau des Impedanzwandlers verwendet.
- OPA 2354: Ist bei tiefen Temperaturen abgestürzt und ließ sich auch mit hohen Versorgungsspannungen nicht mehr einschalten.
- OPA 2356: Ist bei tiefen Temperaturen teilweise abgestürzt. Er konnte zwar in manchen Versuchen mit hohen Versorgungsspannungen wieder eingeschaltet werden, ist aber auch bei manchen dieser Versuche zerstört worden. Möglicherweise kann er mit höheren Versorgungsspannungen verwendet werden. Da für die vorhandene Anordnung Stabilität ein Hauptkriterium ist, wurde dieser OPV nicht weiter untersucht.

- LMP 7718MA: Ist abgestürzt.

OPA 2301

Auslenkbarkeit

Die Auslenkbarkeit bestimmt die maximale Ausgangsspannung des Operationsverstärkers. Sie ist im Allgemeinen abhängig von der Belastung am Ausgang, der Frequenz und der Versorgungsspannung. Es ist anzunehmen, dass durch unterschiedliche Ionisationsmechanismen, Änderungen in der Beweglichkeit der Ladungsträger und der Ladungsträgerdichte eine Temperaturabhängigkeit auftritt.

Um möglichst aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, wurde bei der Messung sowohl die Auslenkbarkeit ohne Last als auch mit einer Last von $100\ \Omega$ gemessen. Diese Last wurde gewählt, da die Operationsverstärker über solche Widerstände mit den Koaxialkabeln verbunden sind. Somit ist das die maximale Last die der Operationsverstärker treiben muss. Die Temperatur wurde mit einer Geschwindigkeit von $3\ \text{K}/\text{min}$ geändert.

Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 6.1 und 6.2 dargestellt. Für eine Spannungsversorgung von $\pm 2.65\ \text{V}$ ist die minimale Auslenkbarkeit im belasteten Zustand $83\ \%$ bzw. $76\ \%$ was einer Spannung von $2.2\ \text{V}$ bzw. $2.0\ \text{V}$ entspricht. Somit sollte eine Ausgangsspannung von $1.5\ \text{V}$ noch sehr gute Ergebnisse liefern, was als Richtwert verwendet wird.

Sehr interessant zu beobachten ist auch das Verhalten der Auslenkbarkeit. Die Änderungen im Verhalten lassen sich vermutlich auf unterschiedliche Ionisationsmechanismen zurückführen. Die Unterschiede zwischen positiver und negativer Auslenkung stammen wahrscheinlich aus dem unterschiedlichen Verhalten von PMOS- und NMOS-Transistoren.

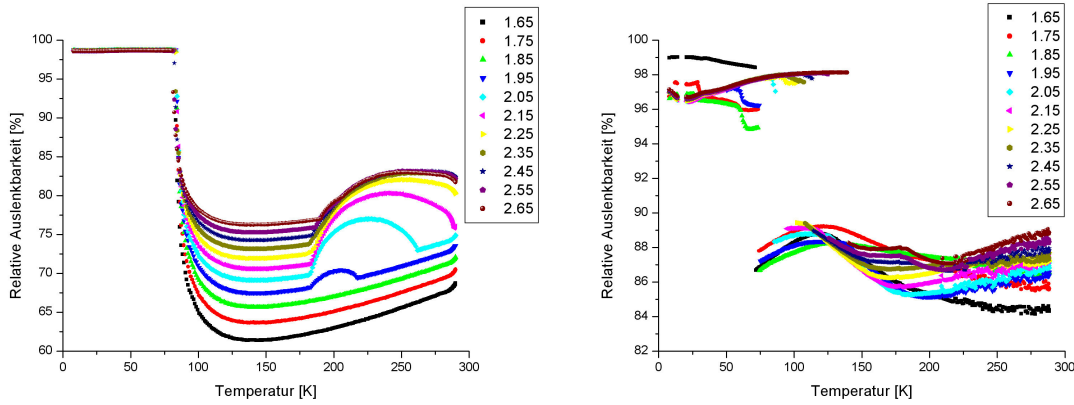


Abbildung 6.1: Auslenkbarkeit bei unbelastetem Ausgang für verschiedene Versorgungsspannungen. Rechts positive Auslenkung, links negative Auslenkung

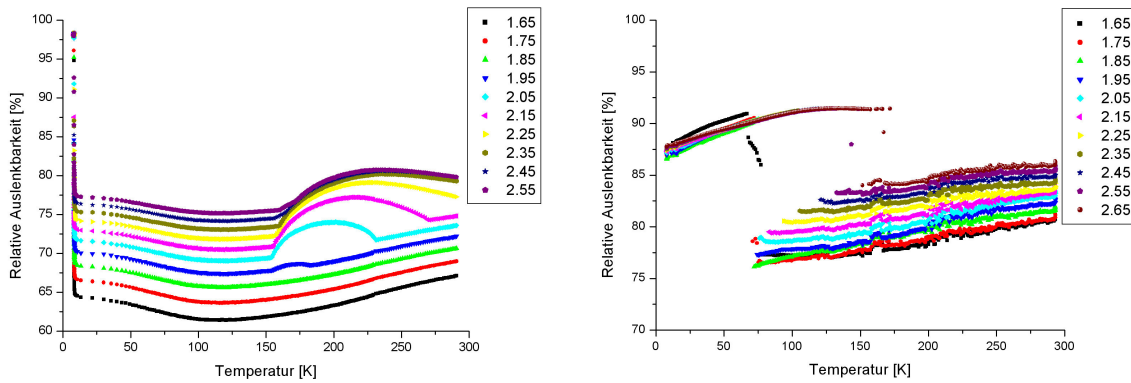


Abbildung 6.2: Auslenkbarkeit bei belastetem Ausgang für verschiedene Versorgungsspannungen. Rechts positive Auslenkung, links negative Auslenkung

Eingangskapazität

Die Eingangskapazität beeinflusst das zeitliche Auflösungsvermögen bei Verwendung des ohmschen Spannungsteilers oder keines Spannungsteilers sowie den Abschwächungsfaktor bei Verwendung des kapazitiven Spannungsteilers. Die Messung wurde mit dem Lock-in Verstärker bei einer Frequenz von 50 kHz und einer Amplitude von 1 V durchgeführt. Die Temperatur wurde mit 3 K/min abgesenkt. Die Fehler der Widerstandsänderung des vorgeschalteten 1 MΩ Widerstandes (weniger als 1 %) wurden nicht berücksichtigt.

Die Kapazität ändert sich um ca. 0.08 pf. (ca. 4 %) Somit kann der Einfluss der Eingangskapazität auf den Abschwächungsfaktor vernachlässigt werden. Auch auf die zeitliche Auflösung sollte sich kein negativer Einfluss ergeben.

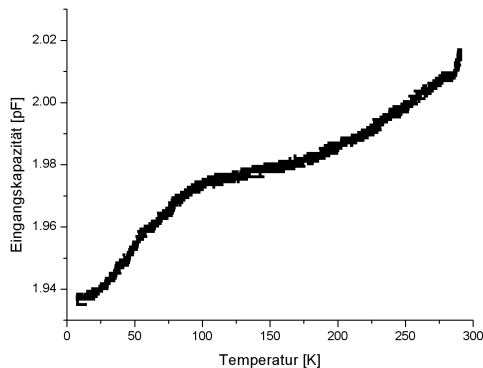


Abbildung 6.3: Gemessene Eingangskapazität

Offsetspannung

Die Offsetspannung ist für die hier vorliegende Arbeit von nachrangiger Bedeutung. Das einzig Wichtige ist, dass sie klein genug ist, um keinen signifikanten Einfluss auf die Auslenkbarkeit zu haben. Genauso wie die Auslenkbarkeit wurde auch die Offsetspannung für unterschiedliche Versorgungsspannungen gemessen, wobei die Temperatur wieder mit 3 K/min geändert wurde. Die Ergebnisse sind in 6.4 zusammengefasst.

Da die Offsetspannung unabhängig von der Versorgungsspannung betragsmäßig nicht größer als 3 mV wird, sollte sie vernachlässigbar sein. Unangenehm aufgefallen sind die Schwankungen bei hohen Temperaturen und Versorgungsspannungen, wobei auch diese Schwankungen keinen signifikanten Einfluss auf die Messungen haben sollten.

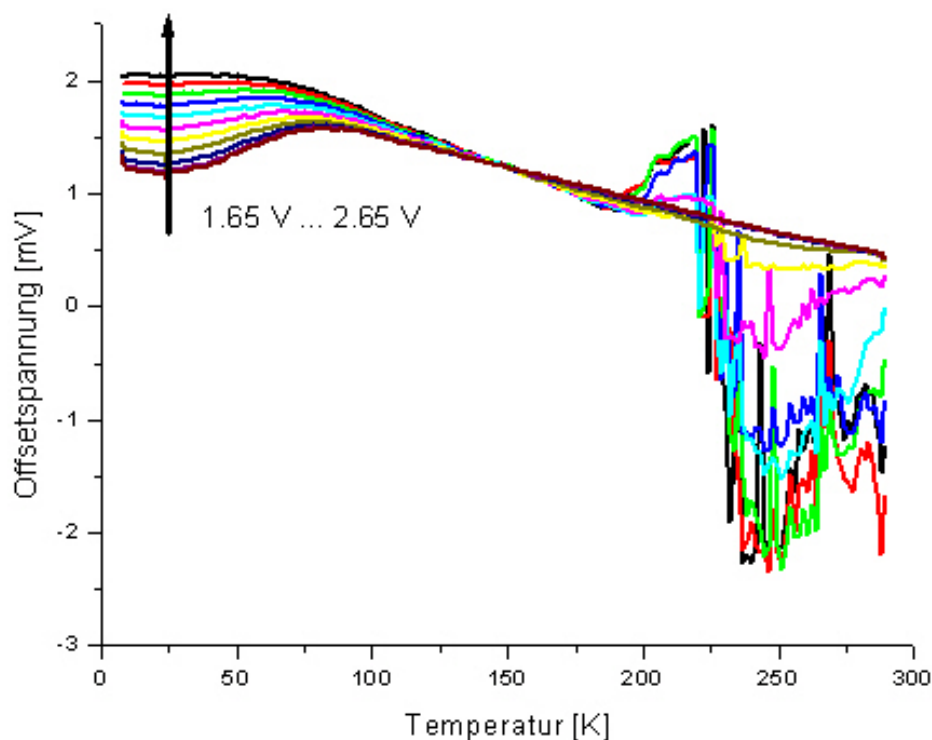


Abbildung 6.4: Offsetspannung des Operationsverstärkers für verschiedene Versorgungsspannungen

6.1.1 Widerstände

Die Untersuchung der Widerstände wurde über eine 2-Punkt bzw. 4-Punkt Kontaktierung verwirklicht.

Widerstand	gemessener Widerstand	Kontaktierung
1 M Ω	0.9978 M Ω	2-Punkt
33 k Ω	32.98 k Ω	2-Punkt
10 k Ω	9.996 k Ω	2-Punkt
2.2 k Ω	2.200 k Ω	2-Punkt
100 Ω	99.91 Ω	4-Punkt

Tabelle 6.1: Gemessene Daten der Widerstände und die Kontaktierung mit der sie untersucht wurden. Eine 2-Punkt Kontaktierung verursacht einen Fehler von maximal 4 Ω

Wie erwartet ändern sich die Widerstandswerte nur wenig. Etwas überraschend ist das halbleitende Verhalten der Widerstände bei tiefen Temperaturen.

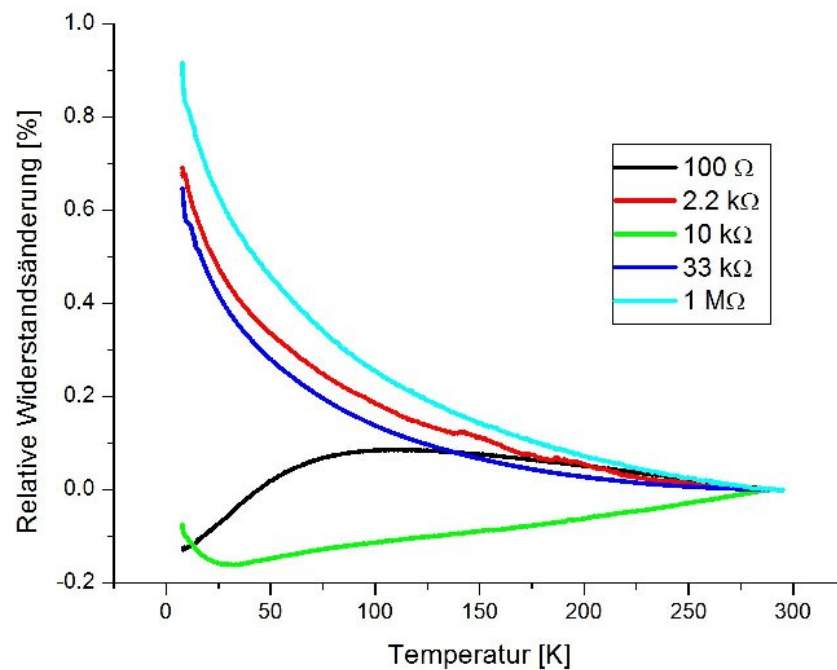


Abbildung 6.5: Relative Änderung der Widerstandswerte bezüglich denen bei Raumtemperatur. Die exakten Werte der Widerstände können der Tabelle 6.1 entnommen werden.

Unterschiedliches Verhalten der Widerstände ändert den Abschwächungsfaktor eines ohmschen Spannungsteilers. Der Einfluss auf die zeitliche Auflösung sollte vernachlässigbar sein, da die Änderung maximal 1 % beträgt, was eine ebenso große Änderung der zeitlichen Auflösung bewirkt. Dem entgegen wirkt die Verringerung der Eingangskapazität mit sinkender Temperatur. Alles in allem ergibt sich eine Verbesserung des zeitlichen Auflösungsvermögens mit sinkender Temperatur.

6.1.2 Kondensatoren

Der 470 pF und der 10 μF Kondensator wurden über ein RC-Glied gemessen, wobei jeweils die Impedanz gewandelt wurde. Für den 470 pF Kondensator wurde ein 1 MΩ Widerstand und dem 10 μF Kondensator ein 3.3 kΩ Widerstand vorgeschaltet. Für die Messung wurde eine Frequenz von 282 bzw. 30 Hz verwendet. Die Kapazität wurde dann

mit Hilfe der Amplitude berechnet. Die übrigen Kondensatoren wurden mit Hilfe eines Spannungsteilers (Serienschaltung mit dem 470 pF Kondensator) ebenfalls bei einer Frequenz von 282 Hz untersucht.

Die Messungen wurden bei einer Abkühlgeschwindigkeit von 3 K/min durchgeführt, die Ergebnisse wurden mit den Widerstandswerten bzw. Kapazitätswerten des Vergleichskondensators/Vergleichswiderstandes korrigiert. Insbesondere bei kleinen Kapazitäten (1.5 und 2 pF) ist zu erwarten, dass parallelgeschaltete Kapazitäten wie die der Lötplatte einen Einfluss hatten.

Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 6.6 und 6.7 dargestellt. Die starken Änderungen bei sehr tiefen Temperaturen lassen vermuten, dass die Temperatur der Kondensatoren nicht exakt mit der Temperatur des Probenspießes übereingestimmt hat, wodurch die Korrektur mit den gemessenen Kapazitätswerten des Vergleichskondensators einen Fehler im Verhalten ergeben hat. Trotzdem ist eindeutig zu sehen, dass sich die Kapazitätswerte nur um wenige Prozent ändern.

Die Kapazität des 10 μ F Kondensators ändert sich erwartungsgemäß stark, bleibt aber mit einigen 100 nF groß genug zur Stabilisierung der Versorgungsspannung. Wichtig dabei ist auch, dass das Verhalten keine abrupten Änderungen zeigt.

Angebener Wert	1.5 pF	2 pF	30 pF	100 pF	470 pF
Gemessener Wert	2.5 pF	3.2 pF	28.0 pF	97.5 pF	572 pF

Tabelle 6.2: Gemessene Kapazitätswerte der Kondensatoren

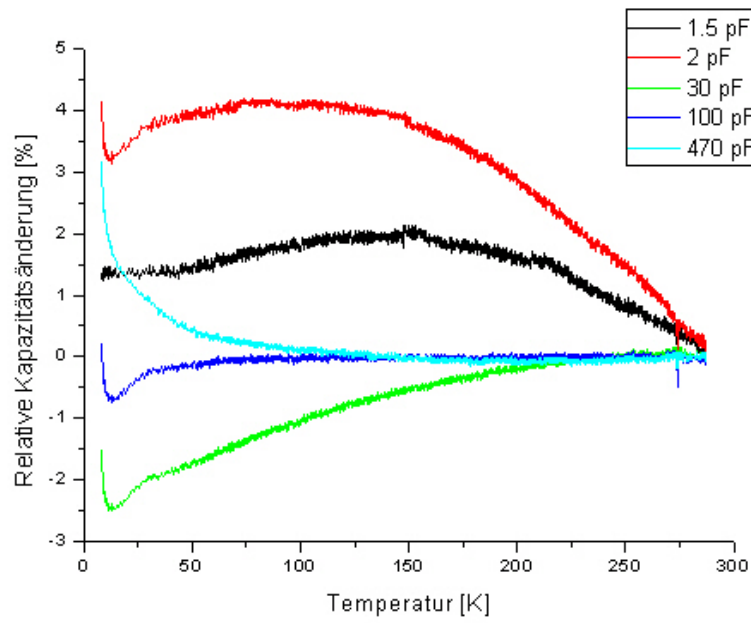


Abbildung 6.6: Ergebnisse der Kapazitätsmessungen.

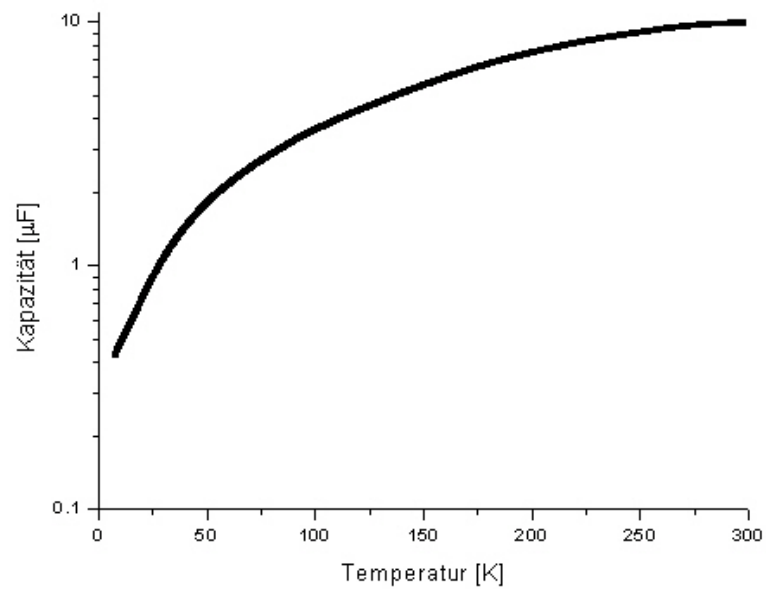


Abbildung 6.7: Kapazität des 10 μF Kondensators

6.2 Eigenschaften der Schaltung

Ein Ziel dieser Arbeit war herauszufinden, wie gut die Messungen bei Verwendung des Impedanzwandlers funktionieren. Zu diesem Zweck wurden zuerst verschiedene bedeutende Eigenschaften des Impedanzwandlers untersucht und später Messungen an einer Probe vorgenommen, um die Ergebnisse vergleichen zu können.

6.2.1 Zeitliches Auflösungsvermögen

Der ursprüngliche Grund für die Verwendung eines Impedanzwandlers war, die Pulslänge so weit wie möglich minimieren zu können. Demzufolge ist das zeitliche Auflösungsvermögen von vorrangiger Bedeutung.

Für den Vergleich der zeitlichen Auflösung wurde der transversale Spannungspuls herangezogen. Bei der Untersuchung der Probe aus Kapitel 5 wurden transversale Pulse wie in Abb. 6.9 bei Verwendung des Impedanzwandlers und solche wie in Abb. 6.8 ohne Verwendung des Impedanzwandlers gemessen. Daraus ist sofort ersichtlich, dass sich die zeitliche Auflösung mindestens um einen Faktor 25 verbessert hat.

Die Zeitkonstante kann durch verschiedene Ursachen begrenzt werden. Das absolute Minimum wird durch den Ausgangswiderstand und die Geschwindigkeit des Pulsgenerators bestimmt, wobei angenommen wird, dass der Ausgangswiderstand nicht kleiner als 50Ω wird. Für hochohmigere Proben kommt ein zusätzlicher Einfluss der Probe hinzu. Dies führt zu einer minimalen Zeitkonstante der einzelnen Aufbauten wie in Tabelle 6.3.

	ohne IW	Mit C-IW	mit R-IW
Absolutes Minimum	ca. 12 ns	25 ns	30 ns
Durch Impedanz am Kontakt	125 ns/k Ω	5 ns/k Ω	5 ns/k Ω

Tabelle 6.3: Begrenzung der Zeitkonstante (Zeitkonstante der Pulsgeneratoren wurde nicht berücksichtigt.)

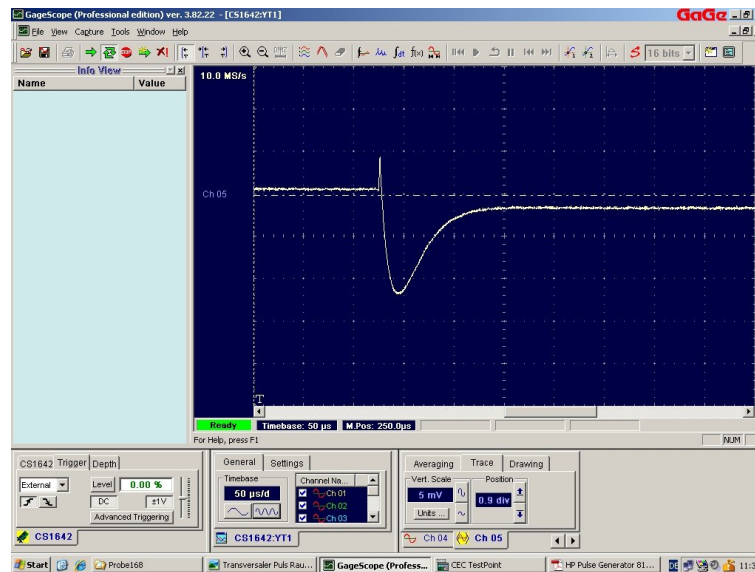


Abbildung 6.8: Transversaler Puls, gemessen ohne Impedanzwandler. Die Zeitkonstante ist 50 µs/div

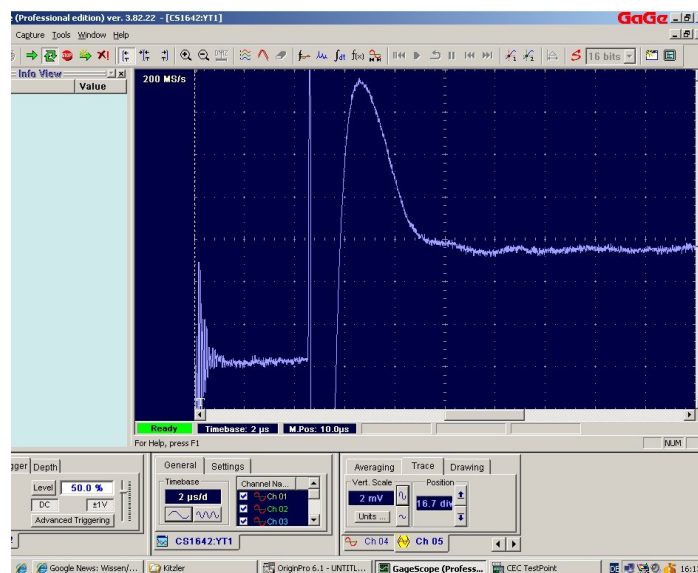


Abbildung 6.9: Transversaler Puls, gemessen mit Impedanzwandler. Die Zeitkonstante ist 2 µs/div

6.2.2 Zeitkonstante

Der Versuch, die Zeitkonstante der kapazitiven Spannungsteiler über ein Wechselspannungssignal zu messen hat keine zufriedenstellenden Ergebnisse geliefert. Deshalb wurde ein Gleichspannungssignal angelegt und die Ausgangsspannung beobachtet.

Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 6.10, 6.11 und 6.12 dargestellt und in Tabelle 6.4 zusammengefasst. Auf den ersten Blick ist zu erkennen, dass die Abschätzung in Abschnitt 3.1.1 viel zu vorsichtig war. Da die Zeitkonstante im schlechtesten Fall 30 Sekunden beträgt, was einen Fehler von weniger als 10^{-7} pro μs des Messwertes bewirkt, kann der Fehler vernachlässigt werden.

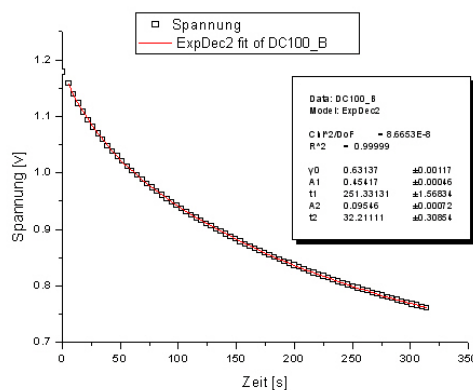


Abbildung 6.10: Spannungsverlauf beim Anlegen einer Gleichspannung beim Impedanzwandler mit kapazitivem Spannungsteiler mit Abschwächungsfaktor 30

Abschwächungsfaktor	30	100	400
Zeitkonstante	30 s	156 s	1665 s

Tabelle 6.4: Zeitkonstanten der kapazitiven Spannungsteiler

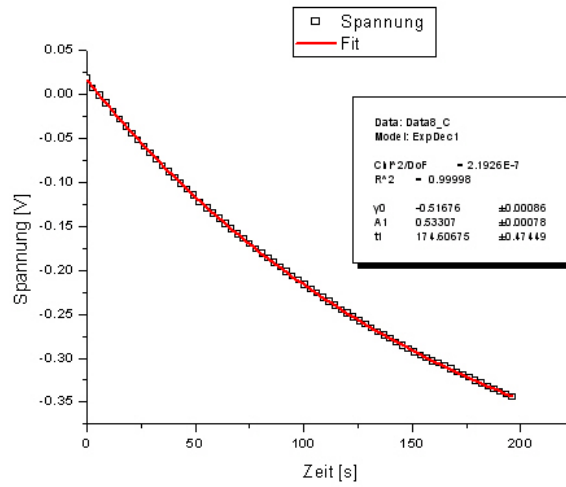


Abbildung 6.11: Spannungsverlauf beim Anlegen einer Gleichspannung beim Impedanzwandler mit kapazitivem Spannungsteiler mit Abschwächungsfaktor 100

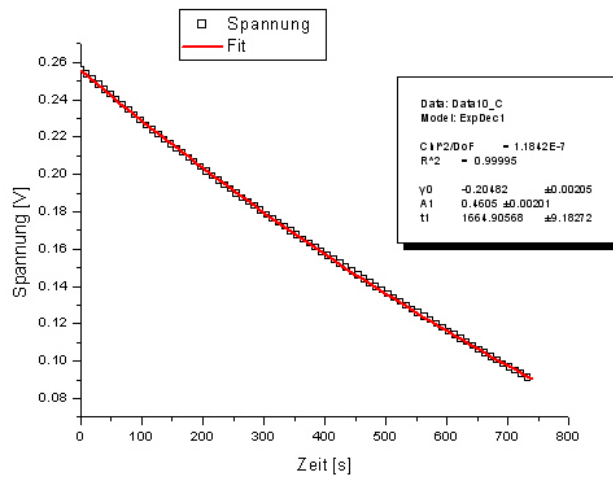


Abbildung 6.12: Spannungsverlauf beim Anlegen einer Gleichspannung beim Impedanzwandler mit kapazitivem Spannungsteiler mit Abschwächungsfaktor 400

6.2.3 Rauschen

Wie jede elektrische Schaltung besitzt auch ein Impedanzwandler ein im Allgemeinen temperaturabhängiges Rauschen. Thermisches Rauschen sollte mit sinkender Temperatur abnehmen. Effekte wie die Ionisationsmechanismen, geringere Ladungsträgerdichte und höhere Beweglichkeit können hingegen zu einer Erhöhung des Rauschens führen.

Die Untersuchung des Rauschens beschränkte sich auf das Rauschen der gesamten Schaltung.

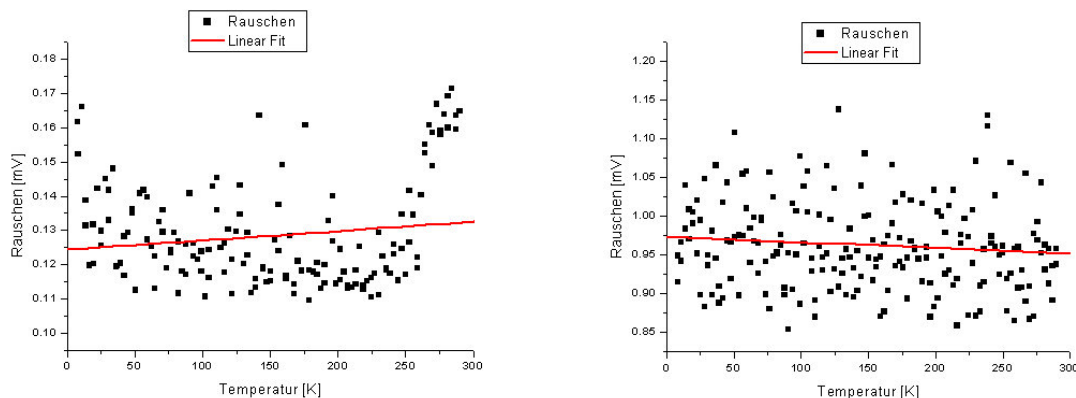


Abbildung 6.13: Links: Rauschen ohne Impedanzwandler. Rechts: Rauschen mit Impedanzwandler

Die Ergebnisse zeigen praktisch keine Temperaturabhängigkeit. Weiters wurde beobachtet, dass sich das Rauschen stark mit der Auflösung der GaGe-Karte verändert. Dies ist auch beim Vergleich der gemessenen Rauschamplituden (siehe Abbildung 6.13) zu erkennen. Mit Impedanzwandler wurde die GaGe-Karte mit einer Auflösung von ± 2 V und ohne mit $\pm 0,5$ V betrieben. Außerdem wurde mit Impedanzwandler der $1\text{ M}\Omega$ Eingang und ohne der $50\ \Omega$ Eingang, wodurch das Signal halbiert wurde, verwendet. Demzufolge ist zu erwarten, dass das Rauschen ohne Impedanzwandler um einen Faktor 8 geringer ist, wenn das Rauschen nicht vom Impedanzwandlern herrührt. Das entspricht recht genau den gemessenen Ergebnissen. Somit muss angenommen werden, dass das Rauschen in erster Linie von der GaGe-Karte verursacht wird. Nach einer Mittelung über 256 Pulse und 100 Punkten der Messung sollte das Rauschen bei Verwendung des

Impedanzwandlers nur noch eine Amplitude von $6 \mu\text{V}$ aufweisen.

6.2.4 Gleichtaktunterdrückung

Laut Hersteller hat der Operationsverstärker eine Gleichtaktunterdrückung (CMRR) von ca. 80 dB. Diese ist frequenzabhängig und nur für den Temperaturbereich von -55 bis $150 \text{ }^\circ\text{C}$ spezifiziert. Für tiefere Temperaturen musste das Verhalten getestet werden. Das Ergebnis ist in Abb. 6.14 dargestellt.

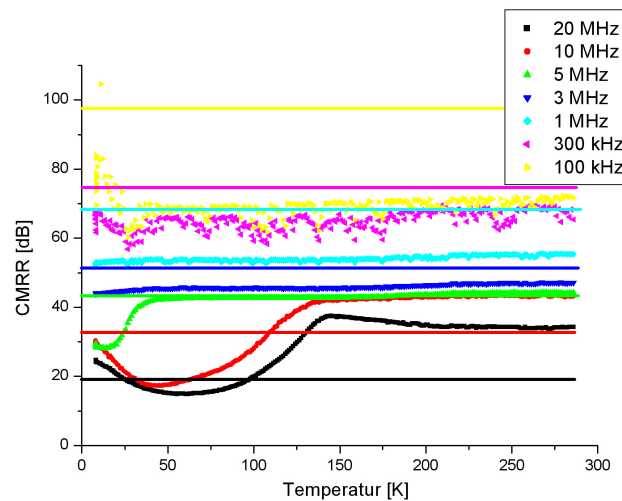


Abbildung 6.14: Gleichtaktunterdrückung des Impedanzwandlers. Die durchgezogenen Linien zeigen die Gleichtaktunterdrückung des Differenzverstärkers.

Die Gleichtaktunterdrückung scheint sehr stabil zu sein. Einzig bei sehr tiefen Temperaturen verschlechtert sie sich für hohe Frequenzen deutlich. Bei genauerer Begutachtung der Ergebnisse war zu sehen, dass diese Abweichung durch ein starkes, nicht sinusförmiges Verhalten hervorgerufen wurde. Somit ist anzunehmen, dass das Problem eher die zu hohe Ausgangsleistung als die Gleichtaktunterdrückung ist. Da das Problem nur bei Frequenzen größer als 3 MHz auftritt, wurde der Widerstand am Ausgang, welcher dieses Verhalten unterdrücken könnte, beibehalten und nicht erhöht.

Sehr interessant zu beobachten war, dass für sehr hohe Frequenzen die Gleichtaktunterdrückung bei Verwendung des Impedanzwandlers besser war als ohne, obwohl auch für die Messung der Gleichtaktunterdrückung mit Impedanzwandler der Differenzverstärker zum Einsatz gekommen ist. Eine genauere Beobachtung des Differenzverstärkers hat gezeigt, dass dieser auf große Kapazitäten am Eingang mit geringerer Gleichtaktunterdrückung reagiert. Es scheint als hätte dieses Verhalten auch im vorliegenden Fall die Ergebnisse beeinflusst.

6.2.5 Temperaturabhängigkeit der Abschwächung

Die Änderung der Kapazitäts- bzw. der Widerstandeswerte bewirkt eine Änderung des Abschwächungsfaktors. Somit ist der Abschwächungsfaktor eine Funktion der Temperatur, welche gemessen werden kann. Beim ohmschen Spannungsteiler kommt zusätzlich noch der Fehler des Kontaktwiderstandes hinzu, welcher nur für einen bekannten Kontaktwiderstand korrigiert werden kann.

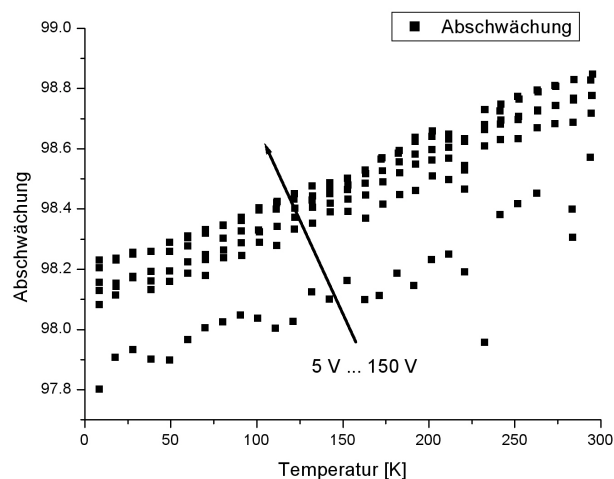


Abbildung 6.15: Normierter Abschwächungsfaktor des ohmschen Spannungsteilers mit Abschwächungsfaktor 100

Betrachtet man die Abbildungen 6.15 und 6.17, erscheinen die Abschwächungsfaktoren eine schwache Spannungsabhängigkeit zu besitzen. Weitere Untersuchungen haben

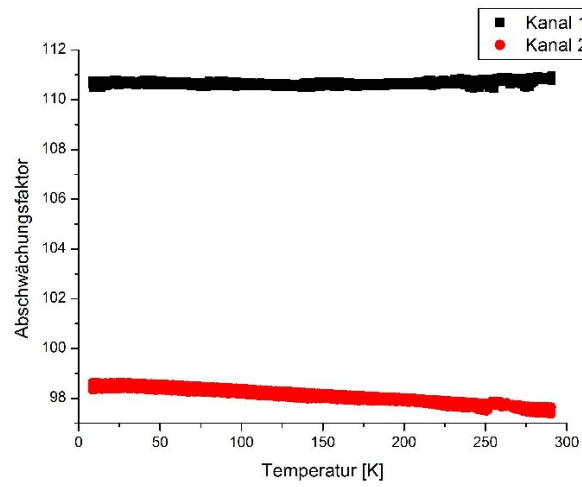


Abbildung 6.16: Abschwächungsfaktoren der beiden Kanäle des kapazitiven Spannungsteilers mit Abschwächungsfaktor 100

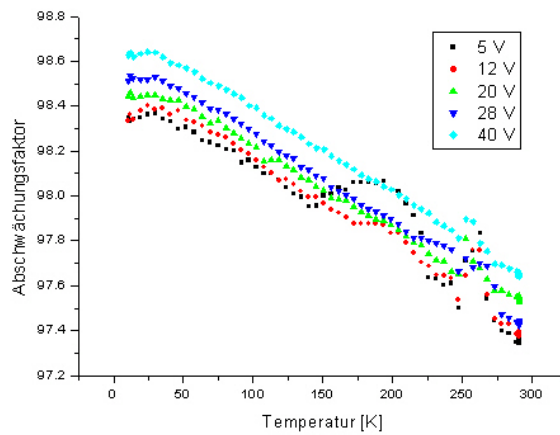


Abbildung 6.17: Abschwächung des 2. Kanals gemessen für unterschiedliche Spannungen.

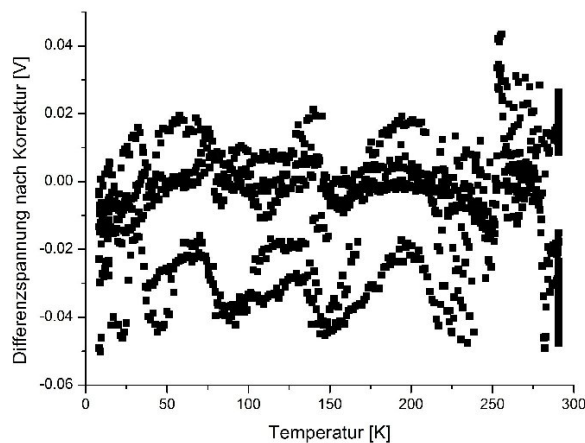


Abbildung 6.18: Gemessene Differenzspannung bei einer tatsächlichen Differenzspannung von 0 V und korrigierten Abschwächungsfaktoren (Kapazitiver Spannungsteiler)

zeigt, dass ein anderer Effekt für dieses Verhalten verantwortlich zu sein scheint, da die Differenz der beiden Spannungen für korrigierte Abschwächungsfaktoren sehr klein wird. Möglicherweise handelt es sich um nichtohmsches Verhalten der Zuleitung oder der Testwiderstände.

Abbildung 6.18 zeigt die gemessene Differenzspannung nach Korrektur des Abschwächungsfaktors. Daraus kann abgelesen werden, dass beim Einsatz eines Impedanzwandlers mit einem Abschwächungsfaktor von 100, mit dem Spannungen von mindestens ± 150 V gemessen werden können, die Differenzspannung auf ca. 40 mV genau bestimmt werden kann.

Für ausreichend kleine Kontaktwiderstände sind die Ergebnisse auch für den ohmschen Spannungsteiler repräsentativ.

6.2.6 Leistungsaufnahme

Der Impedanzwandler agiert im Kryostaten als zusätzliche Wärmequelle. Somit wird die minimal erreichbare Temperatur erhöht. Hierbei liefern die Operationsverstärker den größten Beitrag. Die Leistungsaufnahme ist ebenfalls temperaturabhängig, wobei zu erwarten war, dass sie mit sinkender Temperatur abnimmt.

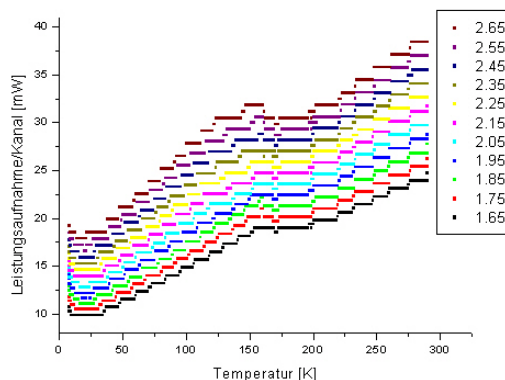


Abbildung 6.19: Leistungsaufnahme je Kanal.

Die erwartete Reduktion der Leistungsaufnahme ist deutlich zu sehen. Die Genauigkeit der Strommessung war bei dieser Messung sehr gering was die „Stufenbildung“ bewirkt hat. Für den Aufbau einer Probenmessung werden jeweils 4 Kanäle verwendet. Somit ergibt sich für die gesamte Leistungsaufnahme bei 8 K und maximaler Versorgungsspannung ein Wert von 80 mW. Beobachtungen haben gezeigt, dass dadurch die minimale Temperatur um ca. 0.3 K erhöht wird.

6.3 Vergleichsmessung

Für die Vergleichsmessung wurde die in Kapitel 5 beschriebene Probe verwendet. Bei dieser Probe wird ein Kontakt sowohl für die Messung der Hall-Spannung als auch für die Messung des Spannungsabfalls verwendet. Das bedeutet, dass eine doppelt so große Kapazität über den Kontaktwiderstand geladen werden muss. Somit benötigt man auch

ca. doppelt so lange Pulse. Bei Verwendung des Impedanzwandlers ließe sich dieses Problem umgehen, indem man die Offsetspannung anstatt der zweiten longitudinalen Spannung verwendet. Darauf wurde verzichtet um die Vergleichbarkeit der Messungen besser zu gewährleisten.

Zu Beginn wurde als Referenz eine Gleichstrommessung und eine Gleichstrom Hall-Messung mit jeweils einem Strom von $100 \mu\text{A}$ durchgeführt.

Für die Pulsmessungen ohne Impedanzwandler wurden aus Sicherheitsgründen nur geringe Ströme verwendet. Die Pulsmessungen mit Impedanzwandler wurden für mehrere, ebenfalls relativ geringe Ströme durchgeführt. Für niedrige Temperaturen wurde zu Vergleichszwecken eine Messung ohne Impedanzwandler mit gleich langen Pulsen wie bei der Messung mit Impedanzwandler durchgeführt, bei der nur die Hallspannung gemessen wurde. Diese Messung konnte nur bis zu einer Temperatur von 50 K durchgeführt werden, da für höhere Temperaturen die Zeitkonstante zu groß ist. Tabelle 6.5 gibt einen Überblick über die wichtigsten verwendeten Einstellungen. In Abbildung 6.20 und 6.21 werden die Ergebnisse der Hallmessungen und der Widerstandsmessungen miteinander verglichen.

	mit IW	ohne IW	nur Hallmessung, ohne IW
Pulslänge	$16 \mu\text{s}$	$400 \mu\text{s}$	$16 \mu\text{s}$
Mittelungen	256	128	256
Strommessung	GaGe-Karte	GaGe-Karte	GaGe-Karte
Pulsgenerator	AVTECH	HP	AVTECH
Abschwächungsfaktor	100	100	-

Tabelle 6.5: Einstellungen für die Messungen an der Probe.

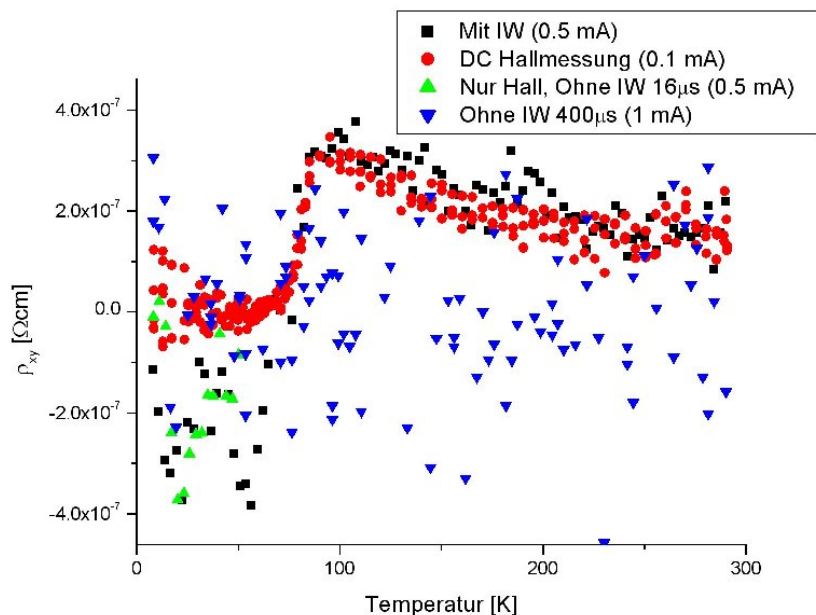


Abbildung 6.20: Vergleich der Hallmessungen

Etwas überraschend bei den Ergebnissen der Hall-Messung ist die Abweichung der beiden Messungen ohne Impedanzwandler zueinander. Bei höheren Temperaturen werden die Messungen ohne Impedanzwandler unbrauchbar.

Mit Impedanzwandler fällt sehr positiv auf, dass die Abweichungen zur reinen Hall-Messung sehr gering sind. Bei höheren Temperaturen ist bemerkenswert, dass das Rauschen trotz einfacher Umpolung des Magnetfeldes nur um einen Faktor 5 größer ist als bei der DC-Messung. Aus den Ergebnissen ist auch ablesbar, dass die Differenzspannung auf mindestens 50 μ V genau gemessen werden kann.

Bei der Widerstandsmessung gab es keine Möglichkeit den Eingangswiderstand des Differenzverstärkers zu erhöhen. Somit wäre für Temperaturen oberhalb von 100 K eine Abweichung der Messwerte von 5 % zu erwarten gewesen. Gemessen wurden jedoch nur 3 %. Unterhalb von 50 K dreht sich dieses Verhalten um. Somit scheint ein Fehler im Abschwächungsfaktor vorzuliegen. Dafür gibt es mehrere mögliche Gründe: Bei der Messung des Abschwächungsfaktors ist die Differenzspannung, aus Gründen der Verfügbarkeit, mit einem anderen Kanal der GaGe-Karte gemessen worden. Dies kann

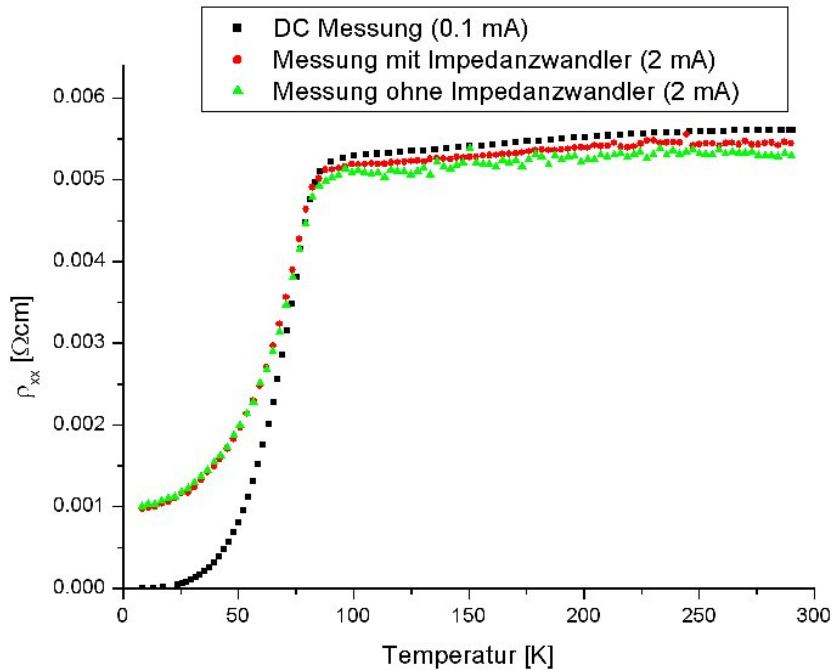


Abbildung 6.21: Vergleich der Widerstandsmessungen

zu einem Fehler in der Größenordnung von einigen Prozent führen, da der Eingangswiderstand nur auf $\pm 2\%$ ($50\ \Omega$ Eingang) genau ist. Des Weiteren wurde bei der Messung des Abschwächungsfaktors eine kürzere Pulslänge verwendet. Auch dadurch wäre eine Abweichung denkbar. Außerdem könnte es durch eine schwache Kopplung der Kanäle zu einer Verfälschung des Abschwächungsfaktors kommen.

Als Konsequenz wurde der Abschwächungsfaktor so korrigiert, dass der Spannungsabfall für Temperaturen unterhalb von 20 K übereinstimmt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.22 dargestellt. Nach dieser Korrektur entspricht die Abweichung oberhalb 100 K den erwarteten 5%. Somit ist gezeigt, dass es sich um einen Fehler des Abschwächungsfaktors handelt, welcher unabhängig vom Kontaktwiderstand und der Temperatur ist. Die Abweichung bei tiefen Temperaturen zur Gleichstrommessung resultiert bereits aus nichtohmschem Verhalten der Probe.

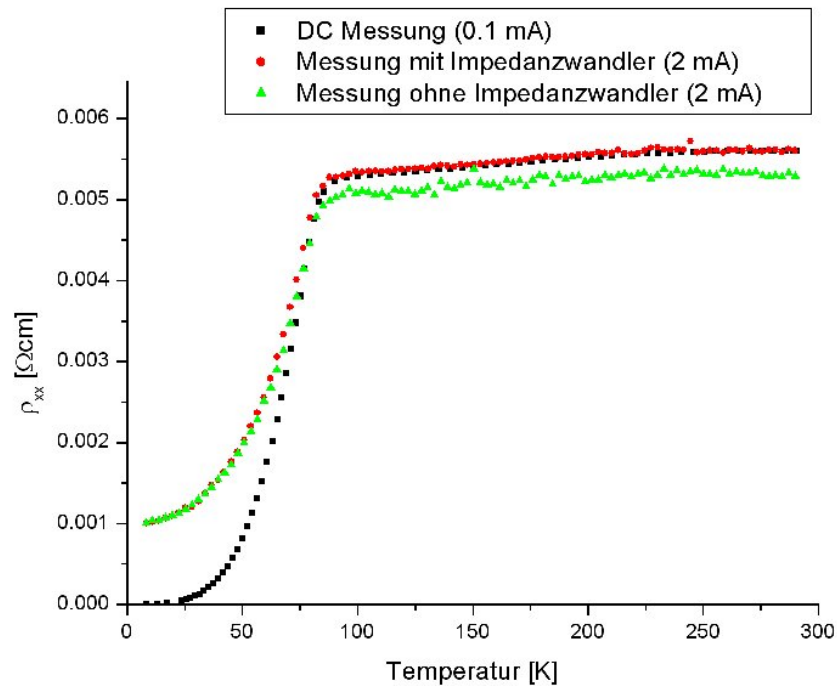


Abbildung 6.22: Vergleich der Widerstandsmessungen nach Korrektur

Sehr überraschend war, dass das Rauschen bei der Messung ohne Impedanzwandler größer war als bei der Messung mit Impedanzwandler obwohl der Abschwächungsfaktor gleich groß und die Pulslänge bei Verwendung des Impedanzwandlers um einen Faktor 25 kleiner war.

Die Messung mit Impedanzwandler ist somit deutlich genauer als die ohne. Die Einflüsse des Kontaktwiderstandes konnten bei Verwendung des Impedanzwandlers nicht mehr beobachtet werden. Bemerkenswert ist, dass die gemessenen Spannungen maximal 7 V betragen haben, wobei auch Spannungen von bis zu 150 V (bei symmetrischer Kontaktierung 300 V) gemessen werden können. Demzufolge sollte die Genauigkeit bei höheren Differenzspannungen noch deutlich besser sein.

Das Rauschen scheint in der Größenordnung von 0.5 % des Messwertes also ca. 35 mV zu liegen. Dabei ist positiv aufgefallen, dass das Rauschen bei tiefen Temperaturen deutlich geringer zu sein scheint.

7 Diskussion

7.1 Überprüfung der Anforderungen

Im Laufe der vorliegenden Arbeit wurde ein Impedanzwandler gebaut und getestet. Im Folgenden wird noch einmal auf die an ihn gestellten Anforderungen (siehe Kapitel 1) eingegangen und mit den gemessenen Eigenschaften verglichen.

1. Die Funktion aller Kanäle muss über den gesamten Temperaturbereich (8 K bis 300 K) gewährleistet sein.

Da ein Operationsverstärker, der über den ganzen Temperaturbereich ohne Probleme funktioniert, gefunden wurde, ist diese Anforderung eindeutig erfüllt.

2. Er muss klein genug für den Einbau in den Kryostaten sein.

Wie der Abbildung 3.9 zu entnehmen ist, ist es gelungen die Schaltung klein genug zu bauen. Trotzdem ist anzumerken, dass es vorkommen kann, dass der Impedanzwandler den Aluminiumschild berührt, wodurch es zu einer Wärmebrücke kommt. Das bedeutet, dass die Kühlleistung am Probenspieß vergrößert wird, und somit der Heizwiderstand am Probenspieß stärker belastet werden muss. Dem kann man entgegenwirken, indem die Differenz der Zieltemperatur am Kaltkopf und der am Probenkopf geringer gewählt wird, was auch gemacht wurde.

3. Die Leistungsaufnahme muss klein genug sein, um weiterhin auf 8 K abkühlen zu können.

Die Kühlleistung nimmt mit sinkender Temperatur ab. Ohne Last kann der Probenspieß auf eine Temperatur von 7.8 K gekühlt werden. Der 4-Kanal Impedanzwandler hat eine dissipative Leistung von ca. 80 mW. Trotz dieser zusätzlichen Erwärmung konnte der Probenspieß noch immer auf 8.1 K abgekühlt werden.

4. Die Verwendung muss eine deutliche Verbesserung der zeitlichen Auflösung bei der Untersuchung hochohmiger Proben liefern.

Bei der Verwendung von hochohmigen Proben konnte die Pulslänge um einen Faktor 25 reduziert werden.

5. Er muss zwei Kanäle für die transversale Spannungsmessung mit einer 1:1 Impedanzwandlung und sehr hoher Genauigkeit besitzen.

Die Vergleichsmessung hat eindeutig gezeigt, dass Hallspannungen sehr gut messbar sind.

6. Er muss zwei longitudinale Kanäle mit einer Spannungsabschwächung besitzen um Spannungen von ± 600 V messen zu können.

Dieses Ziel wurde eindeutig sowohl für den kapazitiven, als auch für den ohmschen Spannungsteiler erfüllt. Hierzu ist zu vermerken, dass im Gegensatz zur vorhandenen Anordnung für eine Messung über einen weiten Spannungsbereich ein Wechsel der Impedanzwandler notwendig ist, um auf eine dementsprechende Genauigkeit zu kommen. Im Gegenzug wurde mit Hilfe des Impedanzwandlers der zulässige Spannungsbereich von ± 250 auf ± 600 V erhöht.

7. Er sollte leicht ein- und ausbaubar sein, um die Vorteile der ursprünglichen Anordnung weiterhin nutzen zu können.

Das Ein- und Ausbauen ist in ca. einer Minute machbar.

8. Eine Genauigkeit von mindestens $100 \mu\text{V}$ am Ausgang ist erforderlich.

Betrachtet man die Messung der Hallspannung für einen Strom von 0.5 mA lässt sich die Genauigkeit auf unter $50 \mu\text{V}$ beziffern und ist somit ausreichend.

9. Der Impedanzwandler muss unsensibel gegenüber Magnetfeldern sein.

Da bei keiner einzigen Messung auch nur der geringste Einfluss eines Magnetfeldes festgestellt werden konnte, ist auch dieser Punkt zu meiner Zufriedenheit erfüllt.

Nachdem alle Anforderungen eindeutig erfüllt sind und es gelungen ist, eine deutliche Verbesserung der Messanordnung für hochohmige Proben zu erreichen, ist das erklärte Ziel dieser Diplomarbeit erreicht worden.

7.2 Zusammenfassung der Performance

Longitudinale Spannungsmessung

Für die Messung der longitudinalen Spannung wurden signifikante Verbesserungen erzielt. Insbesondere die Verwendung des Impedanzwandlers mit kapazitivem Spannungsteiler hat sich sehr bewährt. In Tabelle 7.1 werden die Messaufbauten miteinander verglichen.

	ohne IW	C-C-IW	R-R IW
Min. Zeitkonstante	ca. 12 ns	ca. 25 ns	ca. 30 ns
ZK Widerstandsabhängig	125 ns/k Ω	5 ns/k Ω	5 ns/k Ω
Minimaler Fehler	0.01 ‰	1 ‰	1 ‰
Fehler pro k Ω KW	1 ‰	$< 10^{-6}$	1 ‰
Max. CMRR	100 dB	66 dB	66 dB
CMRR von Δ KW	$\frac{10^6}{\Delta KW}$	$< 10^4$	$\frac{10^6}{\Delta KW}$
Maximale Differenzspannung	500 V	1200 V	1200 V

Tabelle 7.1: Vergleich der Messaufbauten in Zahlen. KW...Kontaktwiderstand, ZK...Zeitkonstante

Transversale Spannungsmessung

Im Gegensatz zur longitudinalen Spannungsmessung haben sich bei der transversalen Spannungsmessung nicht alle Eigenschaften verbessert, was auf die besseren Eigenschaf-

ten des Differenzverstärkers im Vergleich zu jenem des OPV zurückzuführen ist. Dadurch ergeben sich größere Fehler als bei Verwendung des Differenzverstärkers mit $100\text{ M}\Omega$ Eingangs. Steht dieser aufgrund zu großer transversaler Spannungen, zu großer Offsetspannung oder der Probengeometrie nicht zur Verfügung, verliert er für hochohmige Proben den Vorteil wieder.

Unterschiede der Messung hochohmiger Proben mit und ohne Impedanzwandler

1. Mit Impedanzwandler wird die Zeitkonstante um einen Faktor von ca. 25 reduziert.
2. Ohne Impedanzwandler ist die Messung etwas genauer.
3. Bei doppelter Verwendung eines Kontaktes oder bei Verwendung des $1\text{ M}\Omega$ Eingangswiderstands ist die Genauigkeit mit Impedanzwandler teils deutlich besser also ohne.
4. Die maximale Differenzspannung kann mit Impedanzwandler maximal 3 V , ohne Impedanzwandler 5 V ($1\text{ M}\Omega$ Eingangswiderstand) bzw. 0.5 V ($100\text{ M}\Omega$ Eingangswiderstand) betragen.
5. Die Offsetspannung kann bei Verwendung des Impedanzwandlers abgeglichen werden.
6. Bei Verwendung des Impedanzwandlers wird die minimale Temperatur etwas erhöht.
7. Der Abschwächungsfaktoren müssen gemessen und die Ergebnisse korrigiert werden, wenn ein Impedanzwandler zum Einsatz kommen soll.
8. Der Impedanzwandler benötigt eine eigene Stromversorgung im Kryostaten.
9. Es müssen mehr Kanäle gemessen werden wenn der Impedanzwandler zum Einsatz kommt.

10. Beim kapazitiven Spannungsteiler sind wacklige Kontakte nicht zwingend sofort ersichtlich, da bei kapazitiver Kopplung nur der Abschwächungsfaktor verändert wird.

Anhang

Messprogramme

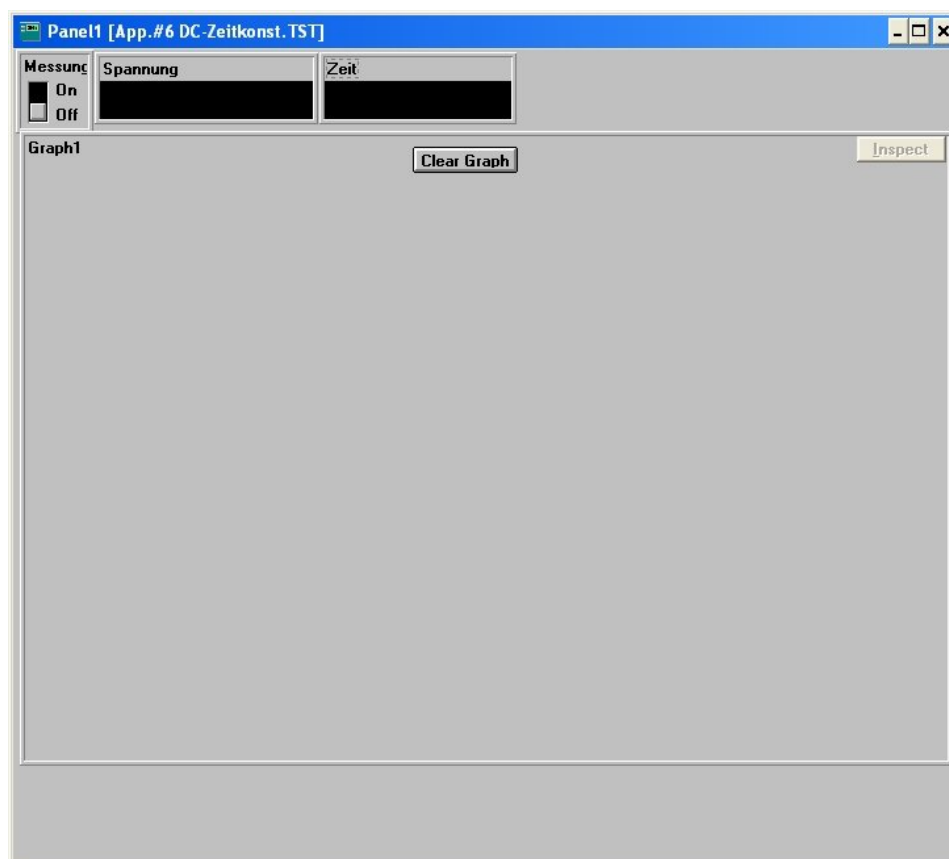


Abbildung 7.1: Dieses Programm liest nur die Spannung des Nanovoltmeters aus und ordnet den ausgelesenen Werten die Zeit zu, bei der sie gemessen wurden.

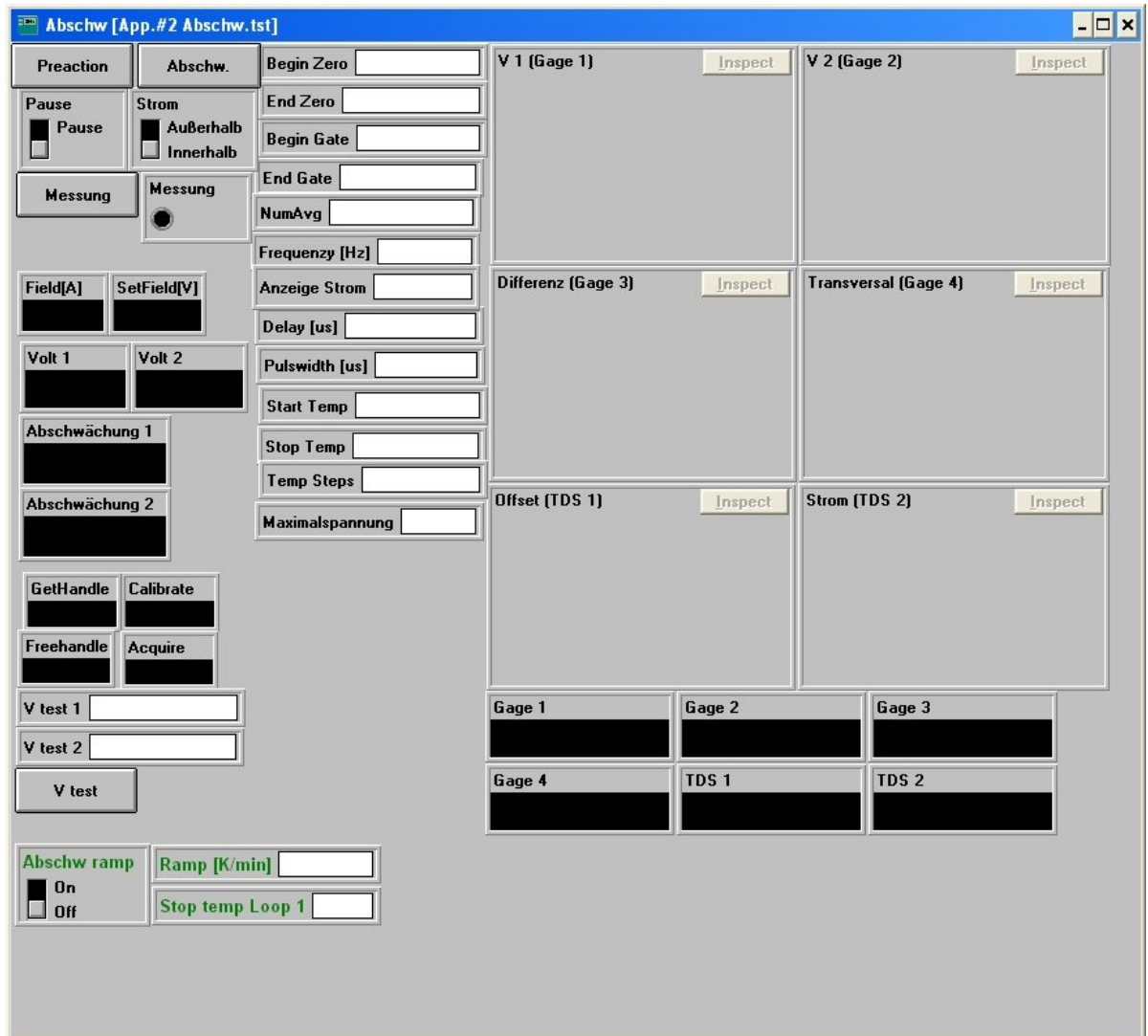


Abbildung 7.2: Programm zur Bestimmung des Abschwächungsfaktors

Das Programm besitzt zwei Funktionen: Mit dem Knopf „Abschw.“ wird eine Messung des Abschwächungsfaktors für Temperaturen von „Start Temp“ bis „Stop Temp“ in Gang gesetzt. Wird der Schieber von „Abschw ramp“ auf „On“ gestellt beginnt eine Messung mit kontinuierlicher Temperaturabsenkung, wobei die Messung mit der aktuell angezeigten Temperatur beginnt und bei einer Temperatur von „Stop temp Loop 1“ endet. Die Geschwindigkeit der Abkühlung wird mit einer Geschwindigkeit von „Ramp [K/min]“ geändert.

Die Messung geschieht wie bei der Probenmessung mit Pulsen einer Pulslänge von „Pulswidth [us]“ Mikrosekunden, welche mit einer Verzögerung von „Delay [us]“ Mikrosekunden nach dem Triggersignal beginnen. Die Messung des Nullniveaus geschieht im Bereich von „Begin Zero“ bis „End Zero“ und die des Pulsniveaus im Bereich von „Begin Gate“ bis „End Gate“, wobei die Werte den Zuordnungen des Oszilloskops entsprechen. Demzufolge sind jeweils Werte im Bereich von 1 bis 500 einzugeben, wobei darauf zu achten ist, dass die Startwerte immer kleiner sind als die dazugehörigen Endwerte. Bei der Messung wird über „NumAvg“ gemittelt. Zum korrekten Einlesen des Stroms ist in „Anzeige Strom“ der am AM 5030 angezeigte Wert einzugeben. Die Messung des Abschwächungsfaktors wird mit einer Spannung von (1,0.7,0.5,0.3,0.1) mal der „Maximalspannung“ durchgeführt. Die besten Ergebnisse erhält man, wenn man den Abschwächungsfaktor eines Kanals durch Vergleich mit dem des Differenzverstärkers ermittelt, und den des zweiten durch Vergleich mit dem ersten Kanals.

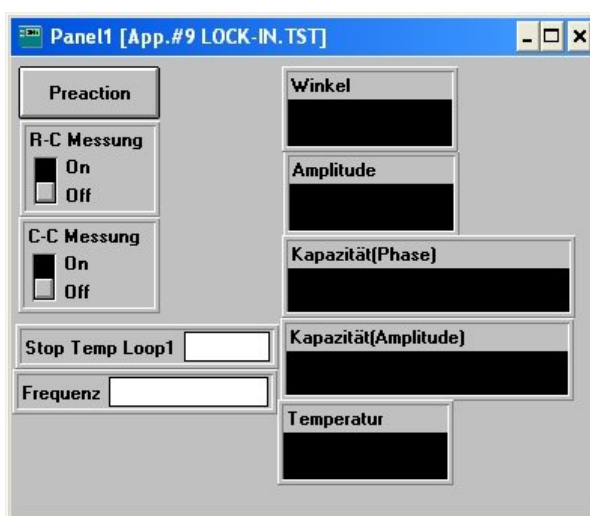


Abbildung 7.3: Dieses Programm wird für alle Messungen mit dem Lock-in Verstärker verwendet. Die Frequenz wird vom Programm ausgegeben, alle anderen Faktoren müssen am Lock-in Verstärker eingestellt werden. Ausgelesen wird jeweils die Amplitude und die Phase.

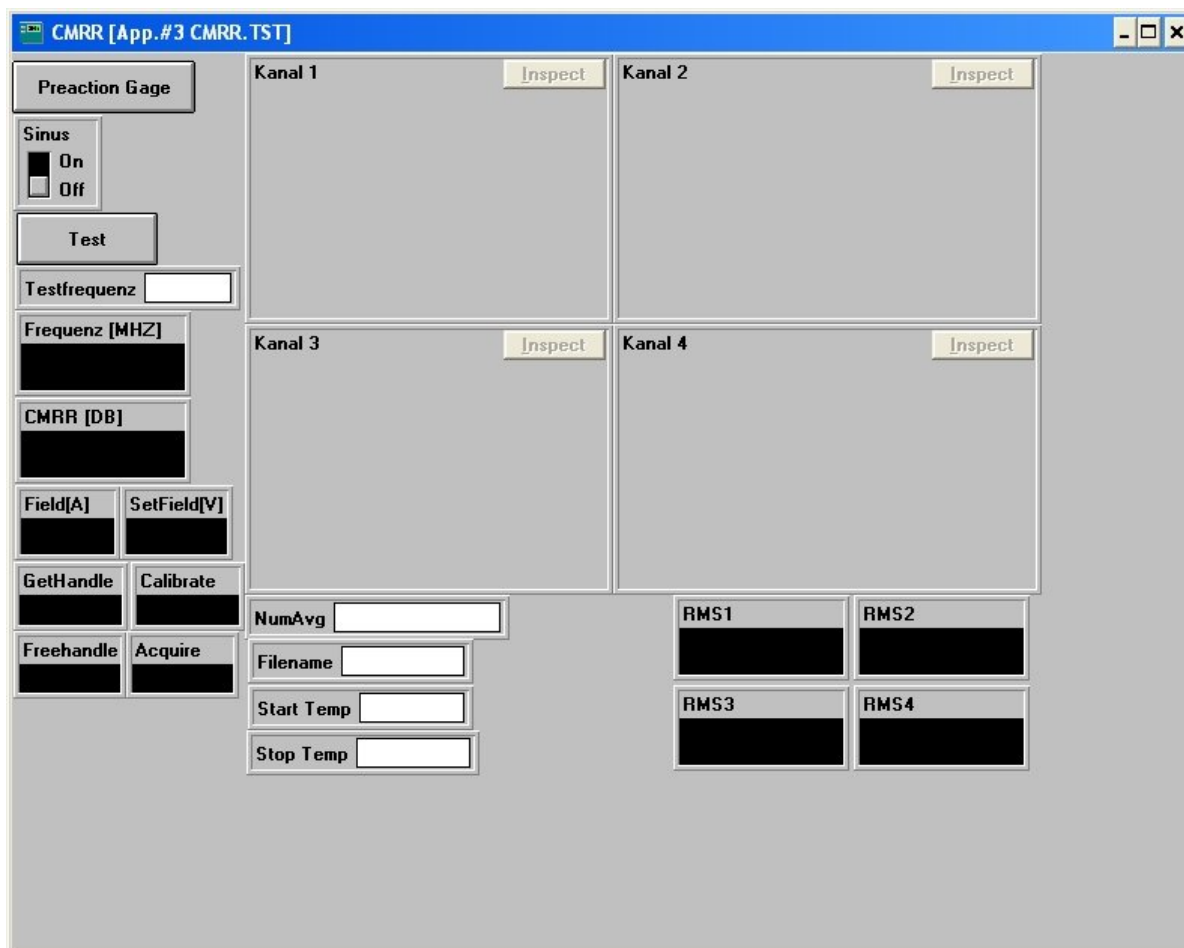


Abbildung 7.4: Dieses Programm dient zur Untersuchung der Gleichtaktunterdrückung. Mit „NumAVG“ wird die Anzahl der Pulse über die gemittelt wird eingestellt. Die erhaltenen Daten werden in die Datei „Filename“ geschrieben und die Temperatur wird von „Start Temp“ bis „Stop Temp“ kontinuierlich variiert, wobei die Geschwindigkeit manuell eingestellt werden muss.

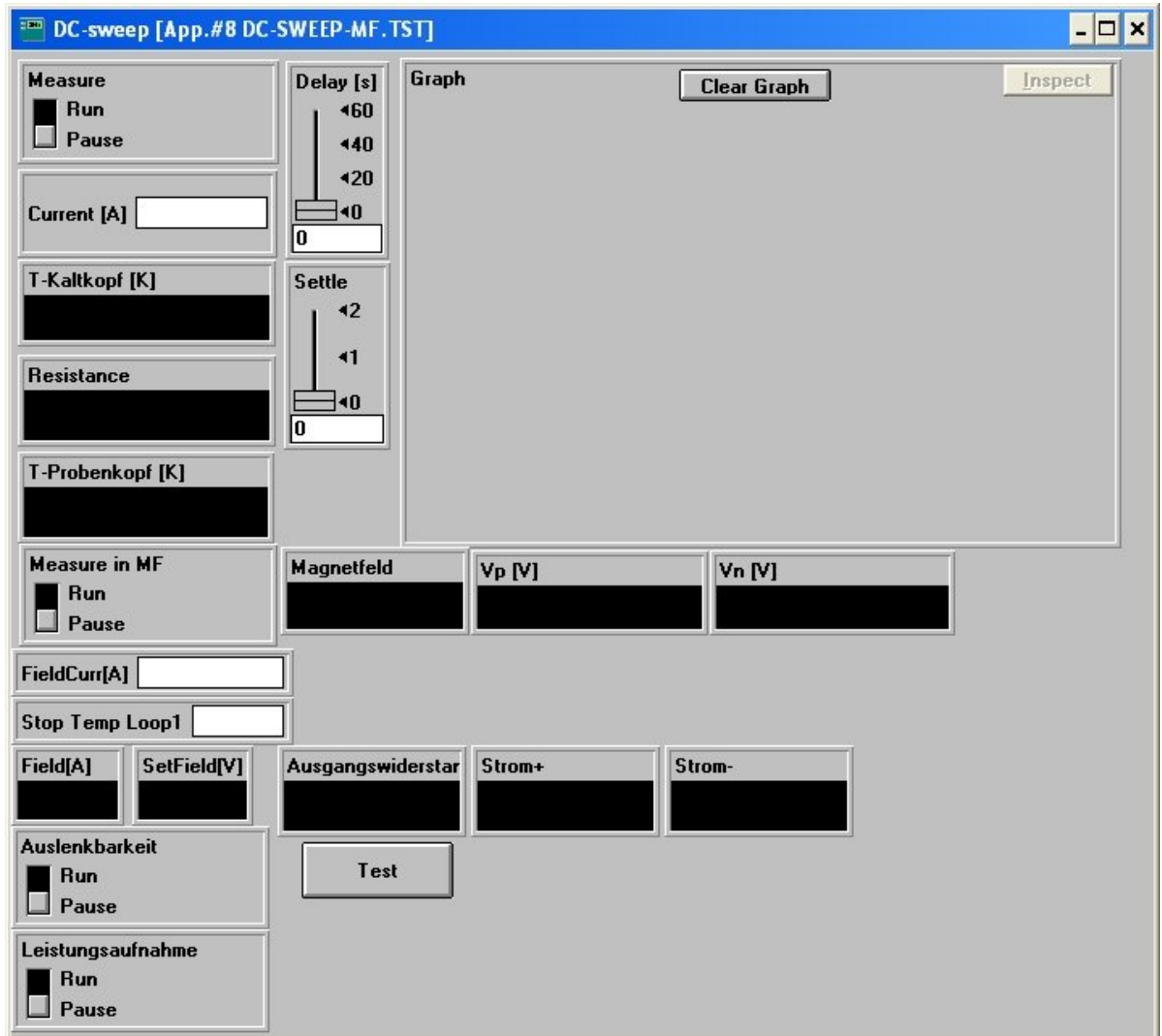


Abbildung 7.5: Messprogramm für DC-Widerstandsmessungen, Messung der Leistungsaufnahme und der Auslenkbarkeit. „Current [A]“ wird nur für die Widerstandsmessung benötigt und definiert den für die Messung verwendeten Strom. „Delay [s]“ bestimmt die Pause zwischen den einzelnen Messungen. Mit „Settle“ wird eingestellt, wie lange nach dem Einschalten des Stromes die Messung beginnt.

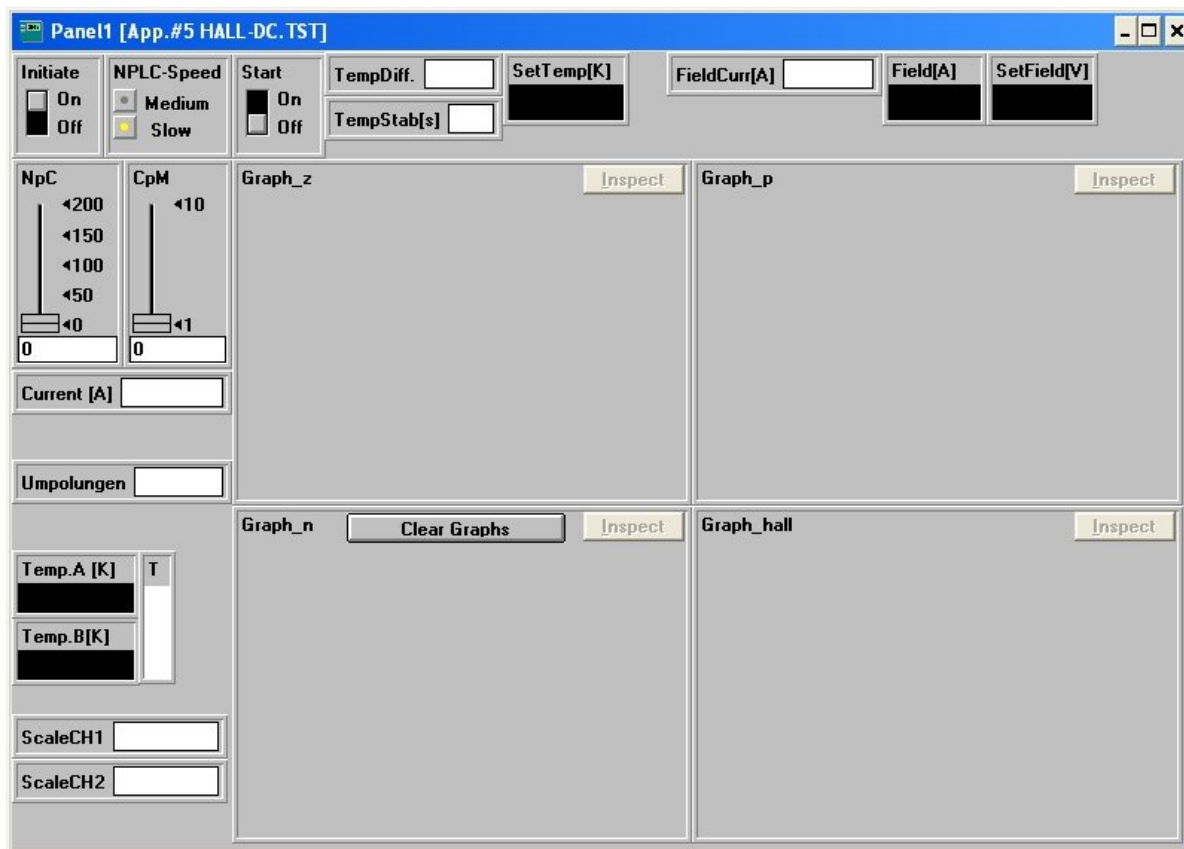


Abbildung 7.6: Programm für die Gleichstrom-Hallmessung. „TempDiff.“ bestimmt die Temperaturdifferenz der beiden Temperatursteuerungen. „FieldCurr[A]“ bestimmt den Strom mit dem die Magneten betrieben werden, „NpC“ setzt die Anzahl der Umpolungen für eine Messung, „Current [A]“ bestimmt den Strom durch die Probe, „Umpolungen“ bestimmt wie viele Zyklen (Magnetfeld, kein Magnetfeld, invertiertes Magnetfeld) für jede Temperatur durchlaufen werden, „ScaleCH1/CH2“ bestimmt den Messbereich für den Kanal 1/2

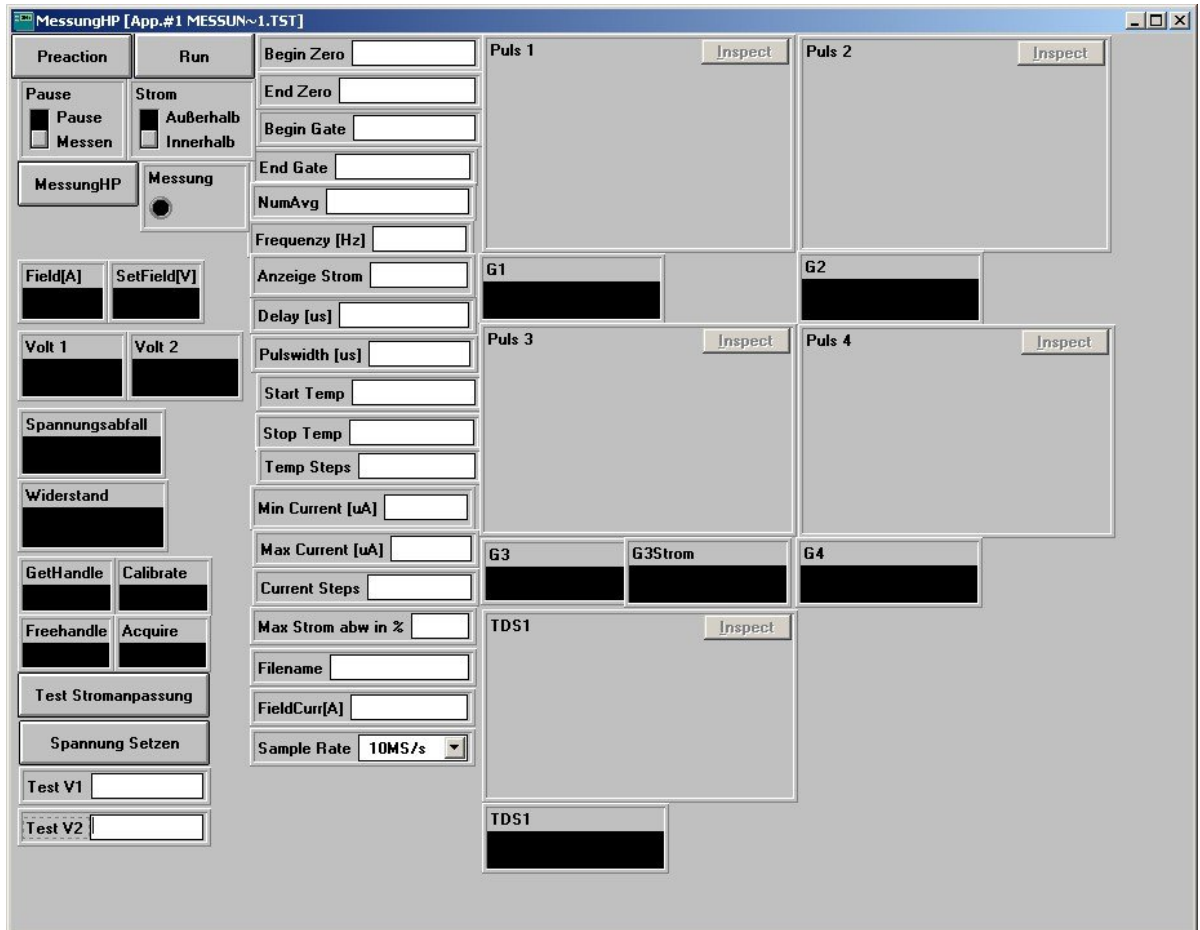


Abbildung 7.7: Dieses Programm wird für Pulsmessungen mit dem HP Pulsgenerator benötigt. „Preaction“ erledigt alle Einstellungen die für die GaGe-Karte, das Oszilloskop und den Temperature Controller benötigt werden. Im Gegensatz zum Programm für die Messung mit dem AVTECH ist in diesem Programm nicht vorgesehen, dass das Delay und die Pulslänge vom Programm eingestellt wird. Mit „Run“ wird die Messung gestartet.

Literaturverzeichnis

- [1] Z. Svindrych, Z. Janu, Z. Soukup, and Z. Tichý. Operational amplifiers operating in temperature range from 300 to 4.2 K. *Cryogenics*, 48(3-4):160 – 165, 2008.
- [2] J. T. Hastings and K. W. Ng. Characterization of a complementary metal-oxide semiconductor operational amplifier from 300 to 4.2 K. *Review of Scientific Instruments*, 66(6):3691–6, 1995.
- [3] J. A. Swenson and K. D. Baker. CMOS operational amplifier performance at cryogenic temperatures. *Cryogenics*, 33(2):215–21, 1993.
- [4] B. K. Ridley. *Quantum Processes in Semiconductors*, 3rd edition. Oxford, 1993.
- [5] J. A. Van Vechten. Quantum Dielectric Theory of Electronegativity in Covalent Systems. I. Electronic Dielectric Constant. *Phys. Rev.*, 182(3):891–, June 1969.
- [6] J. R. Chelikowsky and M. L. Cohen. Nonlocal pseudopotential calculations for the electronic structure of eleven diamond and zinc-blende semiconductors. *Phys. Rev. B*, 14(2):556–582, Jul 1976.
- [7] W. Bludau, A. Onton, and W. Heinke. Temperature dependence of the band gap of silicon [Wavelength modulation spectroscopy]. *Journal of Applied Physics*, 45(4):1846–8, 1974.
- [8] E. Gutierrez-D, J. Deen, and C. Claeys. *Low Temperature Electronics*. Academic

- Press, 2001.
- [9] J. D. Cressler, J. H. Comfort, E. F. Crabbe, G. L. Patton, J. M. C. Stork, J. Y. . C. Sun, and B. S. Meyerson. On the profile design and optimization of epitaxial Si- and SiGe-base bipolar technology for 77 K applications. I. Transistor DC design considerations. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 40(3):525–41, 1993.
- [10] P. M. Solomon. A comparison of semiconductor devices for high-speed logic. *Proceedings of the IEEE*, 70(5):489–510, May 1982.
- [11] B. Lengeler. Semiconductor devices suitable for use in cryogenic environments. *Cryogenics*, 14(8):439–47, 1974.
- [12] E. Simoen, B. Dierickx, L. Deferm, C. Claeys, and G. Declerck. The charge transport in a silicon resistor at liquid helium temperatures. *Journal of Applied Physics*, 68(8):4091–4099, October 1990.
- [13] D. P. Foty. Impurity ionization in MOSFETs at very low temperatures. *Cryogenics*, 30(12):1056 – 1063, 1990.
- [14] K. Seeger. *Semiconductor Physics, 9th Edition*. Springer, 2004.
- [15] U Tietze and C Schenk. *Halbleiter - Schaltungstechnik*. Springer, 2002.
- [16] R. R. Green. MOSFET Operation at 4.2 K. *Review of Scientific Instruments*, 39(10):1495–&, 1968.
- [17] E. Simoen and C. Claeys. Impact of CMOS processing steps on the drain current kink of NMOSFETs at liquid helium temperature. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 48(6):1207–1215, June 2001.
- [18] S. K. Tewksbury. Transient response of n-channel metal-oxide-semiconductor field effect transistors during turnon at 10-25K. *Journal of Applied Physics*, 53(5):3865–72, May 1982.

-
- [19] <http://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Operationsverst366116>. *Wikipedia*, September 2009.
- [20] *Datenblatt Burr Brown Products OPA2301*.
- [21] Ch. Kittel. *Einführung in die Festkörperphysik 14. Auflage*. Oldenbourg, 2006.
- [22] W. E. Howard and F.F. Fang. Low temperature effects in Si FETs. *Solid-State Electronics*, 8(1):82 – 83, 1965.
- [23] R. K. Kirschman. Cold electronics: an overview. *Cryogenics*, 25(3):115 – 122, 1985.
- [24] *Datenblatt Metal Film Chip Resistors, High Reliability Type 0402, 0603, 0805, 1206*.
- [25] *Datenblatt Johansontechonology Multi-layer HigH-Q Capacitors*.
- [26] *Datenblatt Vishay VJ...W1BC C0G (NP0) Dielectric*.
- [27] *Datenblatt AVX X7R Dielectric*.
- [28] *Datenblatt AVX C0G (NP0) Dielectric*.
- [29] *Manual Razor CompuScope 16xx*.
- [30] *Instruction Manual Textronics TDS 420A, TDS 430A & TDS 460A Digitizing Oscilloscope Performance Verification and Specifications*.
- [31] *Manual LeCroy DA1850A and DA1855A Differential Amplifier*.
- [32] *Manual LeCroy DA1855A Differential Amplifier*.
- [33] *Manual Tektronix AM 503B & AM 5030 AC/DC Current Probe Amplifiers*.
- [34] *Manual AVTECH AVR-5, AVR-7, and AVR-8 SERIES*.
- [35] *Manual HP 8114A 100 V/2 A Programmable Pulse generator*.

- [36] R. Poprawe. *Lasertechnik für die Fertigung*. Springer, 2005.
- [37] D. Bäuerle. *Laser Processing and Chemistry*. Springer, 2000.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Vorhandene Messanordnung	3
2.1	Berechnete Bandstruktur von Silizium	11
2.2	Temperaturabhängigkeit der Energielücke in Silizium.	11
2.3	Berechnete Ladungsträgerdichte in Silizium abhängig von der Temperatur.	12
2.4	Temperaturabhängige Leitfähigkeit unterschiedlich dotierter Siliziumproben	14
2.5	Ionisationsmechanismen	15
2.6	Ladungsträgerionisations-Rate in Silizium.	16
2.7	Potentialprofil für einen Störstellen-Ladungsträger im Freeze-Out Bereich	17
2.8	Poole-Frenkel Dwell Time	17
2.9	Tunnel-Dwell-Time	18
2.10	Impact-Ionisation	19
2.11	Berechnete Beweglichkeit von Elektronen und Defektelektronen unter Berücksichtigung von Phononenstreuung	20
2.12	Berechnete Beweglichkeit von Elektronen unter Berücksichtigung von Phononen Streuung, Streuung an ionisierten Störstellen und Geschwindigkeits-Sättigungs-Effekten	21
2.13	Berechnete Beweglichkeit von Elektronen unter Berücksichtigung von Streuung an Phononen und ionisierten Störstellen, in Abhängigkeit vom Dotierungsgrad.	22
2.14	Querschnitt eines MOSFET.	23
2.15	Potentialverteilung eines MOS-Kondensators.	24

2.16	Kennlinienfeld eines FET.	25
2.17	Kink-Effekt für unterschiedliche Fertigungsmechanismen.	26
2.18	Verhalten der Kapazitäten eines N-Well MOS-Kondensators	27
2.19	Serienwiderstand	28
2.20	Serienwiderstand eines MOS-Transistors	28
2.21	Übergangseffekte	29
2.22	Temperaturverteilung in Silizium	30
2.23	Schaltskizze eines Operationsverstärkers	31
2.24	Übertragungskennlinie eines OPV	32
2.25	Beschreibung eines OPV	33
2.26	Regelstrecke	35
2.27	Innenschaltung des OPA 2301	37
2.28	Schematische Darstellung des Hall-Effektes	42
3.1	Schaltskizze des Impedanzwandlers.	46
3.2	Bild eines Impedanzwandlers mit kapazitivem Spannungsteiler.	46
3.3	Bild eines Impedanzwandlers mit ohmschem Spannungsteiler.	47
3.4	Schaltskizze des neuen Messaufbaus für die Untersuchung von Proben . .	47
3.5	Zusammenfassung der bekannten Funktion von Transistoren bei tiefen Temperaturen (Stand 1985).	50
3.6	Bild eines verwendeten Widerstandes	53
3.7	Abbildung der Kondensatoren von Johanson Technology®	54
3.8	Schaltplan der Platinen.	55
3.9	Einbau des Impedanzwandlers	57
3.10	Zweite Impedanzwandlerstufe	58
3.11	Zweite Impedanzwandlerstufe angeschlossen am Kryostaten	58
4.1	Bild einer Razor GaGe-Karte.	61
4.2	CMRR des Differenzverstärkers DA1855.	62
4.3	Kryostat	65

4.4	Elektrischer Aufbau für die Messung der Widerstände (4-Punkt-Kontaktierung)	66
4.5	Messanordnung für den 470 pF Kondensator	68
4.6	Messanordnung für die Kondensatoren mit einer Kapazität von 1.5 pF bis 100 pF	69
4.7	Aufbau für die Messung der Leistungsaufnahme, der Aussteuerbarkeit und der Offsetspannung	71
4.8	Aufbau für die CMRR Messung des Impedanzwandlers	73
4.9	Aufbau für die Messung des Abschwächungsfaktors	74
4.10	Aufbau für die Messung an der Probe	76
4.11	Programm zur Untersuchung von Proben	77
5.1	Bild der untersuchten Probe.	86
5.2	Detailabbildung der Probe.	86
5.3	Einbau der Probe.	87
6.1	Auslenkbarkeit bei unbelastetem Ausgang.	91
6.2	Auslenkbarkeit bei belastetem Ausgang.	91
6.3	Gemessene Eingangskapazität	92
6.4	Offsetspannung des Operationsverstärkers.	93
6.5	Relative Änderung der Widerstandswerte bezüglich dem bei Raumtemperatur.	94
6.6	Ergebnisse der Kapazitätsmessungen.	96
6.7	Kapazität des 10 μ F Kondensators	96
6.8	Transversaler Puls, gemessen ohne Impedanzwandler.	98
6.9	Transversaler Puls, gemessen mit Impedanzwandler.	98
6.10	Zeitkonstante des kapazitiven Spannungsteilers mit Abschwächungsfaktor 30.	99
6.11	Zeitkonstante des kapazitiven Spannungsteilers mit Abschwächungsfaktor 100.	100

6.12	Zeitkonstante des kapazitiven Spannungsteilers mit Abschwächungsfaktor 400.	100
6.13	Rauschen	101
6.14	Gleichtaktunterdrückung des Impedanzwandlers.	102
6.15	Normierter Abschwächungsfaktor des ohmschen Spannungsteilers mit Abschwächungsfaktor 100	103
6.16	Abschwächungsfaktoren der beiden Kanäle des kapazitiven Spannungsteilers mit Abschwächungsfaktor 100	104
6.17	Abschwächung des 2. Kanals gemessen für unterschiedliche Spannungen.	104
6.18	Korrigierte Differenzspannung	105
6.19	Leistungsaufnahme je Kanal.	106
6.20	Vergleich der Hallmessungen	108
6.21	Vergleich der Widerstandsmessungen	109
6.22	Vergleich der Widerstandsmessungen nach Korrektur	110
7.1	Programm zur Untersuchung der Zeitkonstante	i
7.2	Programm zur Bestimmung des Abschwächungsfaktors	ii
7.3	Programm für Messungen mit dem Lock-in Verstärker	iv
7.4	Programm zur Untersuchung der Gleichtaktunterdrückung	v
7.5	Messprogramm für DC-Widerstandsmessungen, Messung der Leistungsaufnahme und der Auslenkbarkeit.	vi
7.6	Programm für die Gleichstrom-Hallmessung.	vii
7.7	Programm zur Messung an Proben mit dem Pulsgenerator von HP	viii

Tabellenverzeichnis

3.1	Vergleich idealer, realer und verwendeter OPV.	52
3.2	Spezifikationen der verwendeten Widerstände.	52
3.3	Fortsetzung Spezifikationen der verwendeten Widerstände.	53
3.4	Spezifikationen der verwendeten Kondensatoren.	54
3.5	Fortsetzung Spezifikationen der verwendeten Kondensatoren	54
4.1	Technische Daten der GaGe-Karte. [29]	60
4.2	Technische Daten des TDS 430A	61
4.3	Technische Daten der Differenzverstärker	62
4.4	Technische Daten des Current Probe Amplifier AM 5030.	63
4.5	Technische Daten des AVTECH AVR-7B-B-PN-SCHA.	63
4.6	Technische Daten des HP 8114A 100 V/2 A	63
6.1	Gemessene Daten der Widerstände und die Kontaktierung mit der sie untersucht wurden.	93
6.2	Gemessene Kapazitätswerte der Kondensatoren	95
6.3	Begrenzung der Zeitkonstante.	97
6.4	Zeitkonstanten der kapazitiven Spannungsteiler	99
6.5	Einstellungen für die Messungen an der Probe.	107
7.1	Vergleich der Messaufbauten in Zahlen. KW...Kontaktwiderstand, ZK...Zeitkonstante	113

Danksagung

Ich möchte mich bei allen bedanken, die mich bei meinem Weg zur Sponson so tatkräftig unterstützt haben. Ein ganz besonderer Dank gilt meinem Betreuer Ao. Univ.-Prof. Dr. Wolfgang Lang, der mir das Thema der Arbeit vorgeschlagen, die Möglichkeit diese Arbeit zu schreiben gegeben, und mich bei all meinen Fragen mit Rat und Tat unterstützt hat.

Weiters möchte ich mich ganz besonders bei Dr. Ionut Puica bedanken, der mich nicht nur in den Umgang mit den Instrumenten eingeführt hat, sondern mich auch sonst wo es ging unterstützt hat.

Für die Herstellung der Probe bedanke ich mich bei Dr. M.A. Bodea und Prof. J.D. Pedarnig vom Institut für Angewandte Physik der Johannes-Kepler-Universität Linz.

Natürlich bedanke ich mich auch ganz herzlich bei meinen Laborkollegen Mag. Philip Rohringer, Mag. Markus Sauer, Mag. Bernd Steiger und Mag. Thomas Penz, für die Unterstützung und die vielen fachlichen und nicht fachlichen Diskussionen, die mir sehr geholfen haben wieder einen klaren Kopf zu bekommen.

All das wäre nicht möglich gewesen ohne die jahrelange Unterstützung und den Rückhalt meiner Eltern und der ganzen Familie.

Ich möchte mich an dieser Stelle auch noch bei all meinen Freunden bedanken. Sie haben einen großen Beitrag dazu geleistet, mich zu dem zu machen, was ich heute bin.

Danke!

Lebenslauf

Persönliche Daten:

Name:	Tobias Kitzler
Geburtsdatum:	23.06.1985
Geburtsort:	Haag am Hausruck
Staatsbürgerschaft	Österreich

Bildungsweg:

24.06.2004	Reifeprüfung am BORG Perg im Naturwissenschaftlichen Zweig
2004 - 2005	Zivildienst in der Spielwerkstatt Unteres Mühlviertel
2005 - 2011	Studium Physik an der Universität Wien
seit März 2009	Diplomarbeit in der Gruppe Elektronische Materialeigenschaften