



Universität
Zürich^{UZH}

Bachelorarbeit

Bau und Test eines HF-Messtandes für kryogene Temperaturen

Physik-Institut

11. November 2014

Student: ANDREAS MEIER

Referent: PROF. DR. ANDREAS SCHILLING

Betreuer: DR. ANDREAS ENGEL

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Motivation und Zielsetzung | 3 |
| 2 | Design und Konstruktion | 4 |
| 2.1 | Genereller Aufbau | 4 |
| 2.2 | Signalübertragung | 4 |
| 2.3 | Dichtungen | 4 |
| 2.3.1 | Epoxidharze | 6 |
| 2.3.2 | Metallichtungen | 6 |
| 2.4 | Temperaturmessung | 6 |
| 2.5 | Thermische Auslegung | 8 |
| 2.6 | Vakuum | 11 |
| 3 | Montage und Inbetriebnahme | 14 |
| 3.1 | Kalibration der Sensoren | 14 |
| 3.2 | Signalübertragung | 16 |
| 3.3 | Leckprüfung | 17 |
| 4 | Testmessungen | 19 |
| 4.1 | RF-Kabel | 19 |
| 4.1.1 | Koaxialkabel 1 | 19 |
| 4.1.2 | Koaxialkabel 2 | 19 |
| 4.1.3 | Koplanarer Wellenleiter | 22 |
| 4.2 | Operationsverstärker | 24 |
| 4.3 | Tiefpass | 24 |
| 5 | Schlussfolgerungen | 29 |
| 6 | Danksagung | 30 |
| A | Anhang | 32 |
| A.1 | Glossar | 32 |
| A.1.1 | Das Ohmsche Gesetz | 32 |
| A.1.2 | Reelle Widerstände, Induktivität, Kapazitäten | 32 |
| A.1.3 | Tiefpass | 33 |
| A.1.4 | Endliche Leitungen | 34 |
| A.1.5 | Abschluss | 35 |
| A.1.6 | Operationsverstärker | 35 |
| A.1.7 | Koaxialkabel | 36 |
| A.1.8 | Richtkoppler | 36 |
| A.2 | Stückliste | 37 |
| A.3 | Zeichnungen | 38 |
| A.4 | Schaltpläne | 48 |

Zusammenfassung

Materialien mit supraleitenden Eigenschaften haben ein breites Anwendungsspektrum, sei dies bei der Erzeugung von sehr starken Magnetfeldern, in der Medizinaltechnik oder in der Supraleiter-Elektronik. Anwendungen aus der Supraleiter-Elektronik sind z.B. SQUID's (superconducting **q**uantum **i**nterference **d**evice) oder SNSPD's (superconducting **n**anowire **s**ingle-**p**hoton **d**etector), dabei werden supraleitende Elemente meist mit konventionellen elektronischen Bauelementen kombiniert und bei kryogenen Temperaturen betrieben.

Ziel der Arbeit war es, einen Messstab zu konstruieren und zu testen, mit dem konventionelle elektronische Bauteile bei kryogenen Temperaturen spezifiziert werden können.

Des weiteren wurden für verschiedene Wellenleiter sowie einen Operationsverstärker und einen Tiefpassfilter das Verstärkungsmass ermittelt. Die Resultate bestätigten die Vermutung, dass das Verstärkungsmass sowie die Kapazität des Tiefpassfilters temperaturabhängig sind, zwei der drei Wellenleiter eine sehr hohe Dämpfung aufweisen und der Operationsverstärker bei tiefen Temperaturen nicht mehr richtig arbeitet.

1 Motivation und Zielsetzung

Materialien mit supraleitenden Eigenschaften haben ein breites Anwendungsspektrum, sei dies bei der Erzeugung von sehr starken Magnetfeldern, in der Medizinaltechnik oder in der Supraleiter-Elektronik. Anwendungen aus der Supraleiter-Elektronik sind z.B. SQUID's (superconducting **q**uantum **i**nterference **d**evice) oder SNSPD's (superconducting **n**anowire **s**ingle-**p**hoton **d**etector), dabei werden supraleitende Elemente meist mit konventionellen elektronischen Bauelementen kombiniert und bei kryogenen Temperaturen betrieben.

Ziel der Arbeit war es, einen Messstab zu konstruieren und zu testen, mit dem konventionelle elektronische Bauteile bei kryogenen Temperaturen spezifiziert werden können.

Der Messstab (Dipstick) soll möglichst viele Freiheiten beim Design dieser Messungen bieten und somit ein sehr breites Spektrum von möglichen Versuchsanordnungen abdecken. Es sollen sowohl aktive als auch passive elektrische und elektronische Bauelemente gemessen werden können. Allerdings sollte das Design des Messstabes möglichst einfach gehalten werden, so wurde für die Kühlung die einfachst mögliche Methode gewählt: den Dipstick direkt in flüssigen Stickstoff bzw. Helium zu tauchen. Ebenfalls soll eine allfällige Verbesserung durch eine Temperaturregelung bereits jetzt in das Design einfließen. Dies ist insbesondere nötig, da durch die direkte Kühlung nur zwei diskrete Temperaturen erreicht werden können. Aus diesem Grund wird die Möglichkeit geschaffen, die Kammer zu evakuieren und diese anschliessend auch wieder gezielt mit einem Gas(-gemisch) zu fluten. Für eine Temperaturregelung müsste nur noch ein Heizelement z.B. ein Widerstand eingebaut werden.

Zur Kontrolle der Druckverhältnisse soll ein Drucksensor eingebaut werden. In den letzten Jahren haben sich mikrotechnische Systeme (MEMS) in vielen Bereichen etabliert. Ein solcher Drucksensor soll benutzt und dessen Einsatzfähigkeit überprüft werden.

Des Weiteren soll für drei verschiedene Wellenleiter (zwei Koaxialkabel mit verschiedenem Durchmesser und ein koplanarer Wellenleiter) sowie einen Operationsverstärker und einen Tiefpassfilter (RCR-Glied) das Verstärkungs- bzw. Dämpfungsmass ermittelt werden.

2 Design und Konstruktion

Der Aufbau des Messstabes orientiert sich an einem bereits existierenden Versuchsaufbau [3]. Dieser war sehr spezifisch für ein bestimmtes Experiment ausgelegt. Der Aufbau des neuen Messstabes soll möglichst viele verschiedene experimentelle Aufbauten ermöglichen. Ebenfalls soll die Möglichkeit für eine Temperatur- und eine Druckregelung angebracht und die Handhabung (z.B. Verschluss der Kammer) vereinfacht werden.

2.1 Genereller Aufbau

Der Messstab soll direkt in die Lagerbehältnisse (Dewar) der Kühlflüssigkeiten eingetaucht werden. Dies bedingt sowohl eine mechanische Fixierung bei der gewünschten Eintauchtiefe sowie auch die Signalübertragung über eine Länge von mehreren Metern (Dewar vom flüssigen Helium ist über 1.5m tief). Allerdings bringt dies auch einige Vorteile, so können der Drucksensor und dessen Ausleseelektronik bei Raumtemperatur betrieben werden. Die wichtigsten Teile des Messstabes sind in Abbildung 1 ersichtlich.

2.2 Signalübertragung

Mit diesem Messstab sollen sowohl passive als auch aktive elektrische Bauelemente spezifiziert bzw. deren Einfluss auf Signale in einem sehr breiten Frequenzspektrum (bis zu einigen GHz (HF)) untersucht werden. Für die Übertragung von HF-Signalen sind Koaxialkabel notwendig. Koaxialkabel bestehen aus einer konzentrischen Anordnung von Innenleiter/Seele (Durchmesser d), Isolator und Aussenleiter/Mantel (Innendurchmesser D). Für eine Signal Hin- und Rückführung pro Bauelement und der Option für mehrere Elemente sind 4 Koaxialkabel vorgesehen. Für die Speisung aktiver Elemente, den Betrieb des Temperatursensors und die Möglichkeit der Aufrüstung mit einem Heizelement sind 12 DC-Kabel (in diesem Fall einfache Kupferdrähte) vorgesehen.

Für die Kontaktierung der Koaxialkabel wurden SMA-Verbinder¹ verwendet, für die DC-Kabel ein 12-Pol Stecker von LEMO².

2.3 Dichtungen

In der Vakuumtechnik werden für Dichtungen zumeist Elastomerdichtungen z.B. O-Ringe verwendet. Ihre Eignung als Vakuumdichtungen beruht darauf, dass sie in der Lage sind, sich den feinen Unebenheiten der Dichtungsfläche anzupassen. Wird ein Elastomer abgekühlt, verliert es seine Elastizität aufgrund der Unterschreitung der Glasübergangstemperatur, es bilden sich dabei kristalline Zonen, die sehr spröde sind. Es gibt allerdings einige Alternativen, die im folgenden beschrieben werden.

¹SMA-Verbinder (Sub-Miniature A) genormt nach DIN EN 122110; Rahmenspezifikation: Hochfrequenz-Koaxial-Steckverbinder; Serie SMA

²<http://www.lemo.com/de>

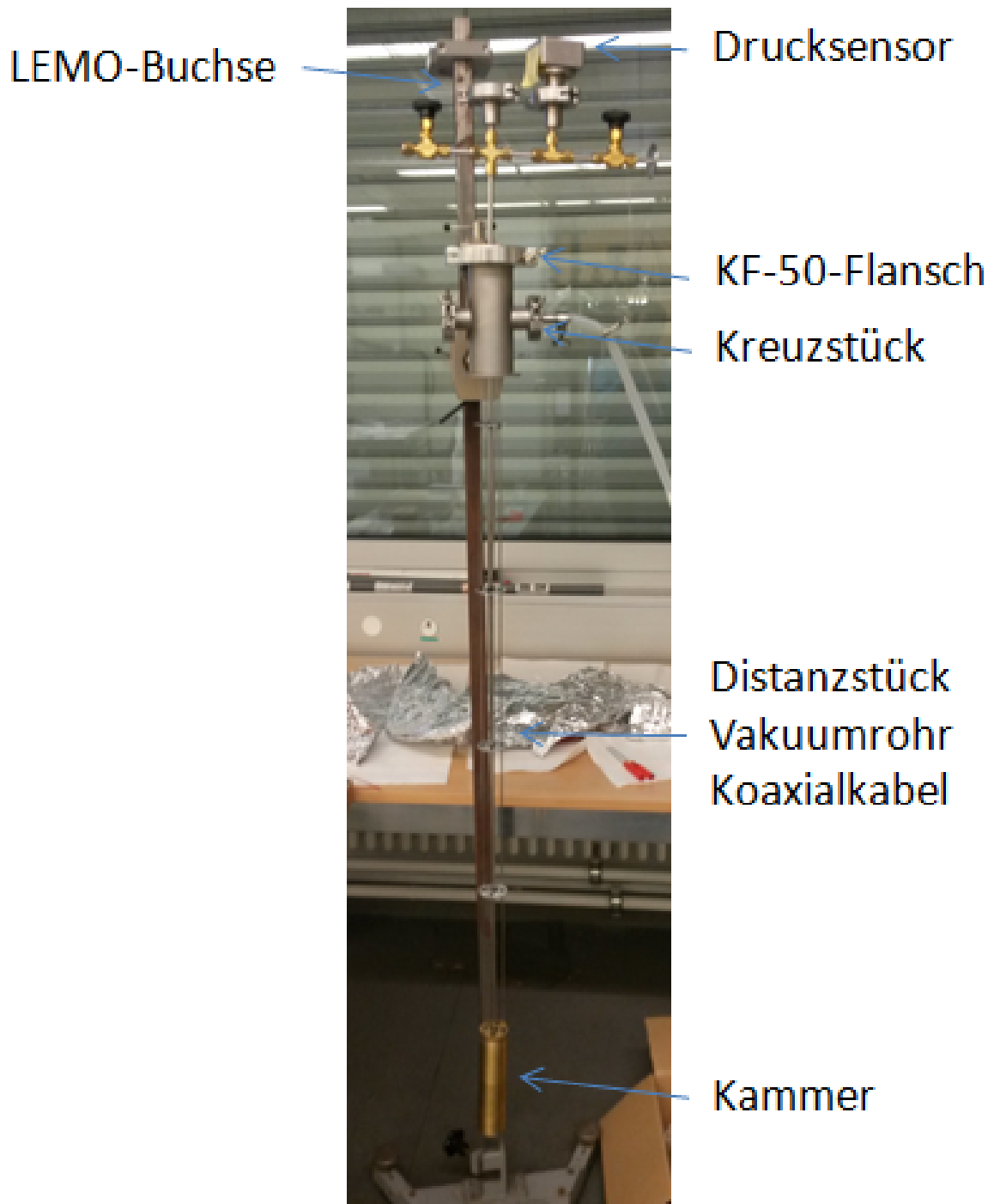


Abbildung 1: Montierter Dipstick mit Beschriftung der wichtigsten Komponenten

2.3.1 Epoxidharze

Epoxidharze sind härtbare Kunstharze (Reaktionsharze), die mit einem Härter zu einem duroplastischen Kunststoff umgesetzt werden können. Dieser Vorgang ist nicht reversibel. Für Verbindungen die einmalig gedichtet werden müssen, z.B. Kabeldurchführungen, eignen sich daher Epoxidharze.

Das verwendete Produkt wurde für Tieftemperaturanwendungen entwickelt, insbesondere wurde die Wärmeleitfähigkeit optimiert. Das Harz muss mit einem Härter gemischt werden und liegt anschliessend in (zäh-)flüssiger Form vor und kann angebracht werden. In dieser zähflüssigen Form dringt das Harz in kleinste Ritzen ein und füllt Unebenheiten der Oberfläche aus. Wichtig ist dabei eine fettfreie Oberfläche. Nach ca. 24 h Aushärtzeit ist das Harz, auch bei sehr tiefen Temperaturen, fest und gasdicht.

2.3.2 Metalldichtungen

Eine andere Möglichkeit sind Metalldichtungen. Das Prinzip ist sehr einfach. Die Metalldichtungen werden so stark angepresst, dass diese alle Unebenheiten und Ritzen ausfüllen, daher werden auch eher duktile Metalle verwendet. Materialien, die für Metalldichtungen häufig zum Einsatz kommen sind Kupfer, Aluminium und Indium, vereinzelt auch Silber und Gold. Gold, Silber und Indium sind meist als Drahtdichtungen ausgeführt, während Kupfer und Aluminium neben Drahtform auch als Profildichtungen ausgeführt werden können. Allerdings ist darauf zu achten, dass diese keinen zu niedrigen Dampfdruck aufweisen, da sie sonst ausgasen.

In der Tieftemperaturvakuumtechnik hat sich Indiumdraht als Dichtmaterial als sehr geeignet erwiesen. Da diese Dichtung als Drahtdichtung ausgeführt werden soll wird eine Nut vorgesehen die einen Füllfaktor von ca. 90% aufweist. Allerdings bleibt hier anzumerken, dass auch diese Dichtung nicht reversibel ist, da es bei jedem Verschliessen möglich sein muss, eine gewisse Menge an Indium zu verteilen.

2.4 Temperaturmessung

Die Temperatur im Inneren der Kammer soll gemessen werden können. Dazu wurde ein Messwiderstand eingebaut, der auf die Probehalterung (Abbildung 2) geklebt wurde.

Dabei wurde ein Cernox Temperatursensor von LakeShore verwendet. Dieser Sensortyp weist über einen sehr grossen Temperaturbereich (von 1 K bis 400 K) einen negativen Widerstandskoeffizienten auf. Das heisst, je tiefer die Temperatur desto höher der Widerstand.

Die einfachste Methode einen Widerstand zu messen ist, den Strom durch und die Spannung über dem Widerstand zu messen. Dabei fliesst der Messstrom durch den gleichen Stromkreis an dem auch die Spannung gemessen wird. Sobald der Leitungswiderstand

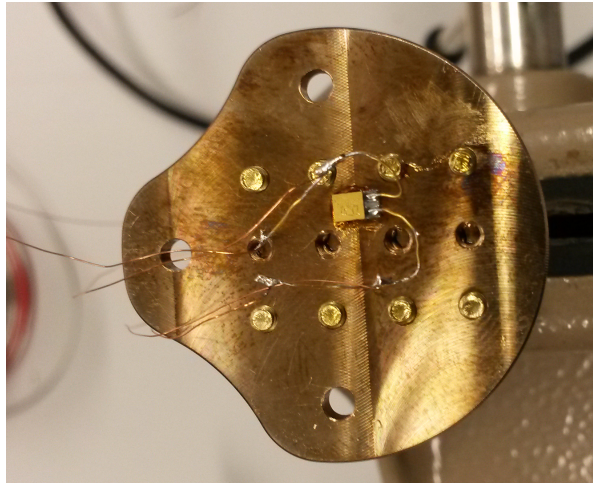


Abbildung 2: Temperatursensor auf der Rückseite der Probenhalterung

nicht mehr sehr viel kleiner als der zu messende Widerstand ist, führt dieses Vorgehen zu Messfehlern, da zusätzlich zu R_t auch zwei mal der Leitungswiderstand R_{Ltg} gemessen wird (siehe Abbildung 3).

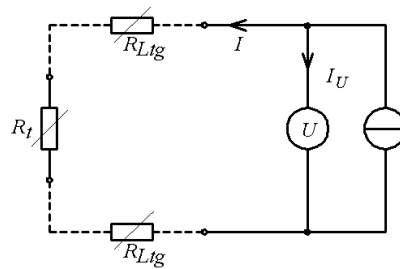


Abbildung 3: Zweileitermessung

Eine einfache Möglichkeit dies zu umgehen, ist eine Vierleitermessung, dabei wird die Spannungs- und die Strommessung getrennt (vergleiche Abbildung 4).

Der Strom durch den Spannungsmesser ist vernachlässigbar klein, da der Innenwiderstand sehr gross ist. Daraus folgt:

$$2I_U R_{Ltg} \ll IR_t \quad (1)$$

und somit:

$$R_t = \frac{U}{I} \quad (2)$$

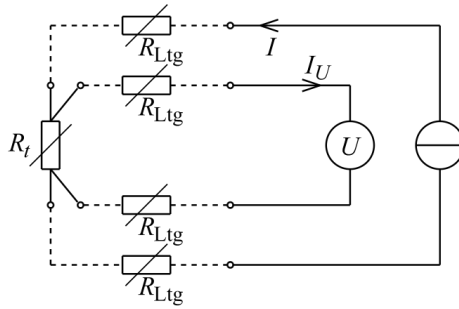


Abbildung 4: Vierleitermessung

2.5 Thermische Auslegung

Die Eigenschaften von elektrischen Bauteile sollen bei tiefen Temperaturen, von ca. 80 K für flüssigen Stickstoff bzw. ca. 4 K für flüssiges Helium, gemessen werden. Wichtig sind dabei zwei Punkte: Einerseits soll das thermischen Gleichgewicht im System schnell erreicht werden und andererseits soll die Temperatur möglichst tief sein. Dies führt zu folgenden Anforderungen an das Design:

1. Geringe Wärmekapazität: Materialvolumen minimieren
2. Schnelle Temperatenausgleiche und homogene Temperaturverteilung: Materialien müssen hohe Wärmeleitfähigkeit haben
3. Tiefe Temperaturen sollen erreicht werden: Wärmebrücken minimieren
4. Bauteil soll wenig Wärme über Wärmestrahlung aufnehmen: Bauteil soll keine „line of sight“ zu Gebieten mit Raumtemperatur haben
5. Mechanische Stabilität: Dicke Wände, Bauteile
6. Finanzielle Realisierbarkeit: Günstige Werkstoffe

Es ist leicht ersichtlich, dass sich insbesondere die geringe Wärmekapazität und die Mechanische Stabilität sowie die Finanzielle Realisierbarkeit und die hohe Wärmeleitfähigkeit widersprechen. Dies führt zu einigen Kompromissen: so wurde eine Kupferlegierung (Beryllco) bzw. Messing anstelle von reinem Kupfer oder Gold verwendet und die Bauteile wurden so dünnwandig wie möglich ausgelegt.

Das Herzstück der Konstruktion ist die Kammer, die direkt in die Kühlflüssigkeit getaucht wird. Die Kammer besteht aus 4 Teilen (alle aus Messing), wovon drei (Ring, Rohr und Boden) direkt miteinander verlötet werden, da sie nicht getrennt werden müssen. Der Deckel wird durch 8 M2 Schrauben verschraubt und mit einem Indiumdraht gedichtet. Trotz der sehr engen Platzverhältnisse erfüllt der Deckel (Abbildung 6) diverse Aufgaben, so werden die 4 Koaxialkabel und das Vakuumrohr (darin verlaufen die 12

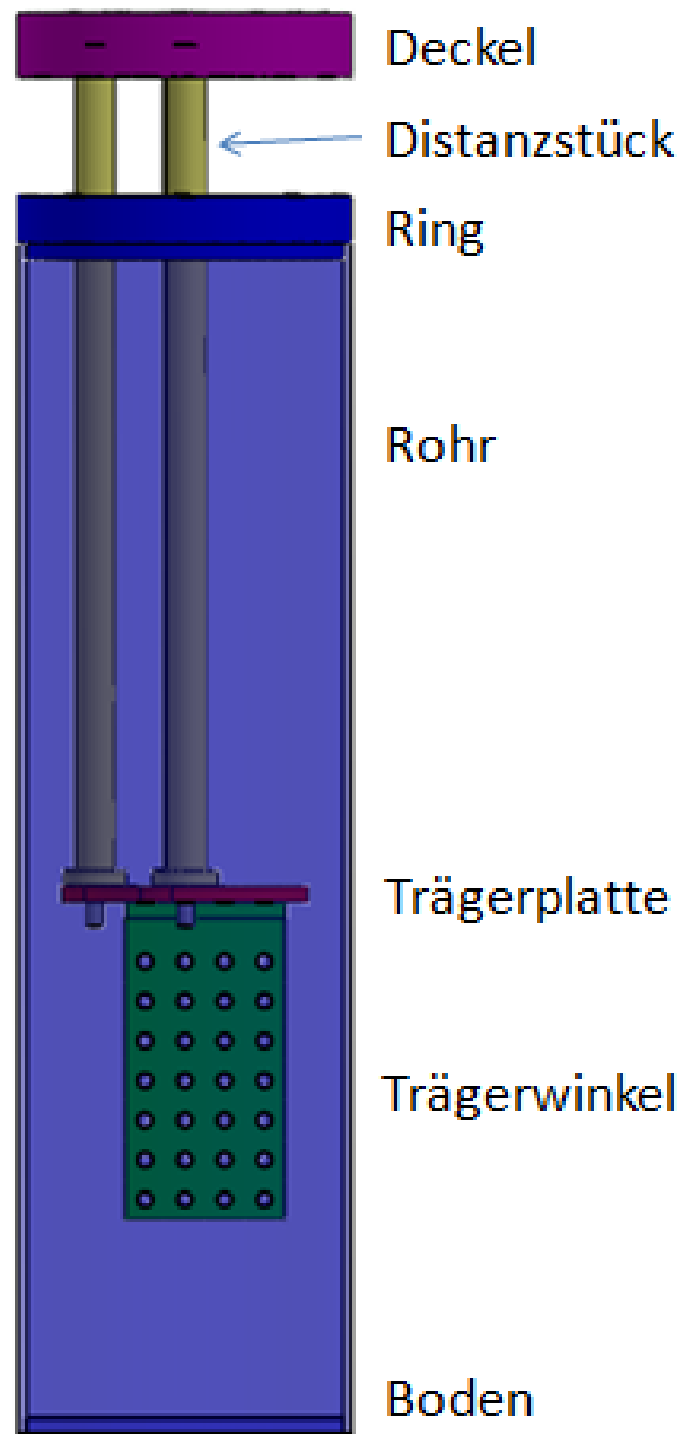


Abbildung 5: Baugruppenzeichnung der Kammer: die Distanzstücke geben den Abstand zwischen Deckel und Trägerplatte vor

DC-Kabel) durch ihn in die Kammer geführt, die thermischen Kopplungen der Kupferdrähte werden daran befestigt und die Distanzstücke für Trägerplatte und Trägerwinkel angebracht. Für den Fall, dass die Indiumdichtung, eine von Hand nicht lösbare Verbindung zwischen Deckel und Ring herstellt, wurden im Deckel Gewinde vorgesehen, um den Deckel mit Schrauben abzudrücken.

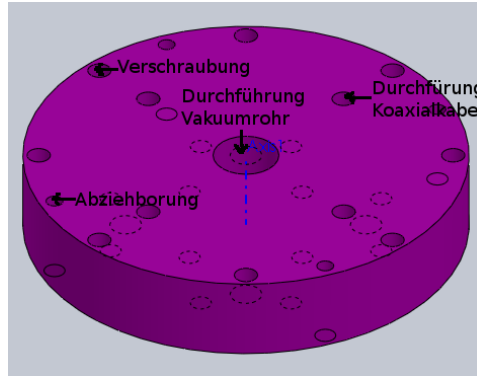


Abbildung 6: Deckel mit wichtigen Durchföhrungen

Distanzstücke, Trägerplatte und Trägerwinkel sind aus Berylco (eine Kupfer-Beryllium-Legierung) gefertigt. Diese weist im Vergleich zu reinem Kupfer eine stark verbesserte Festigkeit sowie eine geringere Magnetisierung auf, ohne die thermische Leitfähigkeit übermässig einzuschränken. Die Gestaltung von Trägerplatte und Trägerwinkel soll eine hohe Flexibilität beim Versuchsaufbau ermöglichen. Auf der Rückseite der Trägerplatte wurde der Temperatursensor (Abbildung 2) angebracht.

Die Distanzstücke sind so lang ausgeföhrt um genügend Platz für die SMA-Verbinder und die elektrischen Verbindungen zu haben.

Um die Wärmebrücken zu minimieren wurden mehrere Massnahmen ergriffen. Die Kammer, die Koaxialkabel und das Vakuurohr haben direkten Kontakt zur Kühlföhrigkeit, dadurch ist deren Kühlung gewährleistet. Etwas schwieriger wird es bei den DC-Kabeln. Diese wurden jeweils in 4er Gruppen um eine Kupferrolle gewickelt und mit Epoxidharz fixiert und die Kupferrollen wiederum an die Kammer geschraubt. Dies soll die Wärme von den Kabel über die Kupferrollen an die Aussenseite der Kammer abgeben, welche sich im direkten Kontakt mit der Kühlföhrigkeit befindet. Ebenfalls wurden sehr dünne Drähte verwendet um die Wärmeleitung zu minimieren. Die zu erwartende Wärmeleistung \dot{Q} kann durch das Fouriersche Gesetz wie folgt abgeschätzt werden,

$$\dot{Q} = \frac{\lambda}{l} A(T_1 - T_2) \quad (3)$$

wobei l und A die geometrischen Parameter für die Länge und die Fläche, T_1 und T_2 die Temperatur für das wärmere bzw. das kältere Ende und λ den spezifischen

Wärmeleitungskoeffizienten darstellen. Für den Messstab kann folgendes Resultat errechnet werden, wenn für die Anzahl Drähte $n = 12$, der Durchmesser $d = 0.05 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ und der spezifische Wärmeleitungskoeffizient bei $T = 300 \text{ K}$ $\lambda_{300\text{K}} = 401 \frac{\text{W}}{\text{mK}}$ [5] eingesetzt wird.

$$\dot{Q} = n \frac{\lambda}{l} A (T_1 - T_2) = 12 \frac{401 \frac{\text{W}}{\text{mK}}}{1.5 \text{ m}} \frac{\pi (0.05 \cdot 10^{-3} \text{ m})^2}{4} (300 \text{ K} - 4 \text{ K}) = 1.86 \cdot 10^{-3} \text{ Watt} \quad (4)$$

Diese Leistung muss durch die Kupferrollen an die Kammer abgeleitet werden.

Die Abschirmung der Wärmestrahlung geschieht durch Aluminiumbleche (Distanzstück Abbildung 13) die die Tanköffnung aus Sicht der Kammer verdecken soll. Die Bleche wurden zusätzlich dazu genutzt, den ganzen Stab inklusive Koaxialkabel zu stabilisieren.

2.6 Vakuum

Da auch Messungen unter Vakuum oder bei definierten Drücken durchgeführt werden sollen, ist die Druckmessung unumgänglich. Weiter soll auch die Möglichkeit geschaffen werden gezielt Gas in die Kammer einströmen zu lassen. Dafür wurden Zu- und Abflüsse eingeplant, die mit Ventilen geschlossen werden können (siehe Abbildung 14). Zur Druckmessung soll ein MEMS-Sensor verwendet werden, der nach dem Prinzip des Pirani-Wärmetransport-Vakuummeters funktioniert [6]. Die Wärmeabgabe des Messdrahtes geschieht über drei verschiedene Prozesse (Konvektion, Wärmestrahlung und Wärmeleitung durch die Enden und durch das Gas). Dabei ist die Wärmeleitung durch das Gas druckabhängig. Dieser Sensortyp ist noch relativ neu und soll getestet werden.

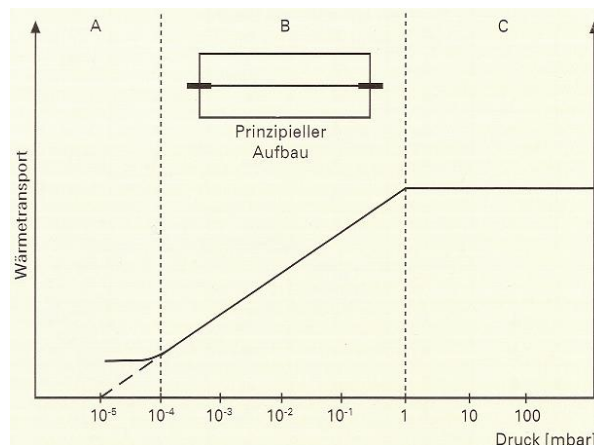


Abbildung 7: Druckabhängigkeit der Wärmeleitung

In Druckbereich C (vergleiche Abbildung 7) überwiegt die Konvektion, in Bereich A die Wärmestrahlung des Drahtes sowie die Wärmeleitung durch die Enden des Drahtes. Jedoch befindet sich dazwischen der interessante Druckbereich B, bei dem die

Wärmeleitung bei konstanter Temperatur proportional zur Teilchenzahl und somit, nach dem idealen Gasgesetz, auch proportional zum Druck ist.

Das ausgewählte Produkt von Heimanssensor [2] könnte bereits fertig konfektioniert, mit einer Digitalanzeige, erworben werden. Allerdings überwogen die Vorteile durch eine individuell angepasste Auswerteelektronik, die über zwei BNC-Buchsen ausgelesen werden kann. Diese besteht hauptsächlich aus einer Messbrücke und einer Verstärkerschaltung.

Die Wheatstonesche Brückenschaltung (Abbildung 8) ist eine einfache Messschaltung welche kleine Änderungen an einem Ohm'schen Widerstand in eine Spannung umwandelt.

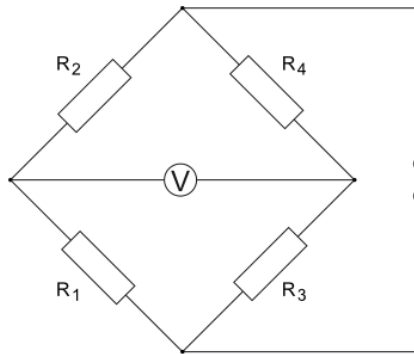


Abbildung 8: Wheatstonesche Brückenschaltung

Die Messspannung U_{out} (in Abbildung 8: V) hängt wie folgt von der Speisespannung U_0 ab

$$U_{out} = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_3 R_2}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (5)$$

Diese Messspannung wird anschliessend verstärkt.

Die Elektronik wird durch ein Aluminiumgehäuse vor mechanischen Einflüssen geschützt. Dies erforderte allerdings auch eine eigene mechanische Anbindung (Abbildung 9) an das System, also einen Übergang zu einem KF-25 Anschluss. Das Sensorgehäuse wird direkt mit Epoxidharz gasdicht fixiert. Für die Auswerteelektronik herrschen Atmosphärendruck und Raumtemperatur. Die Elektronik wird mit einem handelsüblichen 12 V Netzgerät gespeist (siehe A.4).

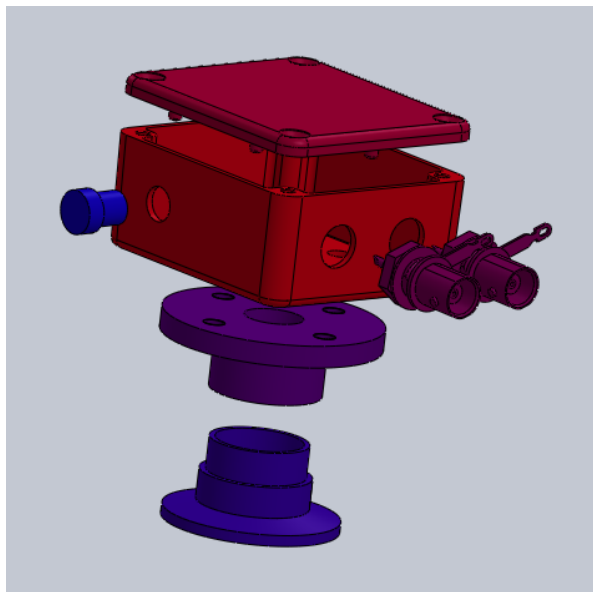


Abbildung 9: Explosionszeichnung des Drucksensorgehäuses

3 Montage und Inbetriebnahme

Während der Montage und Inbetriebnahme wurden folgende Schritte durchgeführt:

- Kalibration der Sensoren
- Sicherstellen der Signalübertragung
- Lecktest

3.1 Kalibration der Sensoren

Der Temperatursensor von LakeShore sollte mit Hilfe einer Referenzmessung in einem Kryostaten kalibriert werden. Dies ist nötig, da kleinste Abweichungen in der Produktion zu signifikant anderen Messergebnissen des Widerstandes und somit der Temperatur führen. Bei dem Temperatursensor handelt es sich um einen so genannten Cernox Temperatursensor, der aus einer ZrN_xO_y Verbindung besteht. Der Hersteller gibt lediglich eine Bandbreite an, für jeden spezifischen Sensor muss die Widerstandskurve individuell ermittelt werden. Dazu wurde der Widerstand mit einer Vierpunktmessung, in einem Temperaturbereich von 310 K bis 1.8 K, gemessen. Die Messung erfolgte in einem PPMS (physical property measurement system) von QuantumDesign³. Die Verteilung der Punkte wurde proportional zu $\log(T)$ dichter, das heisst bei tiefen Temperaturen wurden mehr Punkte pro Kelvin gemessen. Die Daten aus dieser Kalibrationsmessung (Abbildung 10) wurden auf ein Temperaturregelgerät von LakeShore⁴ (Modell 340) geladen. Somit konnte die aktuelle Temperatur jederzeit überprüft werden.

Getestet wurde der Temperatursensor bei direktem Kontakt mit flüssigem Stickstoff (Messwert: $T = 77.2$ K) und flüssigem Helium (Messwert: $T = 4.2$ K). Die Messwerte stimmen sehr gut mit den erwarteten Werten überein [5] und sind sehr stabil. Das heisst es wurden Schwankungen von weniger als 0.1 K beobachtet.

Die beiden baugleichen Drucksensoren sollten ebenfalls kalibriert werden. Die Ausleselektronik wurde gemäss dem Datenblatt dimensioniert, welches zum Bestelldatum auf der Webseite des Herstellers verfügbar war. Bereits erste Messungen ergaben, dass die Dimensionieren der Messelektronik geändert werden musste. Recherchen beim Hersteller ergaben, dass das Datenblatt während der Lieferzeit angepasst wurde. Eine Veranschaulichung des Versuchsaufbaus ist in Abbildung 11 ersichtlich. Es wurde ein Pumpstand von Alcatel verwendet, an welchem auch der Druck abgelesen werden konnte, wobei der Drucksensor direkt über einen ISO-KF-25 angeschlossen wurde. Die Spannung wurde mit einem Keitley 2001 Multimeter⁵ abgelesen.

³<http://www.qdusa.com/products/ppms.html>

⁴http://www.lakeshore.com/Documents/LSTC_340_1.pdf

⁵<https://www.keithley.de/products/dcac/dmm/highper/?mn=2001>

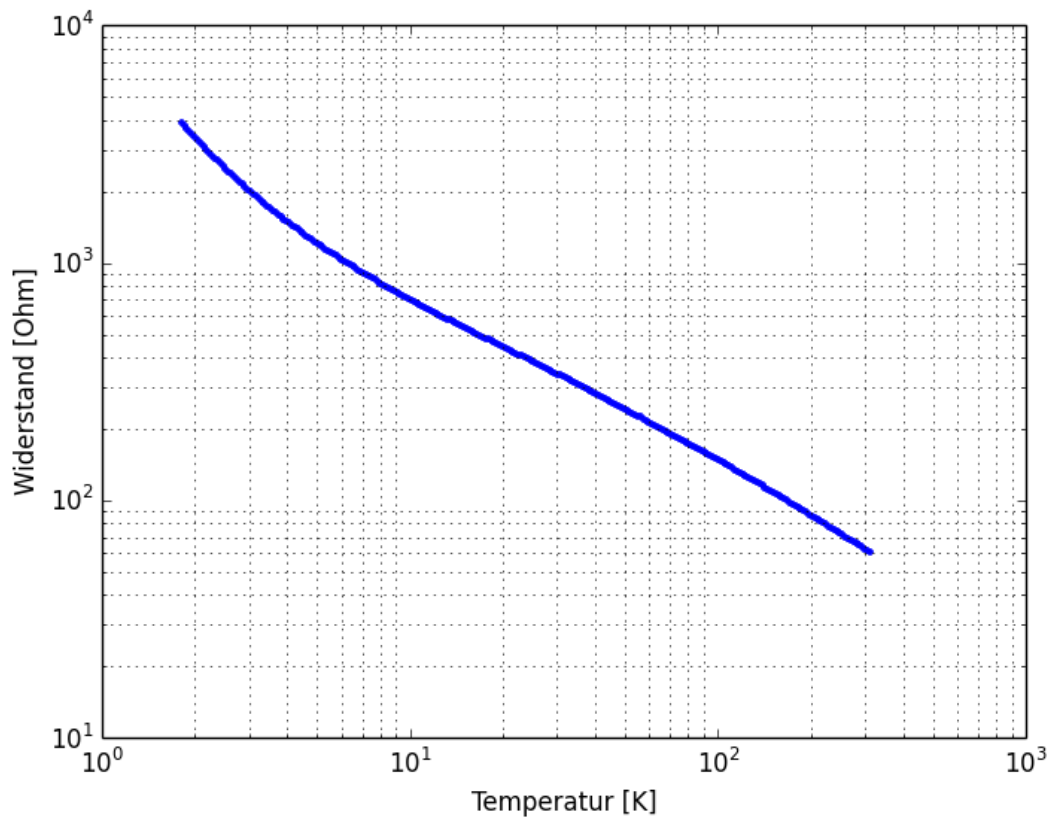


Abbildung 10: Kalibrationsmessung Temperatursensor, die einzelnen Messpunkte liegen so dicht, dass sie in dieser Darstellung nicht aufgelöst werden können. Die Fehler in der T- und R-Messung sind so klein, dass die Fehlerbalken kleiner als die Datenpunkte wären und deshalb weggelassen wurden.

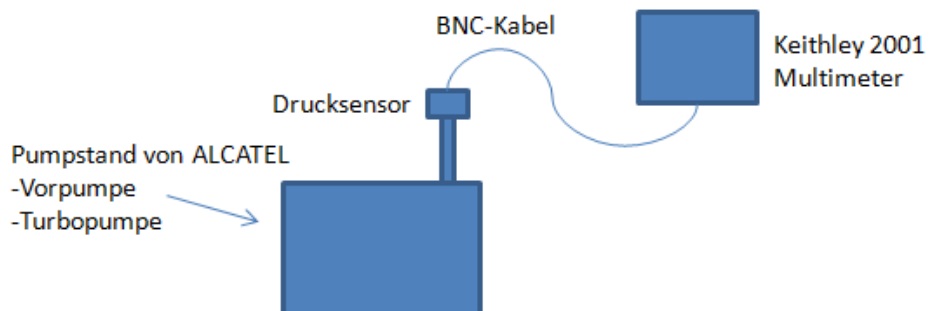


Abbildung 11: Versuchsaufbau der Kalibrationsmessung für den Drucksensor

Da mit dem verwendeten Versuchsaufbau der Druck nicht auf einem gewünschten Wert stabilisiert werden kann, wurden die Spannungswerte bei einem Pumpvorgang abgelesen. Dies führt zu höheren Ungenauigkeiten, reicht aber aus um die Funktion des Sensors zu überprüfen.

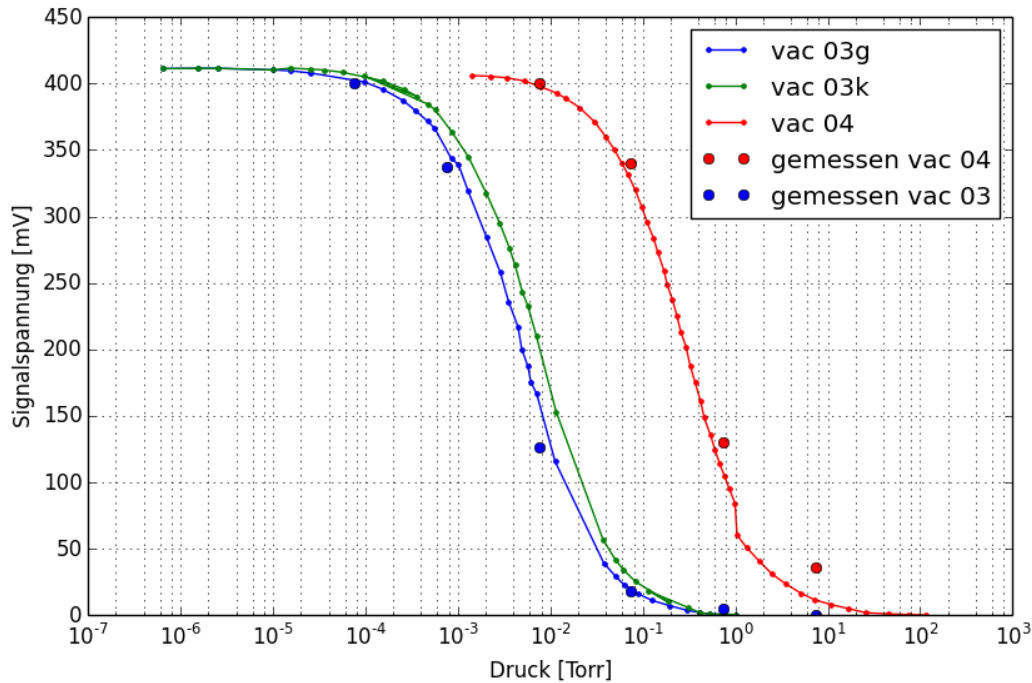


Abbildung 12: Druckabhängigkeit der Ausgabespannung

Der eine Sensor versagte nach nur wenigen Tests, der Messwiderstand wies keinen Kontakt mehr zu den Pins auf. Die Ursache könnte ein gerissener Bond-Draht sein. Die Ausgabespannung des anderen Sensors wies eine hohe Übereinstimmung mit den Daten des Herstellers auf.

3.2 Signalübertragung

Für die DC-Kabel wurden Kupferdrähte mit einem Durchmesser von 0.05 mm verwendet. Bei Leitungen dieser Länge (2 m) können die Einflüsse von magnetischen Störfeldern nicht vernachlässigt werden. Um diese Störungen zu minimieren, werden die jeweils hin- und rückführenden Drähte paarweise um mehrere hundert Umdrehungen verdrillt. Dadurch sollen sich die Störungen gegenseitig aufheben (twisted pairs [8]). Für diesen Vorgang wurde ein kleiner Elektromotor verwendet der an einen Umdrehungszähler angeschlossen wurde.

Das Handling dieser Drähte erwies sich als schwierig, da die Torsionsspannung langsam gelöst werden muss und sich dabei gerne Schlaufen und Knäuel bilden. Anschliessend

wurden jeweils zwei dieser twisted pairs (also insgesamt 4 DC-Kabel) um einen thermischen Koppler gewickelt und mittels Epoxidharz fixiert.

Als letzter Schritt wurden die sechs twisted pairs (also insgesamt 12 Leiter), durch das Vakuumrohr gezogen und auf der einen Seite an eine LEMO-Buchse gelötet und auf der anderen Seite mit 1-Pin Stecker verbunden. Die Lötkontakte zwischen den Drähten und dem 12-pol Stecker erforderten grösste Aufmerksamkeit um einerseits einen guten und zuverlässigen elektrischen Kontakt zu garantieren und andererseits Kurzschlüsse zu vermeiden.

Da ebenfalls HF-Signale übertragen werden müssen, wurden Koaxialkabel (siehe Kapitel A.1.7) verwendet. Für die Kontaktierung wurden SMA-Verbinder verwendet. Die Verzinnung des Mantels ist elementar, damit überhaupt gelötet werden kann. Da der Mantel nicht verzinkt war, musste dies zuerst noch nachgeholt werden, dazu wurde ein spezielles Flussmittel und Lötzinn verwendet.

Die Koaxialkabel wurden am KF-50 Flansch befestigt und anschliessend mit den Distanzscheiben in Position gebracht und mit Epoxidharz fixiert (Abbildung 13).

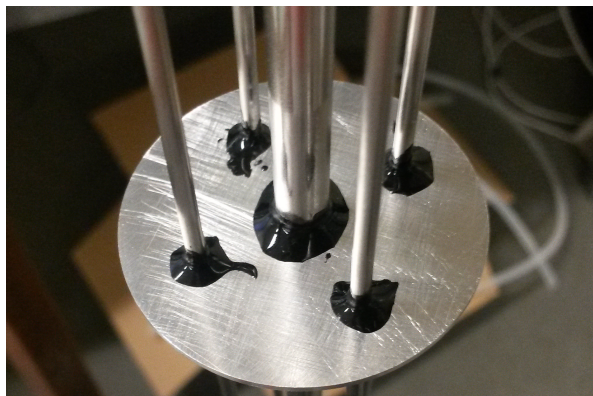


Abbildung 13: Distanzscheiben fixieren Koaxialleiter

Der Deckel wurde am unteren Ende des Vakuumrohrs angebracht und mit Epoxidharz an Vakuumrohr und Koaxialkabel fixiert. Anschliessend wurden die Koaxialleiter gekürzt und auch auf dieser Seite mit SMA-Stecker versehen.

3.3 Leckprüfung

Das ganze System musste auf Lecks überprüft werden. Dazu wurde ein Lecksuchgerät verwendet, welches ein Vakuum im System erzeugt und Lecks orten und deren Grösse spezifizieren kann. Angeschlossen wurde das Lecksuchgerät an den Pumpenanschluss (siehe Abbildung 14). Eine Möglichkeit ist die Analyse des Restgases in der Kammer mit einem Massenspektrometer. Dieses registriert eine Veränderung der Zusammensetzung des Restgases.



Abbildung 14: Anschlüsse für Drucksensor und LEMO inklusive Be- und Entlüftung

Das verwendete Lecksuchgerät enthält ein Massenspektrometer, welches spezifisch auf Helium eingestellt ist. Wird nun mit einer Düse Helium an kritische Punkte geblasen, erfolgt ein Anstieg der Heliumkonzentration im Restgas, wenn sich dort ein Leck befindet. So kann das ganze System auf Lecks geprüft werden.

Die Lecksuche ergab etwas überraschend, dass das System sehr undicht ist, dies aber nicht an typischen Stellen wie Verbindungen und Dichtungen. Ein sehr grosses Leck stellen die Koaxialkabel dar, das heisst zwischen Isolation und Innen- bzw. Aussenleiter ergibt sich ein Gasfluss in die Kammer hinein. Dies war insofern überraschend, da dieses Problem bei bisherigen Versuchsaufbauten noch nicht bekannt war. Eine mögliche Lösung wäre die Verwendung von speziellen Steckern, die eine gasdichte Trennung zwischen Kabel und Aussenwelt darstellen (sealed connectors). Die verwendeten Verbinder hatten als Trennung eine eingepresste Kunststoffisolation. Dieser Leckstrom war sogar so gross, dass die eingepresste Isolation eines SMA-Verbinder herausgedrückt wurde. Allerdings wäre auch noch zu überprüfen ob der Mantel gasdicht ist. Da dieses Leck ohne eine grosse Änderung des Aufbaus, oder zumindest die komplette Neumontage der Koaxialkabel, nicht behoben werden konnte, mussten die Versuche ohne Vakuum fortgeführt werden. Für die geplanten Messungen war das Vakuum allerdings nicht essentiell.

4 Testmessungen

Es wurden verschiedene Testmessungen an mehreren elektrischen und elektronischen Bauteilen vorgenommen:

- Koaxialkabel: Dämpfung der Transmission
- Dünnes Koaxialkabel: Dämpfung der Transmission und Reflexion
- Flacher Wellenleiter: Dämpfung der Transmission und Reflexion
- Operationsverstärker: Verstärkung der Transmission
- Tiefpass: Dämpfung der Transmission

Die Dämpfung der Transmission kann direkt mit einem Spektrumanalysator [7] gemessen werden. Die Dämpfung der Transmission wurde bis zu einer Frequenz von 3 GHz (Maximum für diesen Spektrumanalysator) gemessen. Für die Messung der Reflexion wurde ein Richtkoppler [4] verwendet. Die Reflexion wurde bis zu einer Frequenz von 1.8GHz (Maximum für diesen Richtkoppler) gemessen. Bei allen Messungen wurde die Temperatur mit dem eingebauten Sensor überwacht. Die Kammer wurde für keine der folgenden Messungen geschlossen, somit hatten die gemessenen Elemente direkten Kontakt zu den Kühlflüssigkeiten. Der Messaufbau ist in Abbildung 15 ersichtlich, wobei das Labornetzgerät nur für aktive Elemente und der Richtkoppler nur für die Reflexionsmessung notwendig ist.

4.1 RF-Kabel

4.1.1 Koaxialkabel 1

Es wurde ein Koaxialkabelstück⁶ (Abbildung 16) mit einer Länge von 10 cm gemessen. Die Dämpfung der Transmission ist über den relativ grossen Messbereich ziemlich stabil (Abbildung 17). Die Änderung der Dämpfung in Abhängigkeit der Temperatur ist deutlich ersichtlich.

4.1.2 Koaxialkabel 2

Das gemessene dünne Koaxialkabel⁷ (Abbildung 18) hatte eine Länge von 60 cm. Dieses dünnere Kabel wurde getestet, da ein dünneres Kabel den Vorteil eines geringeren Wärmeflusses mit sich bringt. Dies ist für Messungen im Sub-Kelvin Bereich essentiell. Die Dämpfung der Transmission (Abbildung 19) ist bei diesem Leiter nicht viel höher, nimmt allerdings mit steigender Frequenz stark zu. Die Reflexion (Abbildung 20) ist

⁶Hersteller jYEBAO <http://www.jyebao.com.tw/pdfpath/.047SS-W-P-50.pdf>

⁷Hersteller MICRO-COAX http://www.micro-coax.com/products/product-details/?type=semi_rigid&part_id=82

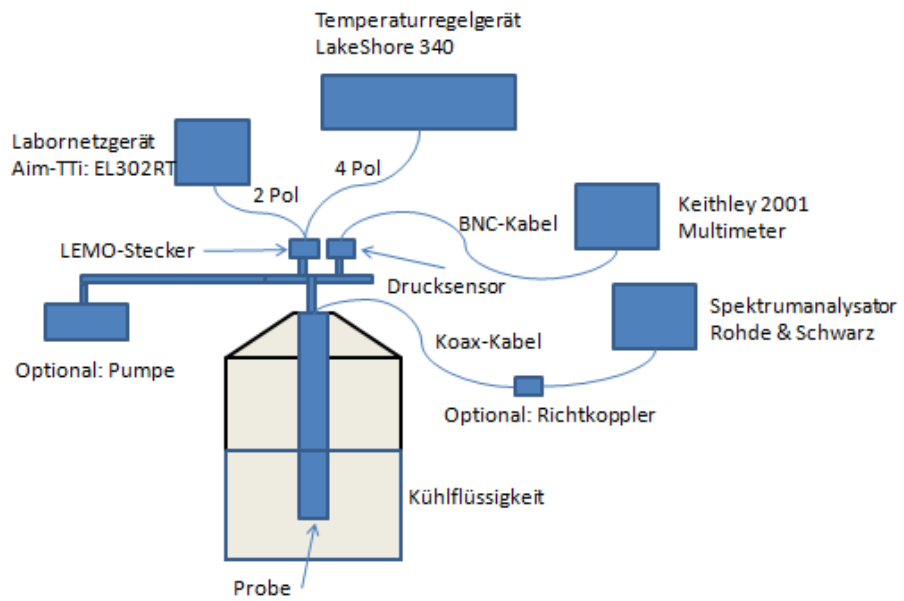


Abbildung 15: Messaufbau mit allen Optionen



Abbildung 16: Koaxialleiter

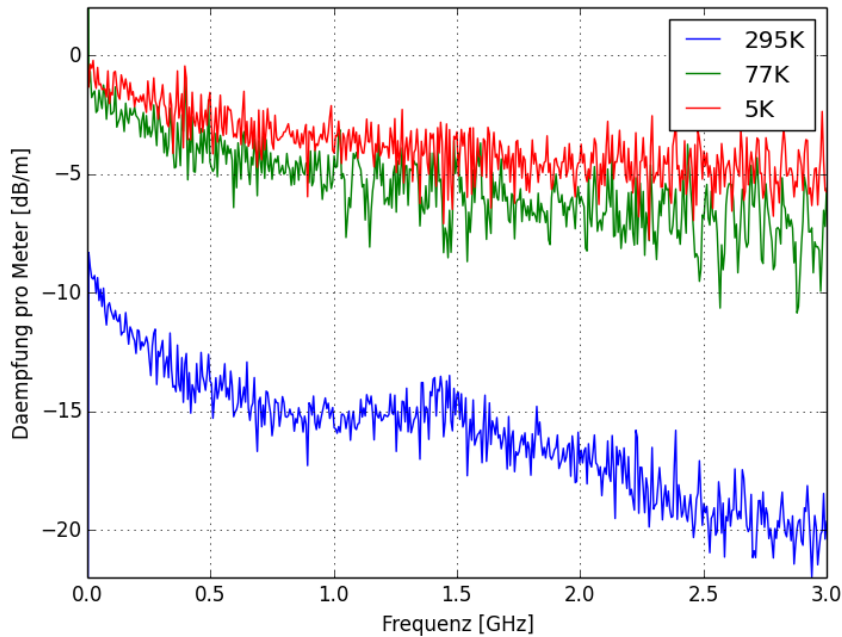


Abbildung 17: Dämpfung pro Meter des Koaxialleiters in einem Frequenzbereich von 0-3 GHz

sehr starken Schwankungen unterworfen, was auf Interferenzeffekte zurückzuführen sein kann (stehende Wellen). Ebenfalls ist sie mit teilweise nur 5 dB Dämpfung extrem hoch, auch wenn sie im Mittel in einem normal Bereich ist. Interessanterweise hängt die Reflexion kaum von der Temperatur ab, was darauf hinweist, dass diese durch eine nicht angepasste Impedanz ($Z \neq 50 \Omega$ verursacht wird (Kapitel A.1.5). Es lässt sich eine Frequenzdifferenz Δf von ca. 100 MHz der Maxima abschätzen.

Stehende Wellen bilden sich aus, wenn die Distanz d der Maxima ein Vielfaches der halbe Wellenlänge λ ist.

$$d = n \frac{\lambda}{2} \quad (6)$$

Für die Differenz zweier Maxima lässt sich folgende Formel herleiten:

$$\Delta f = \frac{c_{med}}{d} \cdot \frac{(n_1 - n_2)}{2} \quad (7)$$

und damit kann aus den Differenz zweier Maxima auf die Länge des Leiters geschlossen werden:

$$d = \frac{c_{med}}{\Delta f} \cdot \frac{(n_1 - n_2)}{2} \quad (8)$$

mit der Beziehung für die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium c_{med} :

$$c_{med} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (9)$$

und der Annahme, dass μ_r für Kunststoffe 0 ist und ϵ_r für PTFE ≈ 2 ist, lässt sich abschätzen, dass die Länge des Leiters ein Vielfaches von 20 cm sein muss. Dies bekräftigt die Annahme, dass es sich um einen Interferenzeffekt handelt.

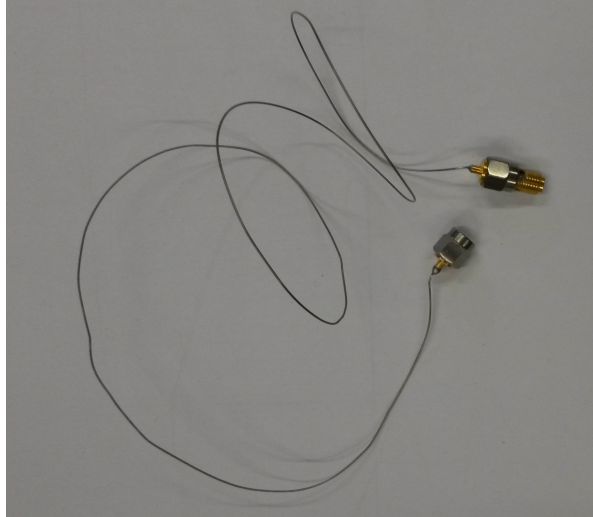


Abbildung 18: dünner Koaxialleiter

4.1.3 Koplanarer Wellenleiter

Vor einigen Jahren wurde in Zusammenarbeit mit der Elektronikabteilung ein koplanarer Wellenleiter (Abbildung 21) mit einer Länge von 25 cm entwickelt, der auf Dünnschichttechnologien beruht. Anstatt wie bei einem Kabel die beiden Leiter konzentrisch anzuordnen, wird bei einem koplanaren Wellenleiter eine leitfähige Schicht durch ein Dielektrikum (in diesem Fall wurde ein Polyimid mit dem Produktnamen Kapton verwendet) von einem leitfähigen Substrat getrennt. Auch bei diesem Aufbau kann die Wärmeleitfähigkeit durch sehr dünne Schichten minimiert werden. Dieser hat sich in der Praxis nicht bewährt, das heisst, der Intensitätsverlust des Signals war viel zu hoch. Dies sollte nun noch quantitativ überprüft werden. Wie bereits vermutet weist der Leiter eine sehr hohe Dämpfung der Transmission (Abbildung 22) auf, die gegen hohe Frequenzen sogar noch immer weiter zunimmt. Bei diesem Leiter können auch Interferenzen beobachtet werden, die in diesem Ausmass bei einem Wellenleiter nicht tolerierbar sind. Es lässt sich eine Frequenzdifferenz Δf von ca. 350 MHz abschätzen. Mit der gleichen Abschätzung wie in 4.1.2, mit $\epsilon_r \approx 3.4$, lässt sich berechnen, dass die Länge des Leiters ein Vielfaches von 46.5 cm sein müsste. Dies spricht eigentlich gegen die Interferenzhypothese. Allerdings ist der verwendete Wert für ϵ_r nur ein ungefährender Wert, der von der

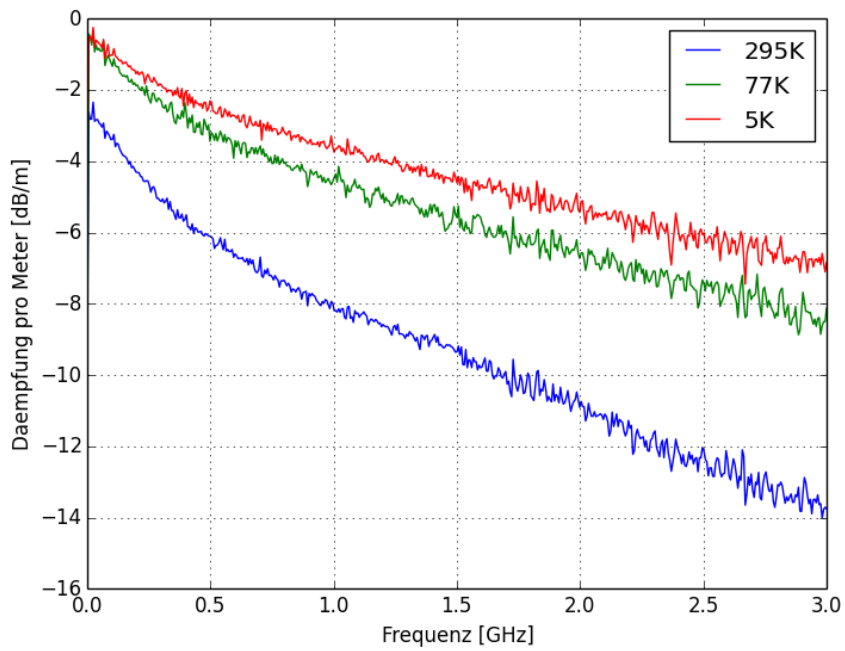


Abbildung 19: Dämpfung pro Meter des dünnen Koaxialleiters in einem Frequenzbereich von 0-3 GHz

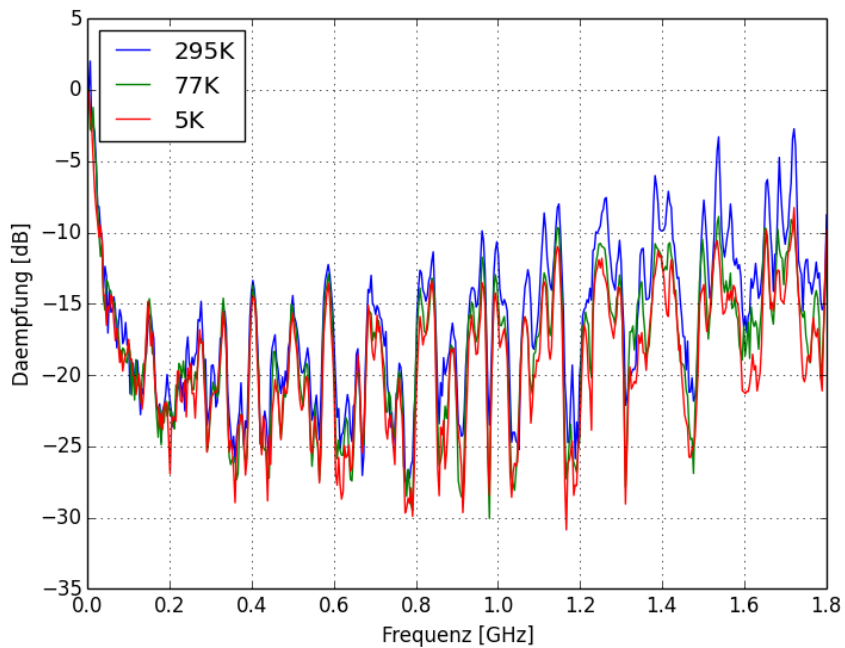


Abbildung 20: Reflexion des dünnen Koaxialleiters in einem Frequenzbereich von 0-1.8GHz

Frequenz abhängt. Die Reflexion (Abbildung 23) weist auch in diesem Fall Interferenzen auf, ist allerdings weniger Signifikant als befürchtet.



Abbildung 21: koplanarer Wellenleiter

4.2 Operationsverstärker

Auch dieses Bauteil (HEMT: high-electron-mobility transistor) (Abbildung 24) war bereits im Einsatz und lieferte keine befriedigenden Ergebnisse mehr bei tiefen Temperaturen. Da ein OPV ein aktives Element ist, musste dieses Bauteil mit einer Versorgungsspannung gespeist werden. Bei diesem Bauelement wurde nur die Verstärkung (Abbildung 25) gemessen. Auch diese Resultate fielen wie erwartet aus, der OPV arbeitet bei Raumtemperatur über den gesamten Bereich relativ konstant. Wird das Bauelement gekühlt ist die Verstärkung nicht mehr konstant über den gesamten Frequenzbereich, insbesondere bei niedrigen Frequenzen ändert sich die Verstärkung. Ebenfalls verändert sich der Verstärkungsfaktor mit der Temperatur. Allerdings stimmen die Messergebnisse bei 77 K mit der Spezifikation des Herstellers überein.

4.3 Tiefpass

Bei diesem Messaufbau soll das Verhalten einer Kapazität gemessen werden. Dazu wird ein symmetrischer Tiefpass (RC-Glied, das gespiegelt wird) verwendet. Die Symmetrie hat vor allem einen Einfluss auf Dämpfung im Durchlassbereich, diese ist jedoch nicht von primärem Interesse. Für diese Messung wurde ein symmetrisches RC-Glied (Abbildung 26) aufgebaut, mit zwei Widerständen mit einem Nennwiderstand von je 330Ω und einem Kondensator mit einer Kapazität von 10 pF . Es wurde der DC-Widerstand sowie die Dämpfung gemessen und anschliessend die Grenzfrequenz von Auge abgeschätzt. Der Fehler auf dieser Abschätzung ist leider relativ hoch. Mit folgender Formel kann die Kapazität aus der Grenzfrequenz bestimmt werden (siehe auch Anhang Gleichung 23).

$$f_g := \frac{\omega_g}{2\pi} := \frac{1}{2\pi RC} \quad (10)$$

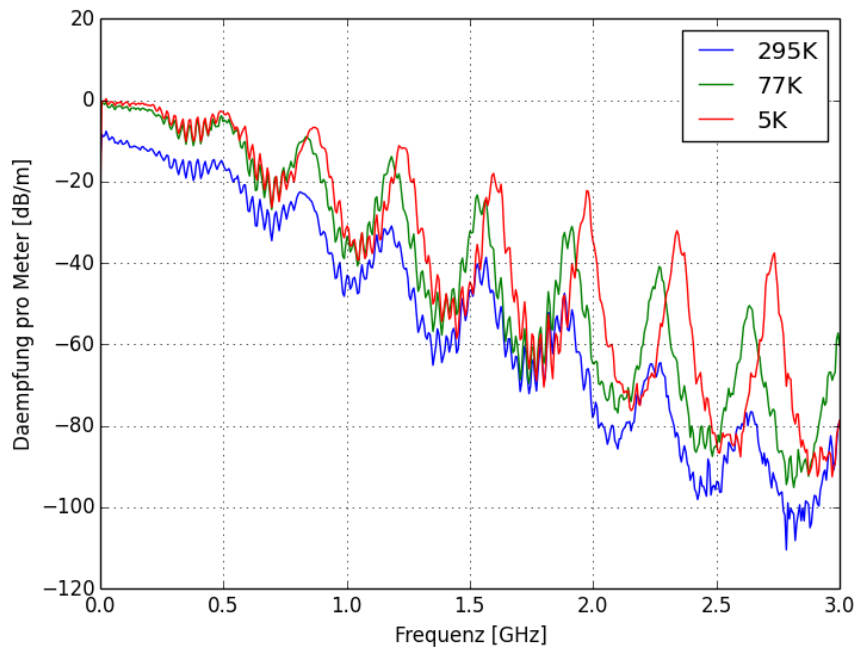


Abbildung 22: Dämpfung pro Meter des koplanaren Wellenleiters in einem Frequenzbereich von 0-3 GHz

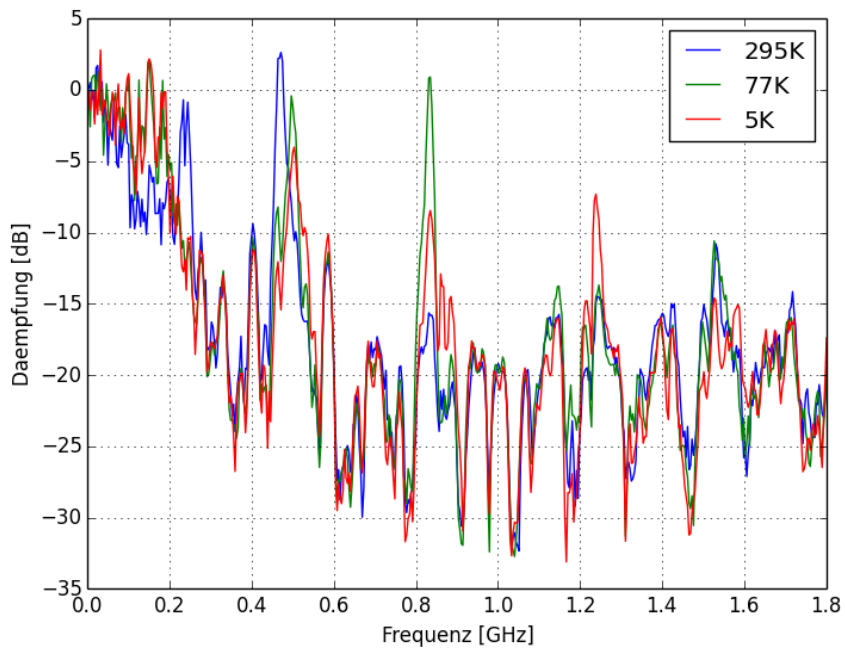


Abbildung 23: Reflexion des koplanaren Wellenleiters in einem Frequenzbereich von 0-1.8GHz

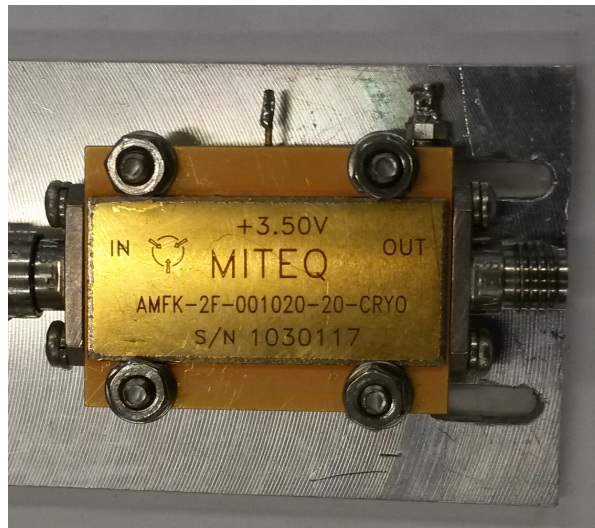


Abbildung 24: Operationsverstärker

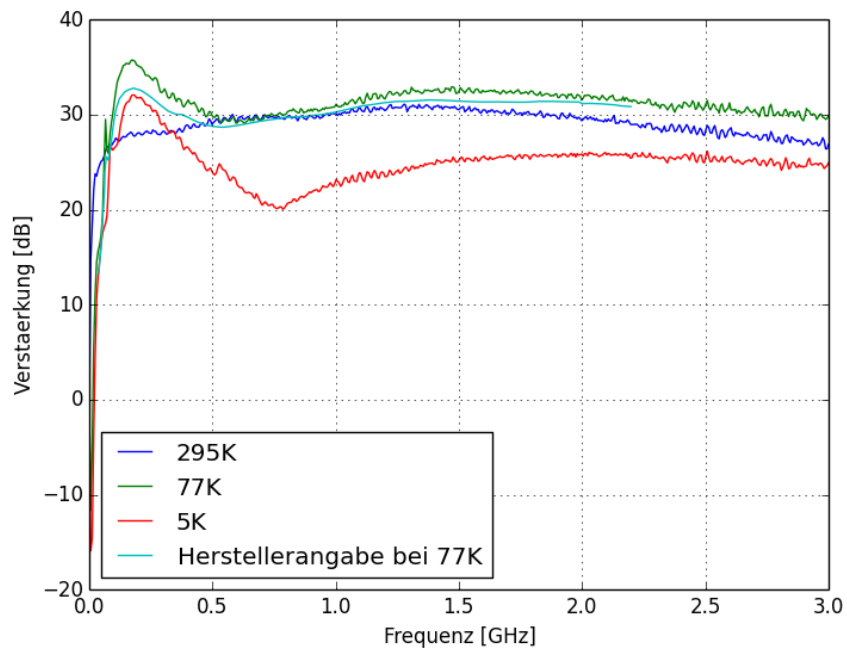


Abbildung 25: Verstärkung des Operationsverstärkers in einem Frequenzbereich von 0-3GHz

Es wurde keine Fehlerfortpflanzung berechnet.

| T [K] | R [Ω] | f_{theo} [MHz] | f_{gesch} [MHz] | Kapazität [pF] |
|-------|----------------|------------------|-------------------|----------------|
| 295 | 659 | 48.2 | 50 | 9.6 |
| 77 | 667 | 47.8 | 100 | 4.8 |
| 5 | 735 | 43.4 | 300 | 1.5 |

Tabelle 1: Widerstand bei verschiedenen Temperaturen



Abbildung 26: Tiefpassschaltung

Aus den Messdaten der Dämpfung (Abbildung 27) lässt sich eindeutig sehen, dass sich die Grenzfrequenz mit sinkender Temperatur stark verschiebt. Da sich der Widerstand vergleichsweise wenig ändert, bedeutet dies, dass die Kapazität mit sinkender Temperatur sehr stark abnimmt.

Darüber hinaus zeigen die Daten eindeutig, dass die Dämpfung in gewissen Bereichen bei hohen Frequenzen stark abnimmt. Dies ist darauf zurück zu führen, dass es in der Realität keine idealen Bauelemente gibt, z.B. jeder Widerstand hat kapazitative und induktive Anteile. Das heisst der Filter ist in diesen Bereichen wirkungslos. Aus diesem Grund ist es notwendig mehrere Filter zu kombinieren, z.B. einen Tiefpass mit einem HF-Filter [1] in Serie zu schalten. Ein solcher HF-Filter sollte in dieser Arbeit getestet werden. Einige Teile wurden konstruiert und gefertigt. Allerdings konnte dieser aus Zeitgründen nicht mehr realisiert und getestet werden.

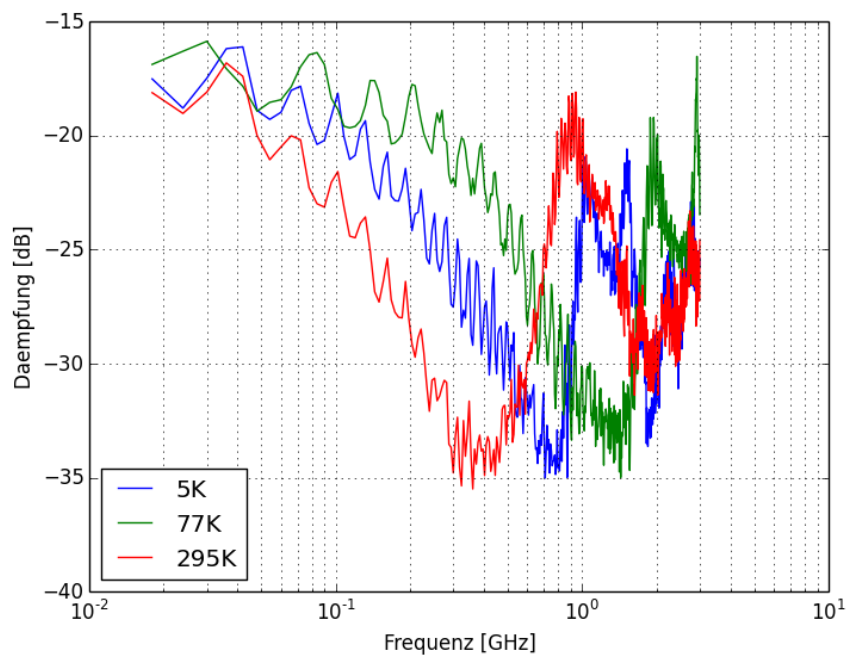


Abbildung 27: Dämpfung des Tiefpasses in einem Frequenzbereich von 0-3GHz

5 Schlussfolgerungen

Insgesamt kann gesagt werden, dass viele Zielsetzungen erreicht wurden. So wurde der Messstand konstruiert und in Betrieb genommen und erfolgreich Testmessungen an diversen aktiven wie auch passiven elektronischen Bauteilen vorgenommen und ausgewertet.

Der Temperatursensor liefert über einen sehr grossen Temperaturbereich verlässliche Daten bei gleichzeitig sehr kleinen Schwankungen.

Die Bauweise des verwendeten Drucksensors ist sehr kompakt. Die dazu entwickelte Ausleseelektronik funktioniert einwandfrei und die Daten der Kalibrationsmessung stimmen sehr gut mit den Daten des Herstellers überein. Allerdings war einer der beiden Sensoren nach einigen Tests defekt, der elektrische Kontakt innerhalb des Sensors war nicht mehr vorhanden.

Während des Konstruktionsprozesses hatte ich mir viele Gedanken über mögliche Lecks und Schwachstellen gemacht. Allerdings war das dominierende Leck doch sehr überraschend. Dass die Koaxialleiter einen so hohen Leckstrom der Gase verursachen war schwer vorstellbar, insbesondere da ein ähnliches Prinzip bereits bei einem anderen Messaufbau verwendet wurde. Allerdings war mir bereits bei der Montage der Leiter aufgefallen, dass sich die Isolation eher lose im Mantel befindet. Um dieses Leck zu beheben wären aufwändige Umbauten notwendig, da eine Möglichkeit gefunden werden müsste um das Signal möglichst verlustfrei aus der Kammer heraus zu führen. Da es sich um hochfrequente Signale handelt reicht ein einfacher leitender Kontakt nicht aus. Eine andere Möglichkeit wäre spezielle SMA-Verbinder zu verwenden (sealed connectors) welche gasdicht sind. Dies würde ausreichen, falls das Gas durch die Verbinder eindringt und der Mantel gasdicht ist.

Die Dämpfung der beiden gemessenen Koaxialkabel unterscheidet sich nur unwesentlich. Dies überrascht etwas, allerdings ist das gemessene Stück des ersten Koaxialkabels nur 10 cm lang. Dadurch ist das Rauschen im Verhältnis zur Messgrösse wesentlich grösser. Der koplanare Wellenleiter funktioniert wenn überhaupt nur bei sehr tiefen Frequenzen, ansonsten weist er sehr schlechte Eigenschaften auf, welche für die vorgesehenen Anwendungen bei weitem nicht ausreichen.

Die Ergebnisse des Tiefpassfilters lassen darauf schliessen, dass die entscheidende Veränderung bei der Kapazität passiert. Somit müssten für einen verlässlichen Filter entweder Kapazitäten benutzt werden die temperaturinvariant sind oder es muss auf eine andere Schaltung zurück gegriffen werden. Ebenfalls ist klar ersichtlich, dass die Dämpfung gegen hohe Frequenzen in gewissen Bereichen sehr stark abnimmt. Dies legt nahe, dass verschiedene Filterelemente kombiniert werden müssen. Dies könnte in weiterführenden Versuchen weiter untersucht werden.

6 Danksagung

Danken möchte ich:

Dr. Andreas Engel, für die intensive Betreuung, für Rat und Tat bei auftretenden Problemen und für das grosse Verständnis.

Prof. Dr. Andreas Schilling und seiner Forschungsgruppe für die Möglichkeit eine so interessante und Praxis orientierte Bachelorarbeit zu schreiben.

Herrn Kurt Bösiger und dem ganzen Werkstatt-Team für die hilfreichen Ratschläge und Fertigung der Teile.

Dr. Achim Vollhardt für die Auslegung der Elektronikschaltung, sowie die schnelle Behebung von diversen Problemen.

Herrn Thomas Meier für das Korrekturlesen und diverse Inputs.

Literatur

- [1] A. V. Ustinov A. Lukashenko. Improved powder filters for qubit measurements, 2008. American Institute of Physics, Review of Scientific Instruments.
- [2] Heimanssensor. MEMS Type Pirani Vacuum Sensor, 2014. http://www.heimanssensor.com/HVS_Vac_03_04_Rev10.pdf - [Online; Stand 2. Juli 2014].
- [3] Stefan Holenstein. Kalibrierung und Weiterentwicklung eines Teststandes zur Charakterisierung von supraleitenden Photonenzählern, 2014.
- [4] Bernd Kaa. Präzisions-Richtkoppler für Anpassungsmessungen, 1/2002. UKW-Berichte.
- [5] Charles Kittel. Einführung in die Festkörperphysik 15. a, 2013.
- [6] Pfeiffer-vacuum. Indirekte gasartabhängige Druckmessung, 2014. <http://www.pfeiffer-vacuum.de/know-how/vakuummessgeraete/grundlagen-der-totaldruckmessung/indirekte-gasartabhaengige-druckmessung/technology.action?chapter=tec3.1.2> - [Online; Stand 15. September 2014].
- [7] Roschi Rohde+Schwarz. FSL Spektrumanalysator, 2014. <http://www.roschi.rohde-schwarz.ch/product/FSL.html> - [Online; Stand 15. September 2014].
- [8] U. Straumann. Elektronik für Physiker, 2005. <http://www.physik.uzh.ch/lectures/elektronik/elektronikscript.pdf> - [Online; Stand 22. September 2014].

A Anhang

A.1 Glossar

An dieser Stelle sollen Grundlagen und Begriffe der Signalübertragung, deren Spezifizierung, Messmethoden und einige Schaltungen erläutert werden.

A.1.1 Das Ohmsche Gesetz

Das Verhältnis zwischen Potentialunterschied (Spannung) an den Anschlüssen eines beliebigen Elements und dem Strom definiert den Widerstand \tilde{Z} .

$$\tilde{Z} := \frac{\tilde{U}}{\tilde{I}} \quad (11)$$

Das Ohm'sche Gesetz besagt dabei, dass \tilde{Z} eine *zeitunabhängige* komplexe Grösse ist. Sie heisst die *Impedanz* (ist die Impedanz reell wird sie oft einfach als *Widerstand* bezeichnet). Man schreibt

$$\tilde{Z} = R + iX, \quad \tilde{Z} = Z_0 \exp^{i\phi} \quad (12)$$

wobei R der *Wirkwiderstand* oder *DC-Widerstand*, X der *Blindwiderstand* und Z_0 der *Scheinwiderstand* genannt werden. Das Inverse der Impedanz $1/\tilde{Z}$ heisst auch der *Scheinleitwert* oder die *Admittanz*. Die komplexe Phase der Impedanz stellt die Phasendifferenz zwischen Strom und Spannung dar. Für komplexe Impedanzen gelten die gleichen Regeln für Parallel- und Serieschaltung wie für reelle Widerstände.

A.1.2 Reelle Widerstände, Induktivität, Kapazitäten

Alle passiven linearen elektrischen Netzwerke können aus den drei Grundzweipolen reeller Widerstand, Induktivität und Kapazität aufgebaut werden:

Reelle Widerstände (auch ohm'sche Widerstände genannt) erzeugen keine Phasendifferenz zwischen Spannung und Strom, es gilt

$$Z_R = \frac{U_0}{I_0} = R. \quad (13)$$

Für **Induktivitäten** gilt

$$U_L = L \cdot \frac{\partial I}{\partial t} \quad (14)$$

Bei einem zeitabhängigen Strom $I = I_0 \exp^{i\omega t}$ entsteht eine magnetisch induzierte Spannung. Die Impedanz Z_L beträgt demnach

$$Z_L = \frac{U_L}{I} = i \cdot \omega L. \quad (15)$$

Der Strom eilt der Spannung um 90° nach.

Für **Kapazitäten** gilt

$$U_C = \frac{1}{C} \cdot Q, \quad Q = \int I(t) dt \quad (16)$$

Mit einem Strom $I = I_0 \exp^{i\omega t}$ wird der Kondensator geladen. Die Impedanz Z_C beträgt demnach

$$Z_C = \frac{1}{i\omega C} \quad (17)$$

Die Spannung eilt dem Strom um 90° nach.

A.1.3 Tiefpass

Ein Tiefpass ist ein elektronisches Bauelement mit einer frequenzabhängigen Impedanz. Es gibt viele mögliche Bauformen für Tiefpässe, im folgenden soll ein so genanntes RC-Glied diskutiert werden. Für hohe Frequenzen wird der Scheinwiderstand Z_C der Kapazität immer kleiner. Die Schaltung (Abbildung 28) wirkt als Spannungsteiler, sodass die Ausgangsspannung umso kleiner wird, je höher die Frequenz ist. Bei tiefen Frequenzen wird Z_C gross und die Ausgangsspannung wird gleich der Eingangsspannung.

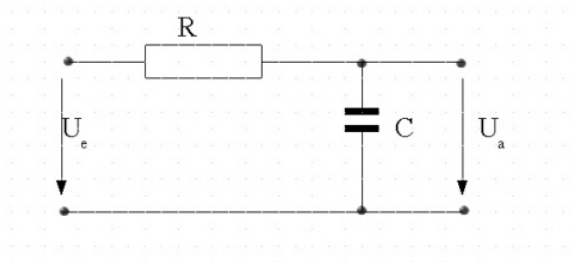


Abbildung 28: RC-Glied

Die gesamte Impedanz des Tiefpasses errechnet sich zu

$$Z = R + \frac{1}{i\omega C}, \quad (18)$$

die beiden Impedanzen wirken nun als Spannungsteiler. Das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung bezeichnet man auch als *Übertragungsfunktion* G . Stellt man die Übertragungsfunktion für harmonische Eingangsspannungen als Funktion der Frequenz dar, spricht man auch vom (komplexen) *Frequenzgang* $G(\omega)$.

$$G := \frac{U_{out}}{U_{in}}, \quad G(\omega) = \frac{U_{out}(\omega)}{U_{in}(\omega)} \quad (19)$$

Für das RC-Glied folgt folgender Frequenzgang.

$$G(\omega) = \frac{I \cdot 1/i\omega C}{Z \cdot I} = \frac{1}{1 + i\omega RC} \quad (20)$$

In der Praxis werden Betrag und Argument des Frequenzgangs im sogenannten *Bode-diagramm* dargestellt. Wobei der Betrag doppelt logarithmisch als Funktion von ω , das Argument einfach logarithmisch dargestellt wird.

Das *Verstärkungsmass* wird als

$$A(\omega) = 20 \log_{10} |G(\omega)| \quad (21)$$

definiert. Die Masseinheit für $A(\omega)$ ist das *Dezibel* dB. Oft wird ein positives Verstärkungsmass als *Verstärkung* und ein negatives Verstärkungsmass als *Dämpfung* bezeichnet. Die Summen und Differenzen für das Verstärkungsmass dürfen wie gewohnt berechnet werden. Für die Differenz eines Verstärkungsmasses gilt z.B. folgende Rechenregel:

$$\Delta A = A_1 - A_2 = 20 \log_{10} \frac{U_2}{U_0} \text{dB} - 20 \log_{10} \frac{U_1}{U_0} \text{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{U_2}{U_0} \cdot \frac{U_0}{U_1} \right) \text{dB} = 20 \log_{10} \frac{U_2}{U_1} \text{dB} \quad (22)$$

Bei einem Tiefpass wird die Frequenz, bei welcher die Amplitude auf $1/\sqrt{2}$ gefallen ist (Verstärkungsmass von -3dB), als *Grenzfrequenz* bezeichnet.

$$f_g := \frac{\omega_g}{2\pi} := \frac{1}{2\pi RC} \quad (23)$$

Die Grenzfrequenz kann durch geeignete Wahl von R und C bestimmt werden. Häufig wird eine Grenzfrequenz im Bereich der *Hochfrequenz* oder kurz *HF* benötigt. Damit wird der Frequenzbereich von ca. 3 MHz bis 300 GHz beschrieben.

A.1.4 Endliche Leitungen

Leitungen dienen der Übertragung elektrischer Signale und Energie. Leitungen endlicher Länge mit angelegter Spannung und in denen ein Strom fließt, wechselwirken elektromagnetisch mit sich selbst und der Umgebung. Die Eigenschaften von Leitungen können vollständig mit einer geeigneten Ersatzschaltung aus den Grundzweipolen beschrieben werden:

Eine solche Ersatzschaltung ist in Abbildung 29 abgebildet, diese beschreibt in der Praxis die meisten Fälle. Die Größen sind jeweils pro Leitungslänge beschrieben. Betrachtet man nun das Leitungsstück dx in dem der Strom $I(x, t)$ fließt, so ergibt nach einigen Schritten die gedämpfte Welle entlang des Leiters:

$$U(x, t) = U_0 \exp^{i\omega t - \gamma x}, \quad \text{mit } \gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{(R + i\omega L)(G + i\omega C)} \quad (24)$$

Analog zum ohm'schen Gesetz nennt man das Verhältnis von Spannung zu Strom *Wellenwiderstand* oder *Wellenimpedanz* Z .

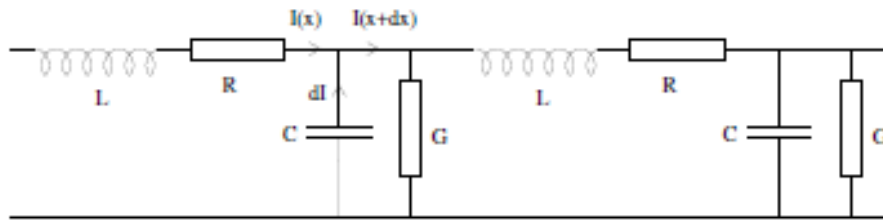


Abbildung 29: Ersatzschaltbild eines endlichen Leiters

$$Z = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}} \quad (25)$$

A.1.5 Abschluss

Ändert sich die Geometrie der Leitung an einer bestimmten Stelle, so ändern sich auch Ausbreitungsgeschwindigkeit und Impedanz. Wie in der Optik kann die transmittierte und die reflektierte Welle berechnet werden.

Ein spezieller Fall ist das Ende einer Leitung. Es sei mit einem Widerstand R abgeschlossen. Ist $R = Z$, so ist der Widerstand angepasst, die Energie der ankommenden Welle wird im Widerstand absorbiert. Es kann gezeigt werden, dass für den *Reflexionsfaktor* der Amplitude der Welle folgende Beziehung gilt:

$$r = \frac{R - Z}{R + Z} \quad (26)$$

Jede Art von geometrischer Inhomogenität entlang der Leitung (Steckverbindungen, Lötstellen usw.) führt zu Reflexionen und Verlusten. Die Reflexion kann zum Phänomen der *stehenden Welle* führen. Dabei interferieren einlaufende und reflektierte Welle und bilden dabei eine stehende Welle aus, deren Amplitude an gewissen Punkten immer 0 ist. Dies ist jeweils der Fall, wenn die Länge des Leiters gerade ein Vielfaches von $\lambda/2$ ist.

A.1.6 Operationsverstärker

Für das Verständnis einer Operationsverstärkerschaltung ist die Bedeutung der Rückkopplung zentral. Man spricht allgemein von *Rückkopplung*, wenn das Ausgangssignal eines Systems, allenfalls verändert, auf den Eingang zurückgeführt und dort mit dem Ursprünglichen Eingangssignal verknüpft wird. Ist die Rückführung linear und die Verknüpfung additiv, spricht man von *Mitkopplung*, wird das zurückgeführte Signal subtrahiert, spricht man von Gegenkopplung.

Ein *Operationsverstärker* oder kurz *OPV* ist ein Verstärker mit sehr grosser Verstärkung. Er wird in der Regel mit Gegenkopplung durch ein meist passives Netzwerk betrieben,

sodass die Verstärkung durch dessen Parameter bestimmt ist.

Ein OPV hat zwei Eingänge V_+ und V_- und ein Ausgang V_0 , sowie eine Versorgungsspannung. Das Verstärkungsmass eines OPV's ist frequenzabhängig.

A.1.7 Koaxialkabel

Koaxialkabel bestehen aus einer konzentrischen Anordnung von Innenleiter/Seele (Durchmesser d), Isolator und Aussenleiter/Mantel (Innendurchmesser D). Die Induktivität und Kapazität pro Längeneinheit berechnen sich zu

$$L = \frac{\mu\mu_0}{2\pi} \cdot \ln \frac{D}{d}, \quad C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\ln \frac{D}{d}} \quad (27)$$

und die Impedanz

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu\mu_0}{\epsilon\epsilon_0}} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \ln \frac{D}{d} \quad (28)$$

Oft beträgt die Impedanz 50Ω .

A.1.8 Richtkoppler

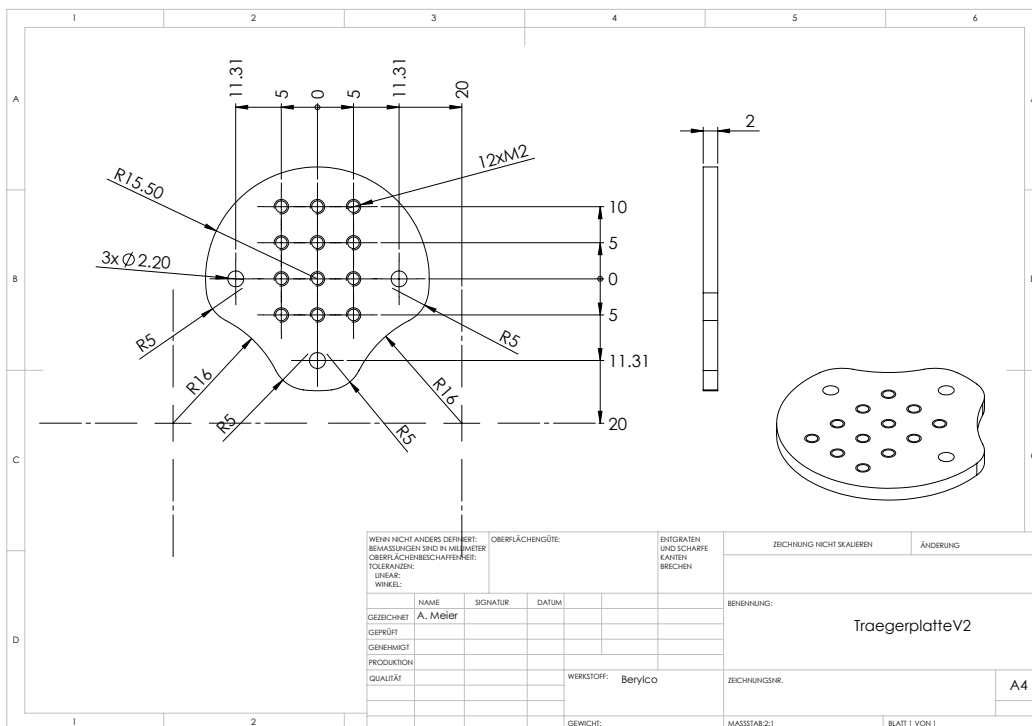
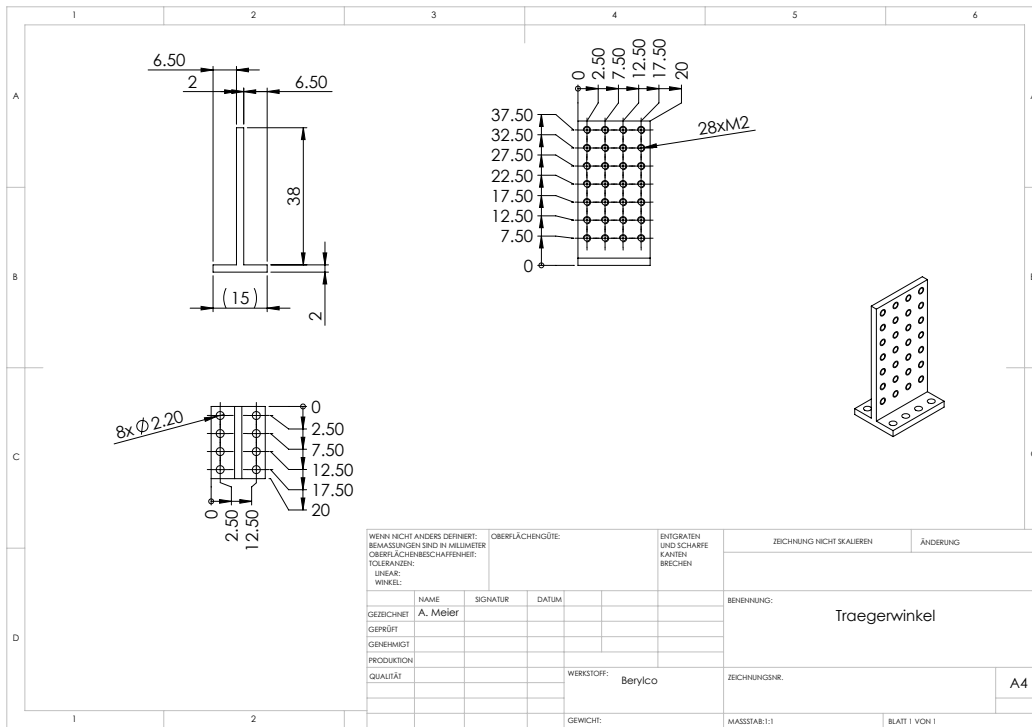
Das Verstärkungsmass ist nach Definition proportional das Verhältnis zwischen dem Eingangssignal und dem Ausgangssignal. Die Differenz dieser zwei Grössen kann allerdings noch weiter differenziert werden. Es wird zwischen Übertragungsverlust und Rückflussdämpfung unterschieden. Um die Rückflussdämpfung zu messen, kann ein *Richtkoppler* [4] verwendet werden. Dieser zweigt richtungsabhängig einen Teil der elektromagnetischen Welle ab.

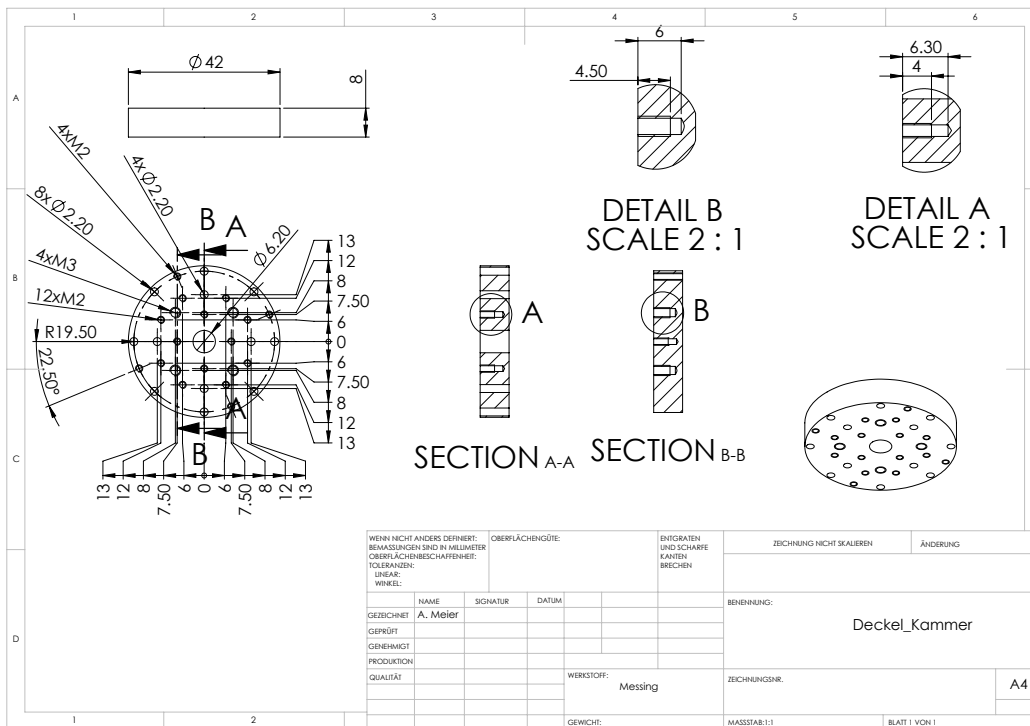
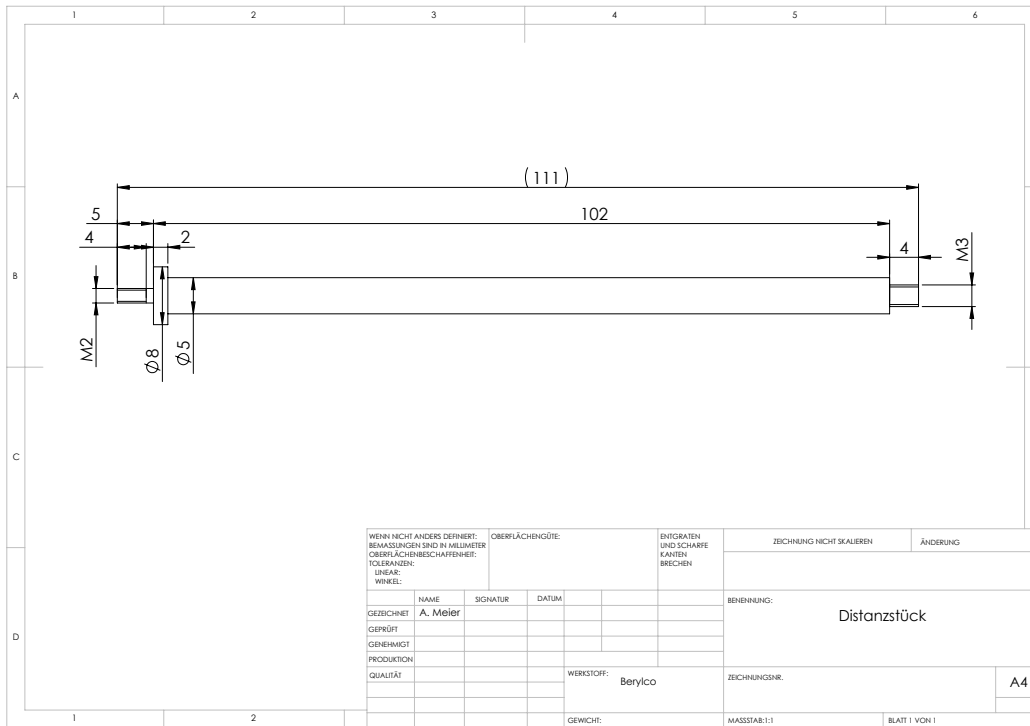
A.2 Stückliste

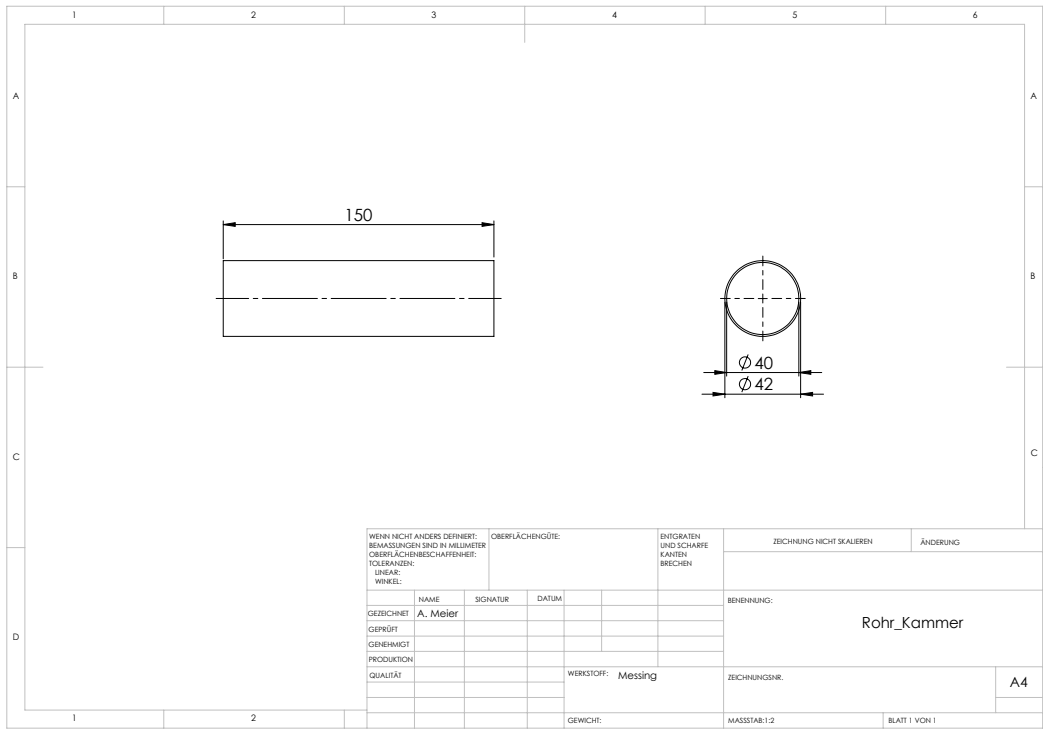
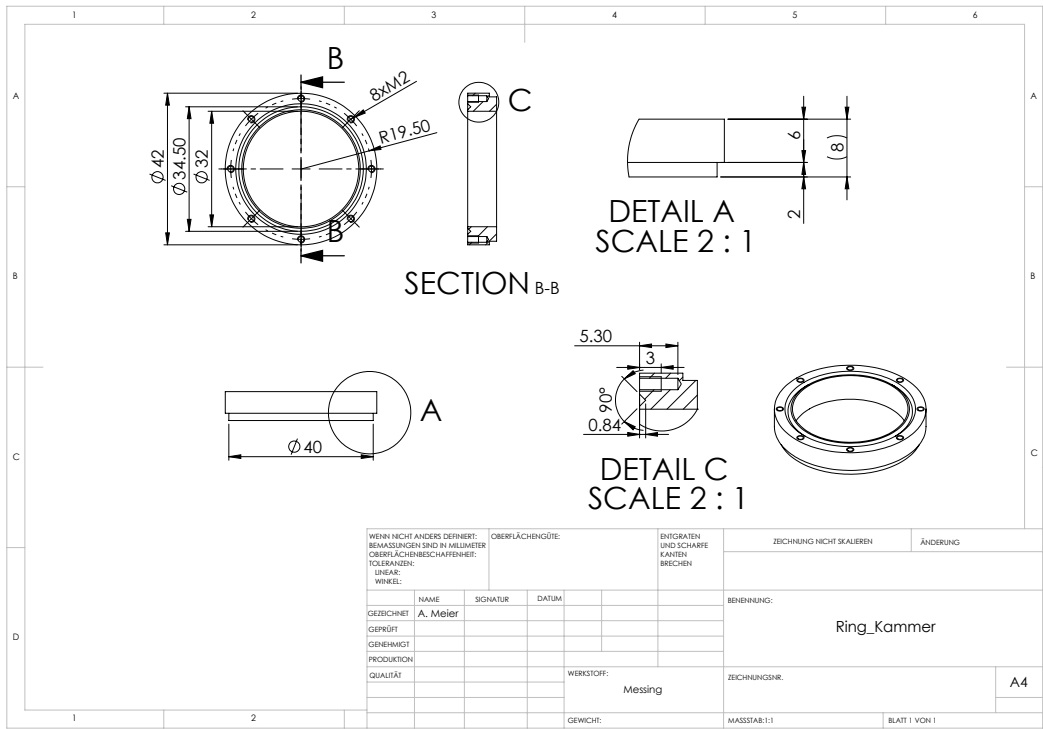
Stückliste

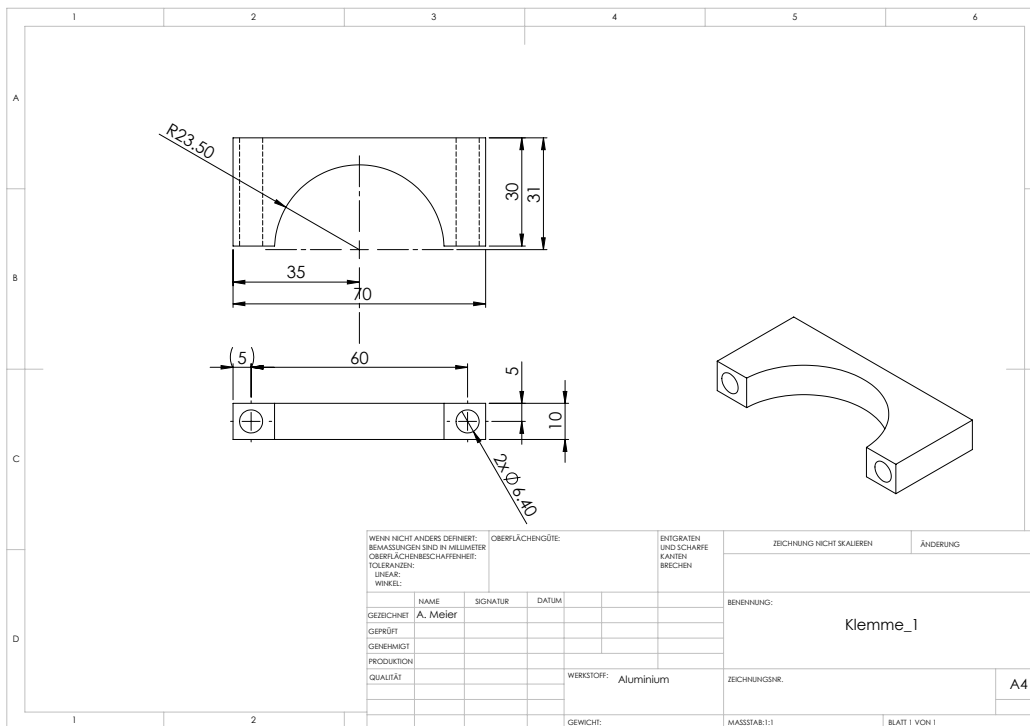
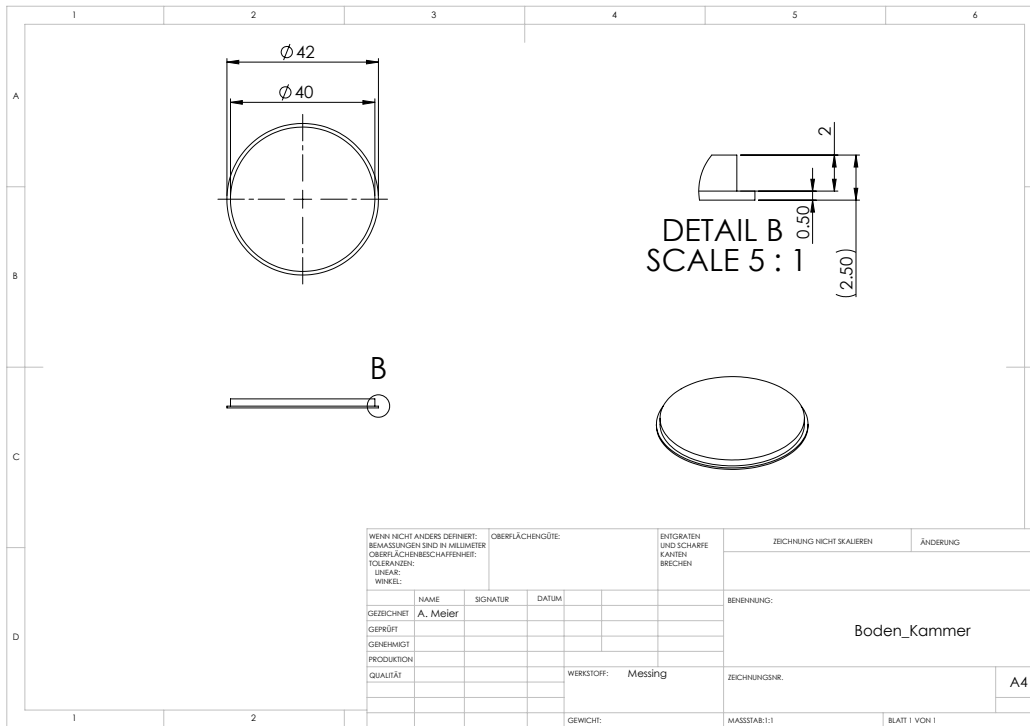
| Bauteil | Menge | Material | |
|-----------------------------|-------|-------------|-----------------|
| Traegerwinkel | | 1 Berylco | Neuteil |
| Traegerplatte V2 | | 1 Berylco | Neuteil |
| Distanzstück | | 3 Berylco | Neuteil |
| Deckel_Kammer | | 1 Messing | Neuteil |
| Ring_Kammer | | 1 Messing | Neuteil |
| Rohr_Kammer | | 1 Messing | Neuteil |
| Boden_Kammer | | 1 Messing | Neuteil |
| Klemme_1 | | 1 Aluminium | Neuteil |
| Klemme_2 | | 1 Aluminium | Neuteil |
| Distanzscheibe_gross | | 4 Aluminium | Neuteil |
| ISO-KF 25 Pumpen Adapter | | 2 Edelstahl | Neuteil |
| ISO-KF 25 Lemo Adapter | | 1 Edelstahl | Neuteil |
| Flansch | | 2 Edelstahl | Neuteil |
| ISO-KF-25-Flange-weeldlong | | 2 Edelstahl | Nachbearbeitung |
| ISO-KF-50-Flange-feedtrough | | 1 Edelstahl | Nachbearbeitung |
| 1550Q Box | | 2 Aluminium | Nachbearbeitung |
| Zapfen_Form | | 4 Teflon | Neuteil |
| Rohr_Form | | 4 Teflon | Neuteil |
| Rohr_Tiefpass | ? | ? | ? |
| Schraube M2x12 | | 8 Messing | Normteil |
| Schraube M2x10 | | 3 Messing | Normteil |
| Schraube M2x5 | | 8 Messing | Normteil |
| Schraube M5x10 | | 8 Stahl | Normteil |
| Schraube M6x40 | | 2 Stahl | Normteil |
| Mutter M2 | | 3 Messing | Normteil |
| Unterlagsscheiben für M2 | | 8 Edelstahl | Normteil |

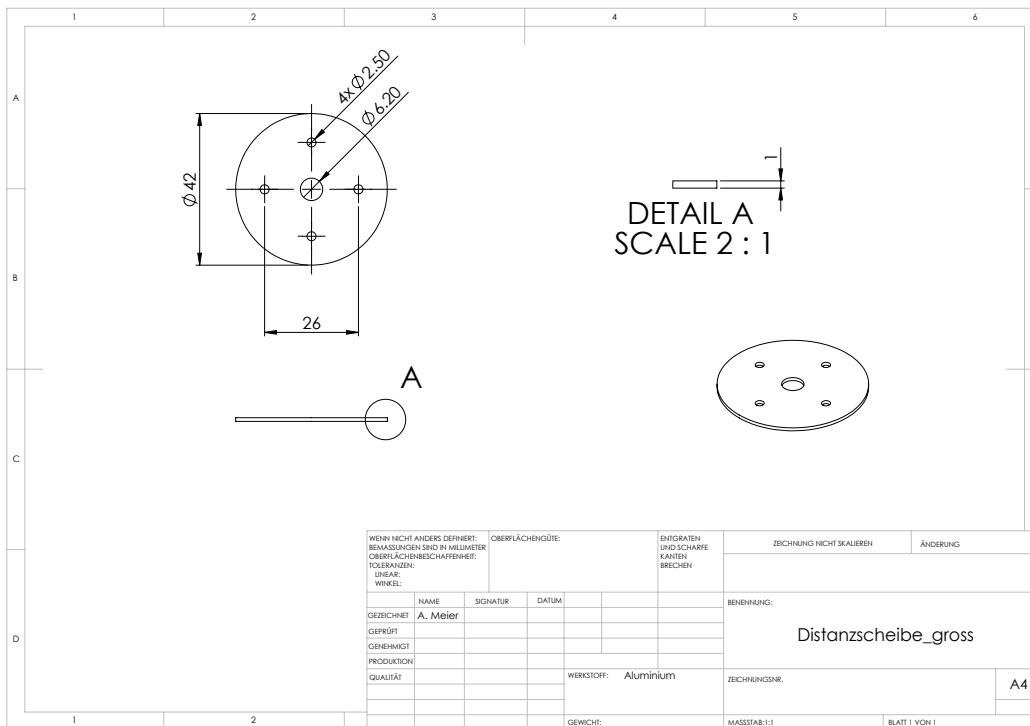
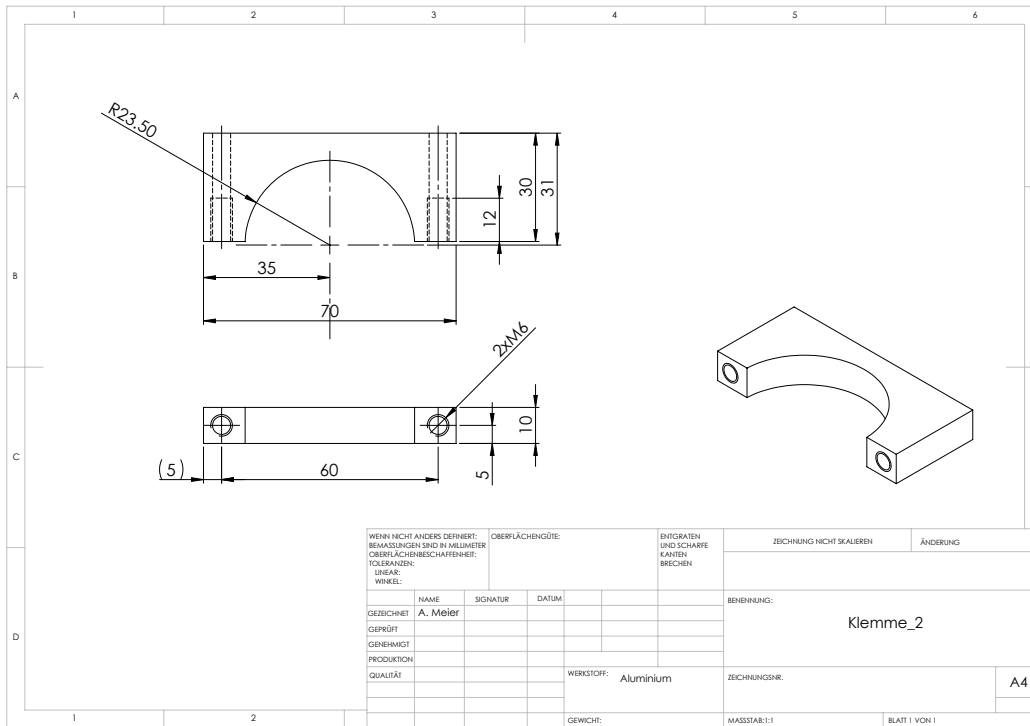
A.3 Zeichnungen



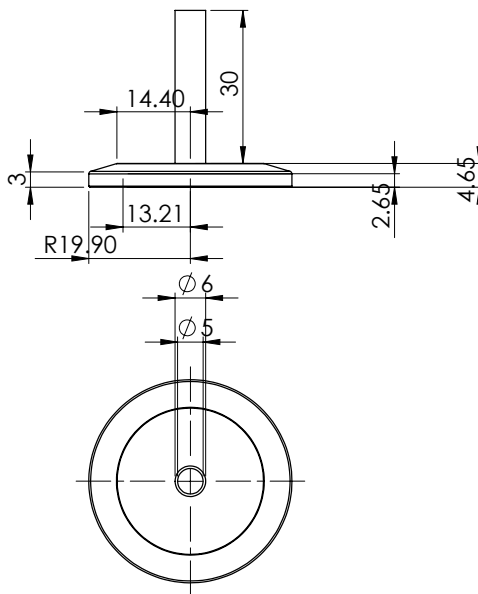








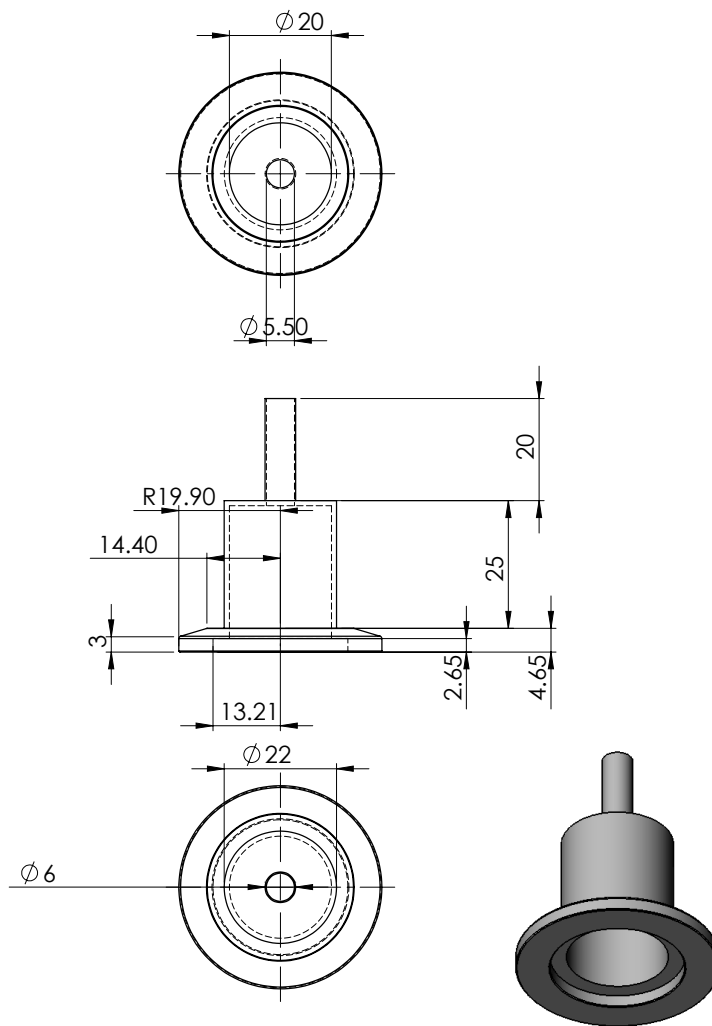
25 Pumpen Adapter.pdf



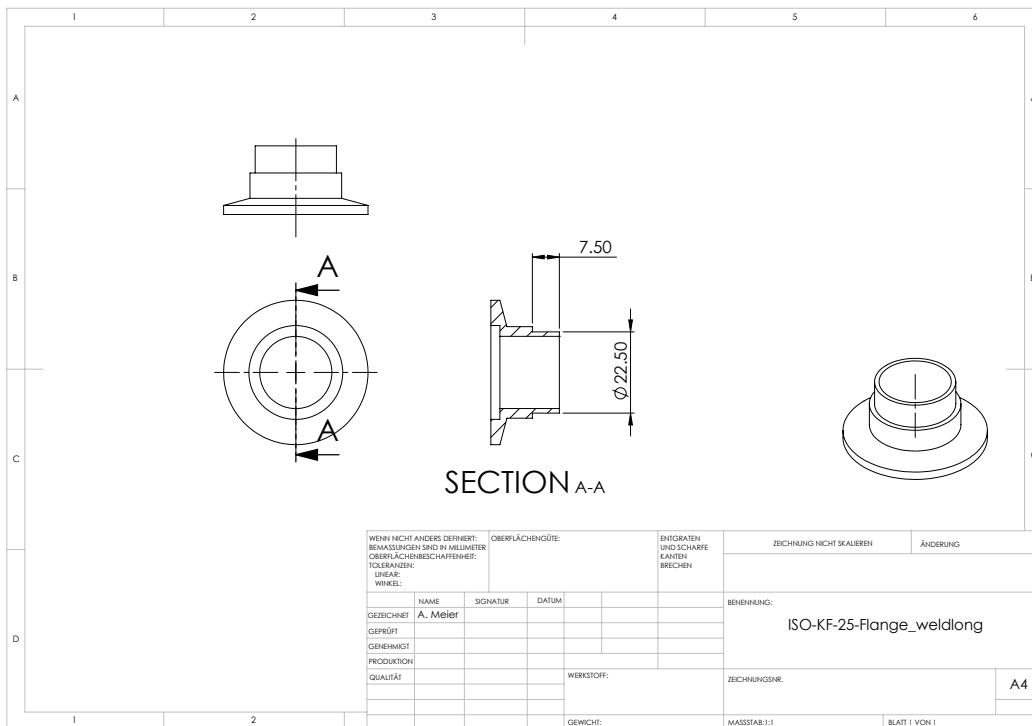
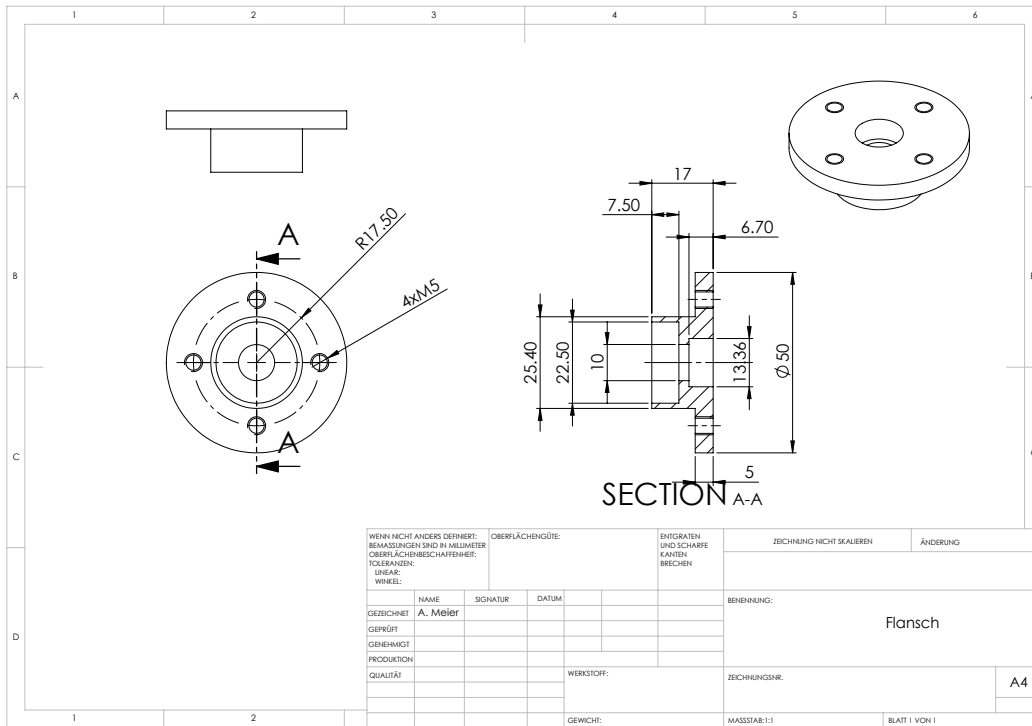
| | | | | | | | | | |
|---|--|------------------|--|---|--|---------------------------|--|-------------------|--|
| WENN NICHT ANDERS DEFINIERT: BEMASSUNGEN SIND IN MILLIMETER OBERFLÄCHENBESCHAFFENHEIT: TOLERANZEN: LINEAR: WINKEL: | | OBERFLÄCHENGÜTE: | | ENTGRATEN UND SCHARFE KANTEN BRECHEN | | ZEICHNUNG NICHT SKALIEREN | | ÄNDERUNG | |
| GEZEICHNET | | NAME | | SIGNATUR | | DATUM | | BENENNUNG: | |
| GEPRÜFT | | | | | | | | | |
| GENEHMIGT | | | | | | | | | |
| PRODUKTION | | | | | | | | | |
| QUALITÄT | | | | | | WERKSTOFF: | | ZEICHNUNGSNUMMER: | |
| | | | | | | | | | |
| | | | | | | GEWICHT: | | MASSSTAB:1:1 | |
| | | | | | | | | BLATT 1 VON 1 | |

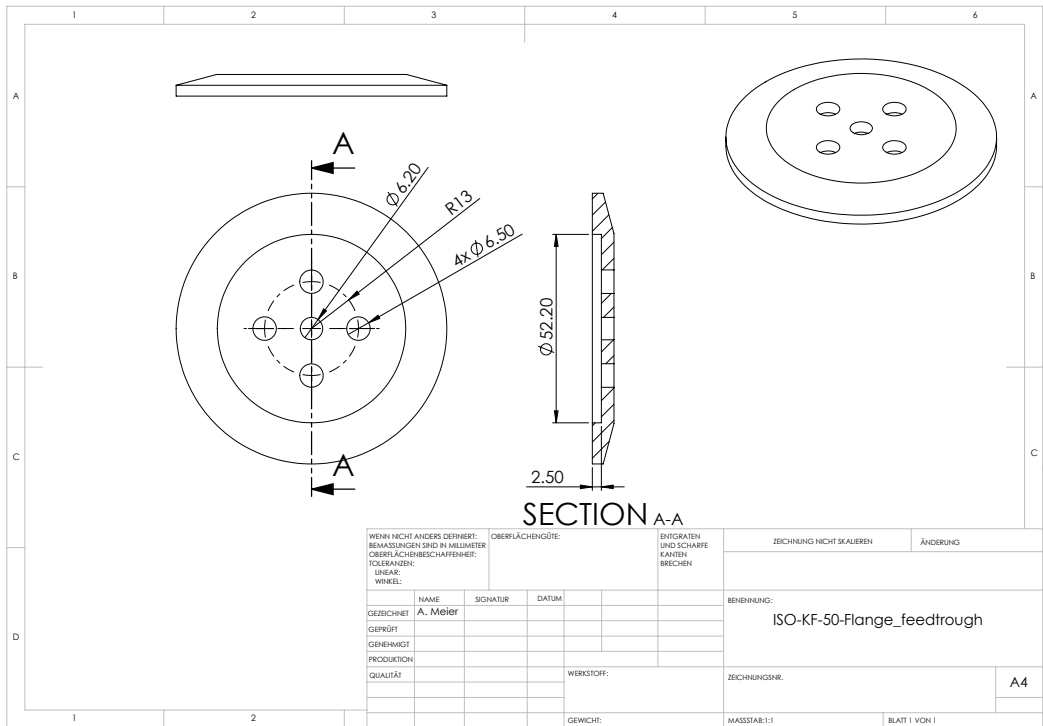
ISO-KF 25 Pumpen Adapter

25 Lemo Adapter.pdf

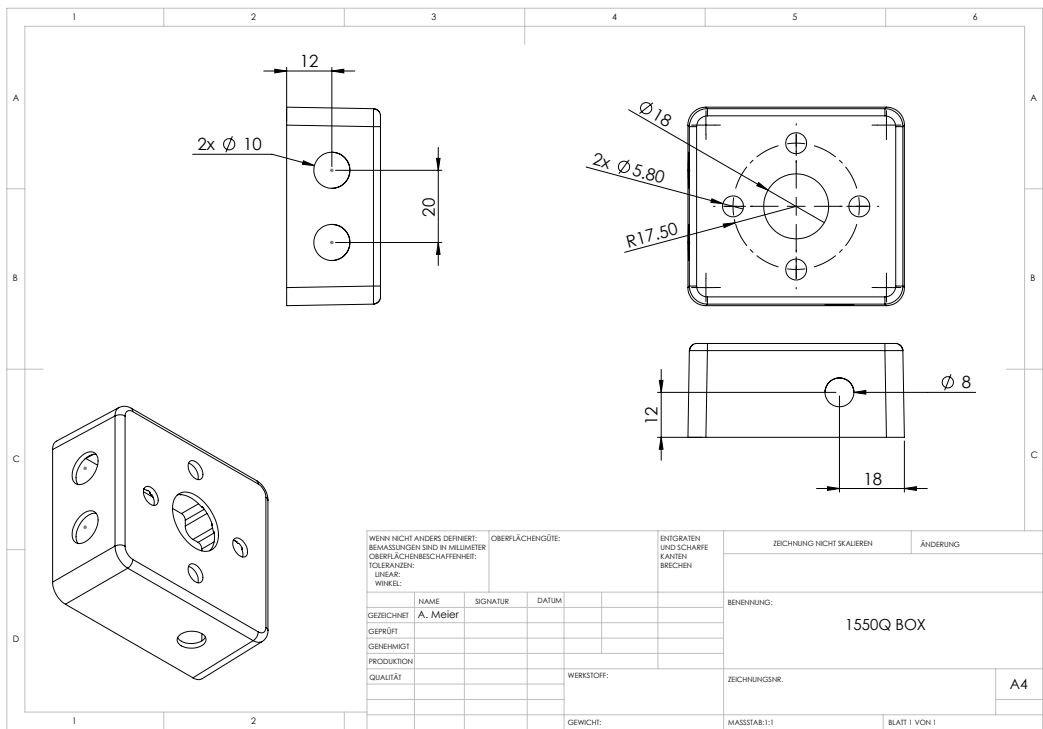


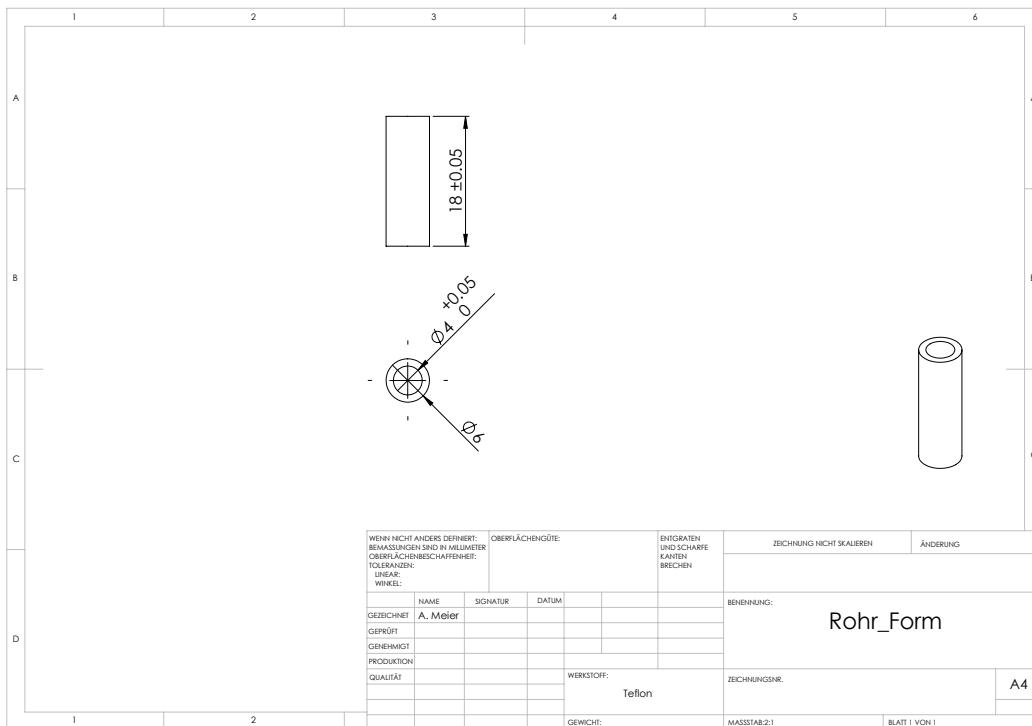
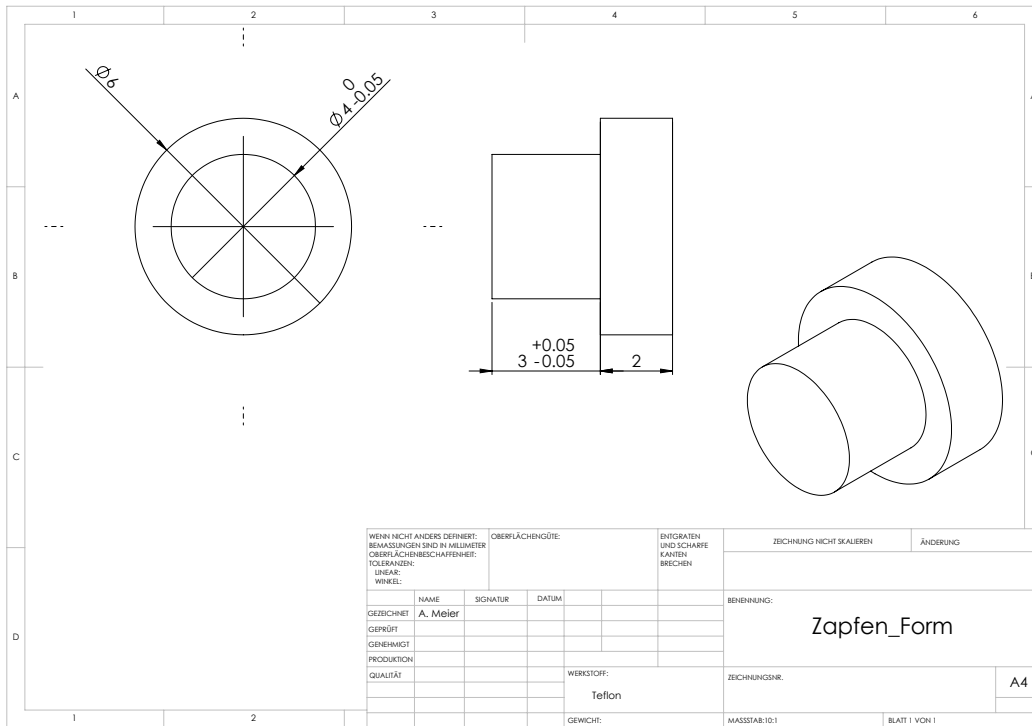
| | | | | | | | | | |
|---|--|------------------|--|---|--|---|--|---------------|--|
| WENN NICHT ANDERS DEFINIERT: BEMASSUNGEN SIND IN MILLIMETER OBERFLÄCHENBESCHAFFENHEIT: TOLERANZEN: LINEAR: WINKEL: | | OBERFLÄCHENGÜTE: | | ENTGRATEN UND SCHARFE KANTEN BRECHEN | | ZEICHNUNG NICHT SKALIEREN | | ÄNDERUNG | |
| GEZEICHNET | | SIGNATUR | | DATUM | | BENENNUNG: | | | |
| GEPRÜFT | | | | | | | | | |
| GENEHMIGT | | | | | | | | | |
| PRODUKTION | | | | | | | | | |
| QUALITÄT | | | | WERKSTOFF: | | ZEICHNUNGSNR. ISO-KF 25 Lemo Adapter | | | |
| | | | | GEWICHT: | | MASSSTAB:1:1 | | BLATT 1 VON 1 | |





BOX.pdf





A.4 Schaltpläne

