

Lukas Emele

Bericht über das zweite Praxissemester
(01.09.2004 – 28.02.2005)



Universität Konstanz
Fachbereich Physik
Lehrstuhl von Prof. Dr. Ulrich Rüdiger
Magnetische Materialien, Magneto- und Spinelektronik

Praktikant:

Lukas Emele
Abendbergweg 4
78465 Konstanz
✉ lemele@fh-konstanz.de
Matrikel-Nummer: 273931

Praktikumsstelle:

Universität Konstanz
Fachbereich Physik
Lehrstuhl Rüdiger
Universitätsstr. 10
78457 Konstanz

Betreuer:

Prof. Dr. Ulrich Rüdiger
☎ Tel: 07531 / 88-3789
✉ ulrich.ruediger@uni-konstanz.de
Dipl. Phys. Daniel Bedau
☎ Tel: 07531 / 88-2173
✉ daniel.bedau@uni-konstanz.de

MEINEM ONKEL MICHAEL DÖRFLINGER (1958–2005)

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>Einleitung</i>	7
1.1 Motivation	7
1.2 Vorstellung des Lehrstuhls	7
1.3 Überblick über die Messapparatur	7
2. <i>Lock-In-Verstärker</i>	9
2.1 Messprinzip	9
2.2 Spannungsversorgung	9
2.3 Taktgenerator	10
2.4 Verstärker	11
2.5 Probleme	11
2.6 Ergebnis	12
3. <i>Probenstab</i>	13
3.1 Probenhalter	13
3.2 Edelstahlrohr	14
3.3 Anschlusskasten	15
3.4 Quetschverschraubung	16
3.5 Probleme	17
4. <i>Weitere Tätigkeiten</i>	19
4.1 Temperaturmessung an SMD-Widerständen	19
4.2 Messverstärker	19
4.3 Mikrowellenteile	20
4.3.1 Semi-Rigid-Kabel	20
4.3.2 Flexibles Kabel	21
4.3.3 Isolator	21
5. <i>Resumee</i>	23
<i>Anhang</i>	25
A. <i>Dämpfung einer Leitung</i>	27
B. <i>Abkürzungsliste</i>	29
C. <i>Formelzeichen und Symbole</i>	31
D. <i>Stromlaufpläne</i>	33

<i>E. Leiterplattenlayouts</i>	37
<i>F. Stücklisten</i>	41
<i>G. Technische Zeichnungen</i>	43
Tabellenverzeichnis	51
Abbildungsverzeichnis	53
Literaturverzeichnis	55

1. EINLEITUNG

1.1 Motivation

Noch während der Schulzeit habe ich lange überlegt, ob ich Elektrotechnik oder Physik studieren soll. Da ich mich für ein Elektrotechnik-Studium entschlossen habe, dachte ich, es wäre doch eine schöne Möglichkeit, während des zweiten Praxissemesters für ein halbes Jahr in die Physik „reinzuschnuppern“. Auch eine spätere berufliche Tätigkeit als Laboringenieur an einer wissenschaftlichen Forschungseinrichtung kann ich mir gut vorstellen.

Deshalb habe ich mich beim Fachbereich Physik der Universität Konstanz um eine Praktikantenstelle beworben und wurde am Lehrstuhl von Prof. Dr. Rüdiger als Praktikant aufgenommen.

1.2 Vorstellung des Lehrstuhls

Magneto- und Spinelektronik stellen einen Grenzbereich zwischen physikalischer Grundlagenforschung, Materialwissenschaften und angewandter Technologie dar. Dabei sind insbesondere neuartige ferromagnetische Materialklassen wie die halbmetallischen Ferromagnete und die ferromagnetischen Halbleiter, der Mikromagnetismus und die Spindynamik von magnetischen Nanostrukturen sowie Grenzflächeneigenschaften von magnetischen Heterostrukturen von zentraler Bedeutung. In allen Teilbereichen steht die Verknüpfung von strukturellen, elektronischen und magnetischen Eigenschaften der zu untersuchenden Systeme bzw. Materialien im Vordergrund.

Der materialwissenschaftliche Schwerpunkt der Forschungsarbeiten besteht aus der Dünnschichtpräparation und Charakterisierung von oxidischen halbmetallischen Ferromagneten und magnetischen Halbleitern, die neben anderen ferromagnetischen Materialien als Quelle hochspinpolarisierter Transportelektronen in nanoskaligen Magnetotransportstrukturen verwendet werden können.

Zur Herstellung dieser nanoskaligen Magnetotransportstrukturen wird Elektronenstrahlolithographie und Ätzen mit dem fokussierten Ionenstrahl eingesetzt. Um die Mikro- und Nanostrukturierungskompetenz zu bündeln, wird zurzeit gemeinsam mit zwei weiteren Arbeitsgruppen ein Nanolabor am Fachbereich Physik aufgebaut.

Quelle: [7]

1.3 Überblick über die Messapparatur

Ziel meines Praktikums war es, Teile für die im Folgenden kurz beschriebene Messapparatur zu entwickeln.

- Kryostat
- Probenstab

- Messelektronik
 - Temperaturmessung mit *Cernox*-Widerstand und Lock-In-Verstärker
 - Temperaturmessung mit Thermoelement und Messverstärker
 - Mikrowellengenerator
 - Sampling-Oszilloskop

Meine beiden Hauptaufgaben dabei waren die Entwicklung des Lock-In-Verstärkers und des Probenstabes samt Probenhalters.

2. LOCK-IN-VERSTÄRKER

2.1 Messprinzip

Zur Messung der Temperatur wird ein Widerstands-Temperatursensor *Cernox CX-1050* eingesetzt. Dieser hat laut Diagramm im Datenblatt [12] bei einer Temperatur $T = 1\text{ K}$ typischerweise einen Widerstand $R = 2\text{ k}\Omega$. Soll er als Messsignal eine Spannung von 1 mV liefern, so muss durch ihn ein Strom $I = U/R = 1\text{ mV}/2\text{ k}\Omega = 500\text{ nA}$ fließen. Bei einer Quellenspannung von etwa 5 V_{SS} bedeutet dies, dass ein Vorwiderstand von $R = U/I = 5\text{ V}/500\text{ nA} = 10\text{ M}\Omega$ nötig ist. Dabei wird im Widerstand eine Leistung $P = U \cdot I = 1\text{ mV} \cdot 500\text{ nA} = 500\text{ pW}$ umgesetzt. Der Wärmebeitrag der Temperaturmessung ist also klein gegenüber den anderen Wärmequellen im System. Zusätzlich sind diesem Messsignal einigen Störsignalen überlagert, wie z.B. Einstreuungen der Netzfrequenz, thermisches Rauschen, sowie das $1/f$ -Rauschen in den verwendeten Bauelementen. Aus diesem Grund wurde ein Lock-In-Verstärker entwickelt. Abgesehen von geringem Rauschen und geringer Bandbreite, ist ein weiterer Vorteil des Lock-In-Verstärkers, dass er eine rechteckförmige Wechselspannung liefert. Im System treten große Temperaturunterschiede auf, wodurch Thermospannungen erzeugt werden. Durch die Auswertung beider Halbwellen der Rechteckspannung und Differenzbildung werden Gleichspannungsanteile, wie z.B. Thermospannungen, eliminiert:

$$\text{positive Halbwelle} \quad U_{\text{Mess,pos}} = U_{\text{Cernox}} + U_{\text{Thermo}} \quad (2.1)$$

$$\text{negative Halbwelle} \quad U_{\text{Mess,neg}} = -U_{\text{Cernox}} + U_{\text{Thermo}} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} \text{Differenzsignal} \quad U_{\text{Mess}} &= U_{\text{Mess,pos}} - U_{\text{Mess,neg}} \\ &= (U_{\text{Cernox}} + U_{\text{Thermo}}) - (-U_{\text{Cernox}} + U_{\text{Thermo}}) \\ &= 2 \cdot U_{\text{Cernox}} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Letztlich kann man einen Lock-In-Verstärker mit einem Überlagerungsempfänger vergleichen, da auch bei diesem Schmalbandigkeit durch Mischen und Tiefpassfilterung erzielt wird.

Eine sehr gute Einführung in das Thema „Lock-In-Verstärker“ bietet die *Application Note #3* [9] von STANFORD RESEARCH SYSTEMS. Für die konkrete Schaltungsentwicklung habe ich mich an [1, Fig. 4] orientiert mit einem doppelsymmetrischen Synchrondetektor (Double Balanced Synchronous Detector, DSD) als Herz der Schaltung. Aufschlussreich war auch die Veröffentlichung von Sonnailon und Bonetto [2], die zwar einen digitalen Lock-In-Verstärker beschreiben, aber Vieles von dem dort Gesagten gilt auch für analoge Lock-In-Verstärker.

2.2 Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung ist eine Standard-Doppelspannungsversorgung mit Festspannungsreglern 7805 (IC_1) und 7905 (IC_2), Kondensatoren $C_1 \dots C_6$, sowie Verpolungsschutzdioden D_1 und D_2 . Über die Dioden D_3 und D_4 werden bei einem Ausfall der Betriebsspannung die Elkos C_5 , C_6 , C_{16} , C_{17} entladen ohne die Festspannungsregler zu beschädigen.

2.3 Taktgenerator

Dieser Abschnitt beschreibt den Oszillator und die Taktgenerierung. Der Stromlaufplan hierzu befindet sich im Anhang D.2 auf Seite 35.

Als Oszillator kommt eine Schaltung nach [3, S. 326f.] bzw. [29, S. 7] mit einem Timer-IC *NE555* und peripherer Beschaltung R_1 , R_2 und C_{10} zum Einsatz. Für die Berechnung der Oszillatorfrequenz f_{Osz} wird folgende Gleichung angegeben:

$$f_{\text{Osz}} = \frac{1.44}{(R_1 + 2 \cdot R_2) \cdot C_7} \quad (2.4)$$

Mit den gewählten Werten $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0 \dots 250 \text{ k}\Omega$, $C_7 = 22 \text{ nF}$ ergibt sich theoretisch folgender Frequenzbereich: $f_{\text{Osz}} = 131 \text{ Hz} \dots 65.5 \text{ kHz}$.

Aus diesem Oszillatorsignal werden mit $IC_4 \dots IC_6$ die Taktsignale für die vier Schalter im Verstärker entsprechend Tabelle 2.1 erzeugt. Das Signal für den *Cernox*-Messwiderstand wird hier ebenfalls erzeugt. Zur Erzeugung eines bipolaren Signals wird dem Taktsignal -2.5 V hinzuaddiert (generiert über D_5 , R_4 , R_{13} , IC_{7B} , Additionsschaltung R_5 , R_6 , R_7 , IC_{7A}).

Das Taktsignal hat gegenüber dem Oszillatorsignal nur die halbe Frequenz. Die Frequenzteilung ist aber notwendig, da die Simulation mit *SwitcherCAD III* gezeigt hat, dass das Oszillatorsignal kein Puls-Pausen-Verhältnis von 50 : 50 hat, was aber zum problemlosen Betrieb des Lock-In-Verstärkers unbedingt notwendig ist, da sonst dem Ausgangssignal eine unerwünschte Offsetspannung überlagert würde. Da der Zähler (IC_{4A} und IC_{4B}) aber nur bei negativer Signalfanke triggert, hat das erzeugte Taktsignal die halbe Frequenz, aber mit gewünschtem Puls-Pause-Verhältnis.

2^1 (IC_{4A})	2^0 (IC_{4B})	A (IC_{6A})	B (IC_{6B})	C (IC_{6D})	D (IC_{6C})	E (IC_{4A})
0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1
1	1	0	0	0	1	1

Tab. 2.1: Taktgenerierung

Die Tabelle 2.1 Taktgenerierung zeigt, wie aus den Zählerständen 2^1 und 2^0 die Taktsignale $A \dots E$ entsprechen. Von der Tabelle aus kommt man zu folgenden Zuordnungen:

$$A = \overline{2^1} \wedge \overline{2^0} \quad (2.5)$$

$$B = \overline{2^1} \wedge 2^0 \quad (2.6)$$

$$C = 2^1 \wedge \overline{2^0} \quad (2.7)$$

$$D = 2^1 \wedge 2^0 \quad (2.8)$$

$$E = 2^1 \quad (2.9)$$

Die Logik kann also komplett mit UND- und NICHT-Gliedern realisiert werden. Benötigt wird also jeweils ein *74HCT04N* (IC_5) und ein *74HCT08N* (IC_6).

2.4 Verstärker

Dieser Abschnitt beschreibt die Verstärkerstufen, und damit den Kern der kompletten Schaltung des Verstärkers. Der Stromlaufplan hierzu befindet sich im Anhang D.1 auf Seite 34.

Um hochfrequente Störsignale aus Eingangssignale auszufiltern, befindet sich direkt am Eingang ein Tiefpassfilter mit $R_{18} = 1 \text{ k}\Omega$ und $C_{22} = 22 \text{ nF}$ bzw. $R_{19} = 1 \text{ k}\Omega$ und $C_{23} = 22 \text{ nF}$. Aus diesen Werten ergibt sich für das Filter die Grenzfrequenz

$$f_{3\text{dB}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = 7.2 \text{ kHz.}^1 \quad (2.10)$$

Dem Eingangsfiler folgt als Vorverstärker ein Instrumentenverstärker *LT1167*. Laut Datenblatt [15, S. 11] ergibt sich mit dem Widerstand $R_G = R_{20} = 51 \Omega$ die Verstärkung G :

$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1 = 970 \approx 1000^2 \quad (2.11)$$

$$G' = 20 \text{ dB} \cdot \lg G = 59.7 \text{ dB} \approx 60 \text{ dB} \quad (2.12)$$

Die Widerstände $R_{16} = R_{17} = 1 \text{ M}\Omega$ sind erforderlich, um Gleichtaktsignale an den beiden Eingängen nach Masse abzuleiten (siehe auch [15, S. 12f.]). Auch am Ausgang des Vorverstärkers befindet sich ein Tiefpass mit $f_{3\text{dB}} = 7.2 \text{ kHz}$.

Das vorverstärkte Signal wird durch CMOS-Schalter *74HCT4066N* ($IC_{9A...D}$) der Reihe nach auf die Eingänge nachfolgenden Verstärker geschaltet. Angesteuert werden die Schalter durch die Taktsignale $A \dots D$.

Für diese Verstärkerstufe kommen Instrumentenverstärker *LTC1100* (IC_{10}, IC_{11}) zum Einsatz. Um hochfrequente Störsignale zu unterdrücken, kommen wieder Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz $f_{3\text{dB}} = 7.2 \text{ kHz}$ zum Einsatz. Zusätzlich werden die Verstärker mit $C_B = C_{29} = C_{30} = 100 \text{ pF}$ überkompensiert. Laut Datenblatt [17, S. 7] ergibt sich dann bei der Verstärkung $G = 100$ (bei einem internen Widerstand $R_{\text{INT}} = 247 \text{ k}\Omega$) die Grenzfrequenz zu

$$f_{3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{\text{INT}} \cdot C_B} = 6.44 \text{ kHz.}^3 \quad (2.13)$$

Die Ausgangssignale dieser beiden Verstärker werden abwechselnd mit einem CMOS-Schalter *74HCT4053N* (IC_{12}) durch das Taktsignal E selektiert. Dem Schalter folgt ein zweistufiger Tiefpass mit $R_{26} = R_{27} = 10 \text{ k}\Omega$ und $C_{31} = C_{32} = 1 \mu\text{F}$. Eine Simulation mit *SwitcherCAD III* [32] berechnete die Grenzfrequenz $f_{3\text{dB}} = 5.9 \text{ Hz}$. Bevor dieses Signal auf die Ausgangsbuchse gegeben wird, wird es noch mit einem Standard-Operationsverstärker *TL082* (IC_{13B}) gepuffert.

2.5 Probleme

- Die $1 \text{ M}\Omega$ -Widerstände R_{16}, R_{17} liefern eine 50 Hz -Brummspannung von etwa 10 V_{SS} . Durch belasten des Differenzeings mit einem im Vergleich dazu kleinen Widerstand mit wenigen Kiloohm verschwand diese Störung nahezu komplett.

¹ Toleranz Widerstand: 1%, Toleranz Kondensator 10% $\rightarrow f_{3\text{dB}} = (7.2 \pm 0.9) \text{ kHz}$

² $G = 970 \pm 10, G' = 59.7 \pm 0.1 \text{ dB}$

³ Toleranz Kapazität: 2% $\rightarrow f_{3\text{dB}} = 6.44 \pm 0.14 \text{ kHz}$

- Differenzeingang potentialfrei an das Oszilloskop anschließen. Lösung: Koppelkondensatoren am Eingang, Oszilloskop zeigt nur Differenz der Eingangssignale an (2. Kanal invertieren und zum 1. addieren).
- Signal E an der falschen Stelle (falsch: IC_{4A} , Pin 12; richtig: IC_{4B} , Pin 9) abgegriffen.
- Einkopplung von Störsignalen durch nicht richtig eingelöteten Kondensator in einem der Tiefpässe

2.6 Ergebnis

Der Oszillator lässt sich durch Drehen des Potentiometers R_2 im Bereich $f_{\text{Osz}} = 130 \text{ Hz} \dots 46.9 \text{ kHz}$ einstellen, simuliert hatte ich einen möglichen Einstellbereich $f_{\text{Osz}} = 131 \text{ Hz} \dots 65.5 \text{ kHz}$. Das aus dem Oszillatorsignal generierte Taktsignal liegt im Bereich $f_{\text{Takt}} = 64.7 \text{ Hz} \dots 23.5 \text{ kHz}$, simuliert waren $f_{\text{Takt}} = 65.3 \text{ Hz} \dots 32.7 \text{ kHz}$. Simulation und Messung stimmen also recht gut überein.

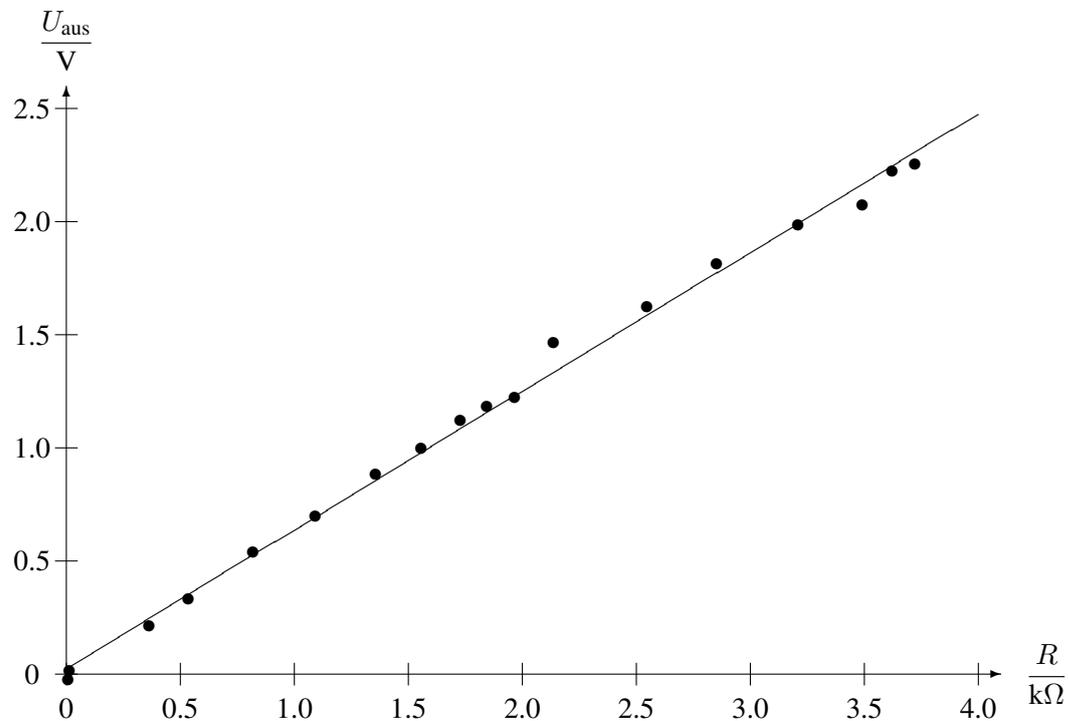


Fig. 2.1: Ausgangskennlinie des Lock-In-Verstärkers. Am Eingang des Verstärkers ist ein Potentiometer angeschlossen, der mit der Taktspannung des Lock-In-Verstärkers betrieben wird. Die Ausgangsspannung ist proportional zum eingestellten Widerstand des Potentiometers.

3. PROBENSTAB

Das Herzstück des Messaufbaus ist der Probenstab. Dieser besteht im Wesentlichen aus den in den folgenden Unterkapiteln aufgeführten folgenden Teilen.



Fig. 3.1: Zusammengebauter Probenstab

3.1 Probenhalter

Die erste Idee für die Realisierung des Probenhalters war es, ein herkömmliches Chip-Carier-System zu verwenden. Aber leider war trotz intensiver Recherche keines zu finden, welches einerseits genug Platz bietet für die Siliziumproben mit den Abmessungen 5×6.5 mm, aber andererseits nicht breiter als die im Kryostaten verfügbaren 10 mm ist. Deshalb musste eine eigene Lösung zur Befestigung der Proben im Kryostaten gefunden werden, welches im Folgenden beschrieben ist:

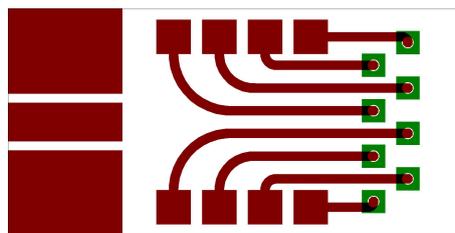


Fig. 3.2: Layout des Probenhalters (Maßstab 3 : 1). Die Probe wird in die Mitte des Probenhalters (über die Leiterbahnen) geklebt. Links sind die Pads für den SMP-Stecker, oben und unten die Bonding-Pads für die Gleichstromkontakte und rechts werden die Drähte zum Stecker angelötet.

Als Probenhalter fungiert eine *FR-4*-Leiterplatte mit der Größe 10×20 mm, der Substratdicke 1.5 mm und einer beidseitigen Kaschierung von $35 \mu\text{m}$. Die Kupferschicht auf der Oberseite erhält das Layout nach Fig. 3.2, während die Kupferschicht auf der Unterseite als Massefläche erhalten bleibt.

In die Mitte des Probenhalters wird der zu untersuchende Silizium-Probe aufgeklebt. Zur elektrischen Kontaktierung für Widerstandsmessungen der Probe werden die acht Kontakte an der oberen

bzw. unteren Kante des Probenhalter auf die Probe gebondet. Außerdem befindet sich auf dem Probenhalter eine 5 mm lange Mikrowellenleitung (Coplanar waveguide), welche ebenfalls durch einen Bonddraht mit der Probe verbunden wird. Zugeführt wird das Mikrowellensignal durch einen auf die Leiterplatte aufgelöteten *SMP*-Stecker¹.

Die Mikrowellenleitung wurde mit *AppCAD Version 3.0.2* von AGILENT TECHNOLOGIES [33] optimiert. Diese Optimierung ergab für die Breite des Innenleiters $b = 1.7$ mm und den Abstand zu den Außenleitern $a = 0.4$ mm die Impedanz $Z = 49.5 \Omega$. Das *FR-4*-Leiterplattenmaterial hat die relative Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 4.6$. Durch das Streufeld, das teilweise in der Luft liegt, ergibt sich eine effektive Dielektrizitätszahl $\epsilon_{\text{eff}} = 2.87$. Hieraus ergibt sich die elektrische Länge der Mikrowellenleitung $\ell_{\text{elektrisch}} = 5 \text{ mm} \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = 8.47 \text{ mm}$.

Zur Wahl des Leiterplattenmaterials wurde die Dämpfung der Mikrowellenleitung für *FR-4* und *Teflon* bestimmt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 3.1 aufgetragen. Zur Berechnung wurde Formel A.12 verwendet, die im Anhang A auf Seite 27 f. hergeleitet wird. Die Berechnungen ergaben für *FR-4*-Leiterplattenmaterial die Dämpfung $A' = 0.20$ dB und für *Teflon*-Leiterplattenmaterial $A' = 0.007$ dB. Da im gesamten System weitere Dämpfungen auftreten², kann die Dämpfung des Leiterplatte vernachlässigt werden. Deshalb – und auf Grund des geringeren Preises und der besseren Verfügbarkeit – fiel die Wahl auf *FR-4*-Leiterplattenmaterial.

Material		<i>FR-4</i>	<i>Teflon</i>
Breite	b	1.7 mm	2.1 mm
Abstand Innenleiter zu Außenleiter	a	0.4 mm	0.4 mm
Dicke der Kupferlage	d	35 μm	35 μm
Substratdicke	h	1.5 mm	1.5 mm
relative Dielektrizitätskonstante	ϵ_r	4.6	2.1
Verlustfaktor	$\tan \delta$	0.02	0.0002
Dämpfung	A'	0.20 dB	0.007 dB

Tab. 3.1: Vergleich verschiedener Leiterplattenmaterialien für Mikrowellenleitungen (jeweils bei der Länge $\ell = 5$ mm, der Frequenz $f = 10$ GHz und dem spezifischen Leitwert der Kupferauflage $\kappa = 56 \cdot 10^6$ S/m)

Für die Mikrowellenleitung sind Impedanzen im Bereich $Z = 40 \dots 60 \Omega$ akzeptabel, da hierdurch die zusätzlichen Verluste durch die Fehlanpassung maximal 0.05 dB betragen und auch die Rückflußdämpfung des reflektierten Signals beträgt noch etwa 20 dB. Eine TDR-Messung³ an der Fachhochschule Konstanz bestätigte: Die Mikrowellenleitung hat in etwa die Impedanz $Z = 50 \Omega$. Allerdings ist eine Impedanz-Abweichung im Bonddraht zwischen Mikrowellenleitung und Probe festzustellen.

Der Probenhalter wird durch eine Abdeckkappe aus Messing (Abbildung G.3 auf Seite 46) geschützt. Die Abdeckkappe wird mit einem Bajonettverschluss am Edelstahlrohr befestigt.

3.2 Edelstahlrohr

Um den Probenhalter mechanisch zu befestigen und um die Zuleitungen zu führen dient ein Edelstahlrohr (Länge 700 mm, Außendurchmesser 10 mm, Wandstärke 0.3 mm, Abbildung G.3 auf Seite

¹ Genauer Typ ROSENBERGER 19S202-40ME4 [24]

² Semi-Rigid-Kabel im Probenrohr 2.2 dB, flexibles Kabel vom Probenstab zum Mikrowellengenerator 0.5 ... 2.0 dB, Übergangsverluste in den drei nötigen Mikrowellen-Steckverbindern jeweils bis zu 0.1 dB. Zusammen ergibt das eine Dämpfung von etwa 2.7 ... 4.5 dB.

³ TDR: Time Domain Reflectometry, Impulsreflektometrie

46).

Am unteren Ende des Edelstahlrohres befindet sich ein eigens für diesen Zweck entwickelter Stecker aus *Macor*. Die Stifte fuer seine acht Kontakte wurden einer 15-poligen *Sub-D*-Buchse entnommen. Angeschlossen sind die Kontakte über abgeschirmte Konstantanleitungen. In der Mitte des Steckers befindet sich eine Bohrung, in welcher die *SMP*-Steckverbindung der Mikrowellenleitung exakt Platz findet.

Im Inneren des Rohrs verläuft zentral als Mikrowellenleitung eine Semi-Rigid-Kabel *MICRO-COAX UT 85-C*,⁴ welches am oberen Ende eine *SMA*-Buchse und am unteren Ende eine *SMP*-Buchse hat. Auf das Semi-Rigid-Kabel ist eine Heizspule aus Konstantan gewickelt. Sie hat einen Widerstand $R_{\text{Heiz}} = 104.5 \Omega$; bei einer Spannung $U = 10 \text{ V}$ ergibt dies eine Heizleistung $P_{\text{Heiz}} = U^2/R_{\text{Heiz}} = 0.957 \text{ W} \approx 1 \text{ W}$. Ebenfalls direkt auf dem Semi-Rigid-Kabel sitzt der *Cernox*-Temperatursensor. Der Widerstand des Sensors wird über eine Vierdrahtmessung bestimmt. Die vier Zuleitungsdrähte sind ebenfalls abgeschirmte Konstantandrähte.

- am unteren Ende befinden sich ein Stecker (kombiniert: acht Gleichstrom- und ein Mikrowellenkontakt⁵, sowie zwei Stifte für den Bajonettverschluss der Abdeckkappe. Innerhalb des Rohres befinden sich acht Konstantandrähte (Abgeschirmtes Twisted-Pair-Kabel, Schirmaußendurchmesser 0.9 mm, Drahtdurchmesser $< 0.1 \text{ mm}$, Widerstand: 50Ω), das Koaxkabel für die Mikrowellen, eine Heizspule⁶ und der *Cernox*-Sensor zur Temperaturmessung.
- Messing-Abdeckkappe, welche den Probenhalter vor mechanischen Beanspruchungen schützt.
- Quetschverschraubung um den Probenstab vakuumdicht in den Kryostaten zu montieren.
 - Zwei 10-polige Buchsen *LEMO ERA 3S*. Eine Buchse für Messkontakte, eine Buchse für Temperaturmessung und Heizung.
 - Quetschverschraubung um Probenstab am Anschlusskasten zu befestigen. Elektrisch leitend.
 - Quetschverschraubung um Semi-Rigid-Kabel aus dem Anschlusskasten zu führen. Hierfür originales Plastikklemmteil durch ein Kupferdrehteil ersetzt.
- Problem: Gleichstromkontakte so in den Stecker einzukleben, dass sie absolut zuverlässig halten, da man an sie nicht mehr herankommt, sobald der Stecker in den Probenstab eingeklebt ist.

Zum Schluss wurde das untere Ende des Edelstahlrohres mit *Stycast*, einem speziellen Epoxydharz für Tieftemperaturanwendungen, vergossen.

3.3 Anschlusskasten

Der Anschlusskasten besteht aus einem Aluminiumgehäuse *Euromas A 105* der Firma BOPLA [11]. An der Unterseite ist eine Quetschverschraubung zur Fixierung des Probenstabes angebracht. An den beiden Seitenflächen befindet sich jeweils eine 10-polige Buchse *LEMO ERA 3S*. Die linke Buchse

⁴ Freundlicherweise kostenlos zur Verfügung gestellt von der Firma ELSPEC, Dank an Frau Kamrad.

⁵ Gleichstromkontakte: Stifte aus 15 poliger *Sub-D*-Buchse, Mikrowellenkontakt: *SMP*-Stecker

⁶ ca. 5 m Konstantan mit ca. $30 \Omega/\text{m}$, davon 3 m als Heizwendel bifilar aufgewickelt, die restlichen 2 m als Zuleitung. Gemessener Gesamtwiderstand, incl. Zuleitungen: 151.9Ω (Vierdrahtmessung)

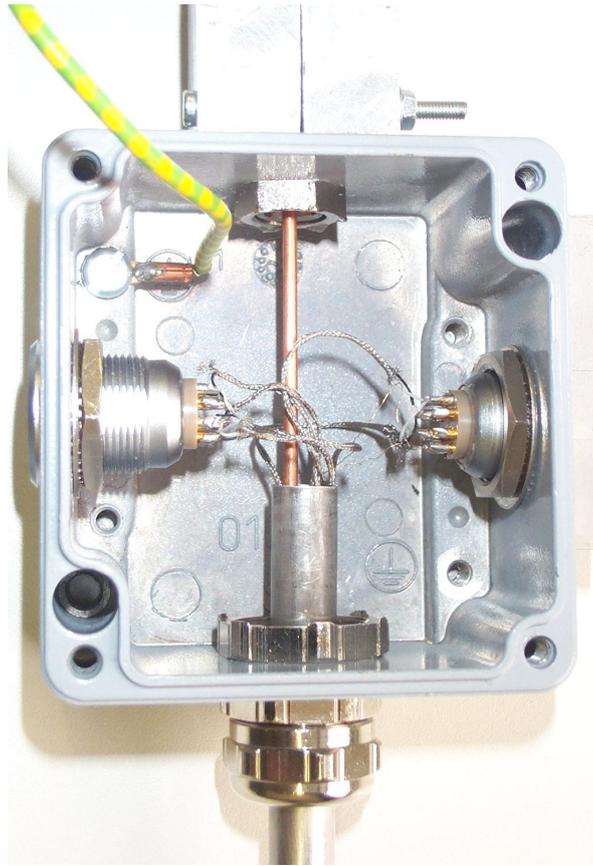


Fig. 3.3: Blick in den Anschlusskasten

ist verbunden mit dem Stecker am unteren Ende des Probenhalter (die Anschlussbelegung zeigt Tabelle 3.2, mit der rechten Buchse sind der *Cernox*-Sensor und die Heizwendel verbunden (Tabelle 3.3). An der Oberseite befindet sich zur Halterung des Semi-Rigid-Kabel ebenfalls eine Quetschverschraubung, die allerdings etwas kleiner ist und außerdem durch ein spezielles, aus Kupfer gedrehtes Teil (siehe Abbildung G.2 auf Seite 45) modifiziert wurde, um einen guten elektrischen Kontakt zu erhalten. Dies ist nötig, damit die gute Schirmwirkung des Anschlusskastens gegen hochfrequente Störsignale erhalten bleibt.

3.4 Quetschverschraubung

Um den Probenstab vakuumdicht so einzubauen, dass die Eintauchtiefe in den Kryostaten verändert werden kann, ist eine Quetschverschraubung erforderlich. Diese Quetschverschraubung besteht aus den folgenden vier Teilen:

- Teil 1 trägt am unteren Ende einen Vakuum-Kleinflansch *DN 25* und am oberen Ende ein *M20x1.5*-Feingewinde. Zentral verläuft eine Bohrung, in die der Probenstab gesteckt wird. (Abbildung G.4 auf Seite 47).
- Teil 2 wird in Teil 1 eingesetzt und drückt so den zwischen den beiden Teilen liegenden Dicht-ring zusammen (Abbildung G.5 auf Seite 48).

- Teil 3 hat ein M20x1.5-Feingewinde und wird auf Teil 1 geschraubt, um so Teil 1, Teil 2 und den Dichtring zusammenzupressen.
- Dichtring, der einerseits eng um den Probenstab anliegt und andererseits zwischen Teil 1 und Teil 2 fixiert wird, um an dieser Stelle die Dichtigkeit zu gewährleisten.

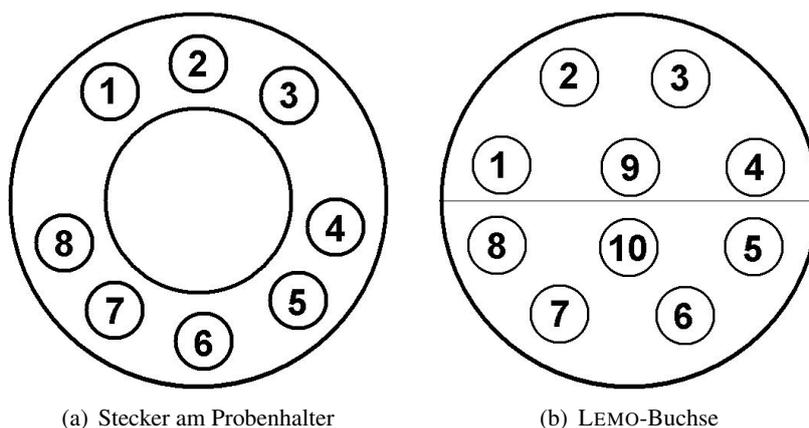


Fig. 3.4: Numerierung der Kontakte an den Steckverbindern (Blick auf die Lötkontakte)

Probenhalter Pin	LEMO Pin	Aderpaar	Farbe
1	1	1	schwarz
2	2	1	weiß
3	9	2	schwarz
4	4	2	weiß
5	5	3	schwarz
6	10	3	weiß
7	7	4	schwarz
8	8	4	weiß

Tab. 3.2: Anschluss-Schema Stecker am Probenhalter und LEMO-Stecker

3.5 Probleme

- Steckerteil mechanisch zu instabil
- keine Zugentlastung an den Konstantdrähten, Abschirmung Durchmesser > 1 mm, aber Innenleiter < 0.1 mm

LEMO Pin	Belegung
1	Cernox schwarz 1
2	Cernox weiß 1
3	Cernox weiß 2
4	
5	
6	Heizung
7	Heizung
8	
9	Cernox schwarz 2
10	

Tab. 3.3: Anschluss-Schema LEMO-Stecker

4. WEITERE TÄTIGKEITEN

Meine Hauptaufgabe ist es, oben beschriebene Messapparatur zu entwickeln, die elektronischen Komponenten selbst zu fertigen und genaue Zeichnungen der mechanischen Komponenten zu erstellen, die in den wissenschaftlichen Werkstätten der Universität angefertigt wurden.

- Recherche + Bestellung Bauteile
- den Kollegen helfen, z.B.
 - Türkontakte an Röntgenschutzbox (Erwin)
 - Abschirmungsprobleme lösen (Christian)
 - Änderung an Schaltung von Steuerteil (Markus)

4.1 Temperaturmessung an SMD-Widerständen

Auf den Proben sollen als Abschlusswiderstand für die Mikrowellen SMD-Widerstände eingesetzt werden. Allerdings haben die Hersteller dieser Widerstände keinerlei Erfahrung, wie sich die elektrischen Eigenschaften der Widerstände bei Temperaturen unterhalb des üblichen, spezifizierten Temperaturbereichs ($-55\text{ °C} \dots +125\text{ °C}$) verändern.

Um das Tieftemperaturverhalten zu untersuchen, wurde ein SMD-Widerstand langsam von Raumtemperatur bis auf etwa 86 K (-187 °C) unter Verwendung von flüssigen Stickstoff¹ langsam abgekühlt. Im Rahmen der Messgenauigkeit zeigte sich kaum eine Änderung des Widerstandes mit sinkender Temperatur. Die Temperatur wurde durch die Änderung des Widerstandes eines *PT-100*-Temperatursensor gemessen, der zusammen mit dem SMD-Widerstand abgekühlt wurde.

Die Widerstandswerte wurden mit zwei Multimetern gemessen, die manuell abgelesen wurden. Dadurch ergab sich aber das Problem, dass die Messungen am SMD-Widerstand und am Temperatursensor nicht gleichzeitig, sondern nur abwechselnd erfolgen konnte. Hierdurch konnte keine vernünftige Temperaturkurve ermittelt werden, da sich die Temperatur schnell änderte. Aber eine Aussage war dennoch möglich: die Änderung des Widerstandes war sehr gering: Von den $50.87\ \Omega$ bei Raumtemperatur änderte sich der Widerstand bei Abkühlung nur im Bereich $50.80 \dots 51.53\ \Omega$.

4.2 Messverstärker

Zusätzlich zu dem *Cernox*-Sensor befindet sich ein Thermoelement als zweiter Temperaturfühler im Kryostaten. Die vom Thermoelement abgegebene Thermospannung beträgt allerdings nur wenige Millivolt. Um diese Spannung über eine Analog-Digital-Wandlerkarte in den Computer einzulesen, muss sie allerdings noch verstärkt werden.

Zu diesem Zweck wurde nichtinvertierender *U/U*-Verstärker mit einem Operationverstärker *OPA27* [30] aufgebaut. Durch die Rückkopplung ergibt sich eine Verstärkung $G = 1000$ bzw. $G' = 20\text{ dB}$.

¹ Schmelztemperatur von flüssigem Stickstoff: 77 K (-196 °C)

$\log G = 60$ dB. Der Verstärker wurde zwischen 100 Hz und 10 kHz vermessen. Die Ergebnisse zeigen die beiden folgenden Diagramme:

Fig. 4.1 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers. Es lässt sich eine Grenzfrequenz $f_{3\text{dB}} \approx 8$ kHz ablesen.

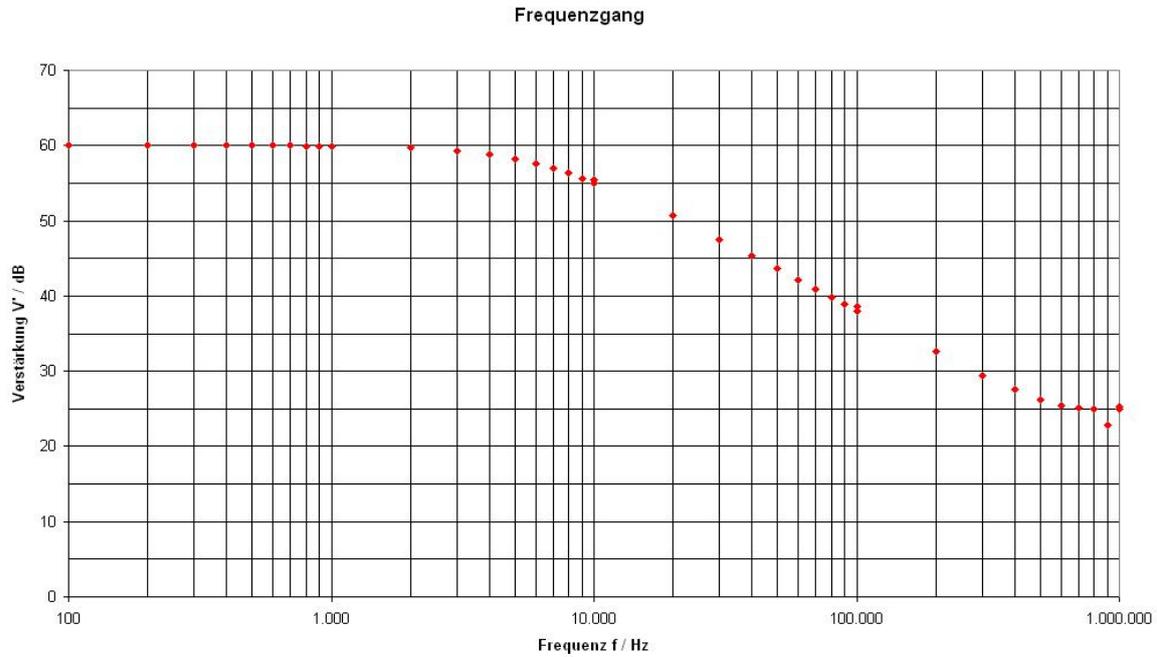


Fig. 4.1: Frequenzgang

Fig. 4.2 zeigt das Verhältnis $U_{\text{aus}}/U_{\text{ein}}$ bei den Frequenzen 100 Hz, 1 kHz und 10 kHz. Wie auch der Frequenzgang zeigt, ist nur ein kaum messbarer Unterschied der Verstärkung zwischen 100 Hz und 1 kHz. Außerdem zeigt sich ab $U_{\text{ein}} \approx 11$ mV, entsprechend $U_{\text{aus}} \approx 11$ V, die Kennlinie abflacht. Dies ist mit der Sättigung des Operationsverstärkers zu erklären.

4.3 Mikrowellenteile

4.3.1 Semi-Rigid-Kabel

Anforderungen, zum Teil widersprüchlich

- möglichst dick, da die Verluste mit zunehmendem Durchmesser abnehmen
- möglichst dünn, da im Probenstab (Innendurchmesser 9,4 mm) nur sehr wenig Platz vorhanden ist und damit gleichzeitig die Cut-Off-Frequenz möglichst hoch liegt
- bei Kabel dicker als *UT 085*, also z.B. *UT 141* würde ein anderer Typ von *SMP*-Buchsen am Kabel nötig, der einen größeren Durchmesser hätte und somit den 8 Gleichstromkontakten im Weg wäre
- nur aus nichtmagnetischen Materialien (also kein Eisenkern)

ausgewählt: *UT 085-C*, Länge 800 mm als kostenloses Musterstück der Firma *ELSPEC*

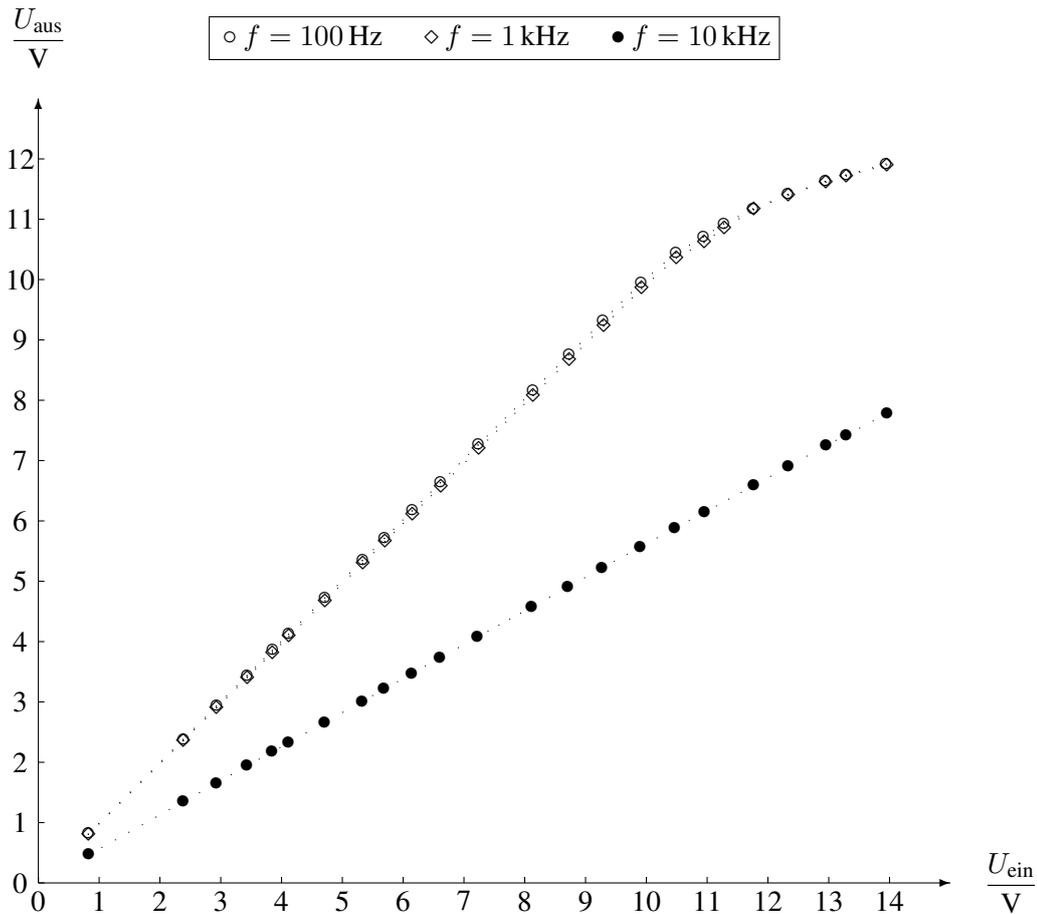


Fig. 4.2: Frequenzabhängigkeit der Kennlinie. Zwischen 100 Hz und 1 kHz ist kaum ein Unterschied auszumachen, wohingegen 10 kHz bereits relativ stark gedämpft ist. Außerdem ist gut die Sättigung des Verstärkers ab etwa 11 V Eingangsspannung zu erkennen.

4.3.2 Flexibles Kabel

Um den Probenstab an den Mikrowellengenerator anzuschließen, wird ein Koaxialkabel benötigt, das die folgenden Spezifikationen erfüllt:

- möglichst geringe Dämpfung ($G' \leq 2 \text{ dB/m}$ bei 18 GHz)
- Cut-Off-Frequenz $f_C \geq 18 \text{ GHz}$ (optimal 26.5 GHz)
- Länge: 1 m
- auf beiden Seiten SMA-Stecker

Auf diesen Spezifikationen beruhend wurden von einigen Herstellern Angebote eingeholt. Die Ergebnisse dieser Recherche sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

4.3.3 Isolator

In einem späteren Weiterentwicklungsschritt der Messapparatur soll der Abschlusswiderstand auf dem Probenhalter durch einen gezielten Kurzschluss ersetzt werden. So wird der größte Teil der Mikro-

Hersteller und Bezeichnung	Durchmesser mm	f_c GHz	Dämpfung bei		Preis
			10 GHz dB/m	18 GHz dB/m	
ELSPEC <i>SS-402</i>	4.12	18	1.5	2.0	108.35 €
MICRO-COAX <i>UFA210A</i>	5.33	26.5	0.89	1.25	180.66 \$
ROSENBERGER MICRO-COAX <i>UFA210A</i>	5.33	26.5	0.89	1.25	115.00 €
STORM <i>Phasemaster .190"</i>	4.83	26.5	0.94	1.29	330.10 \$
SUHNER <i>Sucoflex 101</i>	3.5	50	1.45	1.99	
SUHNER <i>Sucoflex 102</i>	3.75	46	1.24	1.70	
SUHNER <i>Sucoflex 103</i>	4.4	33	0.97	1.33	259.77 €
SUHNER <i>Sucoflex 104</i>	5.5	26.5	0.80	1.10	254.31 €
SUHNER <i>Sucoflex 106</i>	7.9	18	0.55	0.76	447.09 €
Preise incl. eventueller Mindermengenzuschläge					

Tab. 4.1: Angebote flexibles Koaxkabel

wellenleistung wieder vom Messobjekt wegreflektiert anstatt im Abschlusswiderstand in Wärme umgesetzt zu werden. Dadurch wird es möglich, mit dem Kryostaten tiefere Temperaturen zu erreichen.

Die reflektierte Leistung schadet aber nun wiederum den Mikrowellengenerator; deshalb soll ein Isolator eingesetzt werden, um den Mikrowellengenerator zu schützen.

Hersteller und Bezeichnung	f / GHz	Isolation	Insertion Loss	Typ
DORADO <i>4IDB13-1</i>	8.0–18.0	≥ 18 dB	≤ 1.3 dB	Drop-in
MICA MICROWAVE <i>DFN1900-T0410</i>	4.0–8.0	≥ 17 dB	≤ 0.7 dB	komplett
MICA MICROWAVE <i>DFN1300-T0610</i>	6.0–18.0	≥ 13 dB	≤ 1.2 dB	komplett
MICA MICROWAVE <i>DFN1300-T0810</i>	8.0–18.0	≥ 15 dB	≤ 1.0 dB	komplett
PASTERNAK <i>PE8302</i>	4.0–8.0	≥ 18 dB	≤ 0.6 dB	komplett
PASTERNAK <i>PE8303</i>	7.0–12.4	≥ 20 dB	≤ 0.6 dB	komplett
PASTERNAK <i>PE8304</i>	8.0–18.0	≥ 16 dB	≤ 0.6 dB	komplett

Tab. 4.2: Einige infragekommene Isolatoren

5. RESUMEE

Ich bedanke mich bei Prof. Dr. Ulrich Rüdiger für das erfolgreiche „Experiment“, an seinem Lehrstuhl zum ersten Mal einen Studenten der Fachhochschule für ein halbes Jahr als Praktikant an seinem Lehrstuhl aufzunehmen.

Besonders bedanken möchte ich mich bei meinem Betreuer Dipl. Phys. Daniel Bedau für die Unterstützung und das geduldige Beantworten all meiner Fragen.

Für die angenehme Arbeitsatmosphäre sorgten alle Mitarbeiter am Lehrstuhl Rüdiger, insbesondere aber meine beiden Bürokollegen Dipl. Phys. Markus Laufenberg und Dipl. Phys. Ing. (FH) Erwin Biegger.

Freundlich unterstützt bei den TDR-Messungen wurde ich von Dipl. Ing. (FH) Michael Lüth von der Fachhochschule Konstanz. Auch hierfür vielen Dank.

Das Praktikum bot mir, wie ich gehofft hatte, eine gute Gelegenheit, aktuelle Forschungsarbeit „hautnah“ mitzuerleben; auch welche vielfältigen praktischen Probleme gelöst werden müssen, bevor ein neues Forschungsergebnis erzielt werden können.

Meine Aufgaben während des Praktikums waren sehr vielseitig: es waren nicht nur elektronische Probleme zu lösen, sondern auch mechanische. Das Aufgabenspektrum reichte vom Entwickeln niederfrequenten Schaltungen, wie zum Beispiel des Lock-In-Verstärkers, bis zur Berechnung von Mikrowellenleitungen, welche auch noch bei einigen Gigahertz einwandfrei funktionieren sollen.

Ein besonderes Highlight war der Besuch der *Swiss Light Source* am *Paul-Scherrer-Institut*, einem Synchrotron in Villigen.

ANHANG

A. DÄMPFUNG EINER LEITUNG

Im folgenden soll eine Näherungsgleichung für die (logarithmisierte) Dämpfung A' einer Mikrowellenleitung in Abhängigkeit von den Abmessungen (Länge ℓ und Breite b), der Materialeigenschaften (Leitfähigkeit κ , Dielektrizitätszahl ε_r und Verlustfaktor $\tan \delta$) und der Frequenz f gefunden werden. Die verwendeten Formeln stammen aus [5, Kapitel 2.2 und 2.5] und [6, Kapitel 3].

Ansatz: Allgemeine Dämpfung einer Leitung.

Verhältnis Ausgangsleistung zu Eingangsleistung P_2/P_1 , Dämpfungskoeffizient α , Länge ℓ

$$P_2/P_1 = \exp(-2 \cdot \alpha \cdot \ell) \quad (\text{A.1})$$

Eindringtiefe t_{Skin} von hochfrequenten Strömen in einen Leiter (Skineneffekt): Leitfähigkeit κ , Frequenz f , magnetischen Permeabilität $\mu_0 \cdot \mu_r = \mu$

$$t_{\text{Skin}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \kappa \cdot \mu \cdot f}} \quad (\text{A.2})$$

Für eine Leiterbreite b ergibt sich hieraus ein Widerstandsbelag auf Grund des Skineneffekts R'_{Skin} von

$$\begin{aligned} R'_{\text{Skin}} &= \frac{R}{\ell} = \frac{\ell}{\kappa \cdot t_{\text{Skin}} \cdot b} \cdot \frac{1}{\ell} \\ &= \frac{\sqrt{\pi \cdot \kappa \cdot \mu \cdot f}}{\kappa \cdot b} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Bezogen auf den Wellenwiderstand der Leitung Z_L ergibt sich eine durch den Skineneffekt hervorgerufene Dämpfung von α_{Skin}

$$\alpha_{\text{Skin}} = \frac{R'_{\text{Skin}}}{2 \cdot Z_L} = \frac{1}{2 \cdot Z_L \cdot b} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot \mu \cdot f}{\kappa}} \quad (\text{A.4})$$

Zusätzlich zum Skin-Effekt bringen auch noch das Dielektrikum zwischen den beiden Leitern der Leitung ein. Die Verluste werden mit dem Verlustwinkel $\tan \delta$ ausgedrückt. Damit ergibt sich ein Dämpfungsbeitrag α_{Diel}

$$\alpha_{\text{Diel}} = \frac{\pi}{\lambda} \cdot \tan \delta = \frac{\pi \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}}{c_0} \cdot \tan \delta \quad (\text{A.5})$$

Die gesamte Dämpfung α ergibt sich aus der Summe der Dämpfungsbeiträge α_{Skin} und α_{Diel}

$$\alpha = \alpha_{\text{Skin}} + \alpha_{\text{Diel}} \quad (\text{A.6})$$

Eingesetzt in Gleichung 3.1 ergibt sich

$$P_2/P_1 = \exp \left(-2 \cdot \ell \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot Z_L \cdot b} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot \mu \cdot f}{\kappa}} + \frac{\pi \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}}{c_0} \cdot \tan \delta \right) \right) \quad (\text{A.7})$$

Im Folgenden wird der komplette Ausdruck innerhalb der äußeren Klammer durch X substituiert.

$$X = -2 \cdot \ell \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot Z_L \cdot b} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot \mu \cdot f}{\kappa}} + \frac{\pi \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}}{c_0} \cdot \tan \delta \right) \quad (\text{A.8})$$

Die Umformung in Dezibel-Schreibweise liefert:

$$\begin{aligned} P_2/P_1 &= \exp X \\ \ln P_2/P_1 &= \ln \exp X \\ \frac{\lg P_2/P_1}{\lg e} &= X \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Erweiterung mit der Pseudoeinheit 10 dB

$$A' := 10 \text{ dB} \cdot \lg P_2/P_1 = 10 \text{ dB} \cdot X \cdot \lg e \quad (\text{A.10})$$

Durch Rücksubstitution von X ergibt sich schließlich

$$A' = -20 \text{ dB} \cdot \ell \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot Z_L \cdot b} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot \mu \cdot f}{\kappa}} + \frac{\pi \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}}{c_0} \cdot \tan \delta \right) \cdot \lg e \quad (\text{A.11})$$

$$A' = -8.6859 \text{ dB} \cdot \ell \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot Z_L \cdot b} \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot \mu \cdot f}{\kappa}} + \frac{\pi \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}}{c_0} \cdot \tan \delta \right) \quad (\text{A.12})$$

B. ABKÜRZUNGSLISTE

CMOS	Complementary Metall Oxide Semiconductor, Komplementäre Metalloxid-Halbleiter
DSD	Double balanced Synchronous Detector, Doppelsymmetrischer Synchrondetektor
SMD	Surface Mounted Device, oberflächenmontiertes Bauteil
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis, Simulationsprogramm mit Schwerpunkt für integrierten Schaltkreisen
TDR	Time Domain Reflectometry, Impulsreflektometrie

C. FORMELZEICHEN UND SYMBOLE

A	Dämpfung	$[A] = 1$
A'	Dämpfung (logarithmisiert)	$[A'] = 1 \text{ dB}$
a_{Skin}	Eindringtiefe von hochfrequenten Strömen in einen Leiter ¹	$[a_{\text{Skin}}] = 1 \text{ m}$
b	Breite	$[b] = 1 \text{ m}$
C	Kapazität	$[C] = 1 \text{ F}$
D	Diode	
d	Dicke	$[d] = 1 \text{ m}$
f	Frequenz	$[f] = 1 \text{ Hz}$
$f_{3 \text{ dB}}$	3 dB-Grenzfrequenz	
f_C	Cut-Off-Frequenz	
f_{Osz}	Oszillatorfrequenz	
f_{Takt}	Taktfrequenz	
G	Verstärkung	$[G] = 1$
G'	Verstärkung (logarithmisiert)	$[G'] = 1 \text{ dB}$
h	Höhe	$[h] = 1 \text{ m}$
I	Strom	$[I] = 1 \text{ A}$
IC	Integrierter Schaltkreis	
ℓ	Länge	$[\ell] = 1 \text{ m}$
P	Leistung	$[P] = 1 \text{ W}$
P_2/P_1	Verhältnis Ausgangsleistung zu Eingangsleistung	$[P_2/P_1] = 1$
R	Widerstand	$[R] = 1 \Omega$
R_G	Widerstand, der die Verstärkung G beeinflusst	
R_{INT}	interner Widerstand	
R'_{Skin}	Widerstandsbelag auf Grund des Skineneffekts	$[R'] = 1 \Omega/\text{m}$
$\tan \delta$	Verlustfaktor	$[\tan \delta] = 1$
T	absolute Temperatur	$[T] = 1 \text{ K}$
U	Spannung	$[U] = 1 \text{ V}$
U_{Cernox}	Spannung des <i>Cernox</i> TM -Widerstandes	
U_{aus}	Spannung am Ausgang	
U_{ein}	Spannung am Eingang	
U_{Mess}	Messspannung	
$U_{\text{Mess,pos}}$	positive Messspannung	
$U_{\text{Mess,neg}}$	negative Messspannung	
Z	Wellenwiderstand, Impedanz	$[Z] = 1 \Omega$
Z_L	Leitungsimpedanz	
α	Dämpfungskoeffizient	$[\alpha] = 1/\text{m}$
α_{Diel}	Dämpfung durch dielektrische Verluste	
α_{Skin}	Dämpfung auf Grund des Skineneffekts	
ε_r	Dielektrizitätszahl	$[\varepsilon_r] = 1$

κ	Leitfähigkeit	$[\kappa] = 1 \text{ S/m}$
μ		
μ_0	magnetische Permeabilität	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{A}\cdot\text{m}}$
μ_r	relative Permeabilität	$[\mu_r] = 1$
π	Kreiszahl $\pi = 3.14159265 \dots$	

¹ Skineffekt

D. STROMLAUFPLÄNE

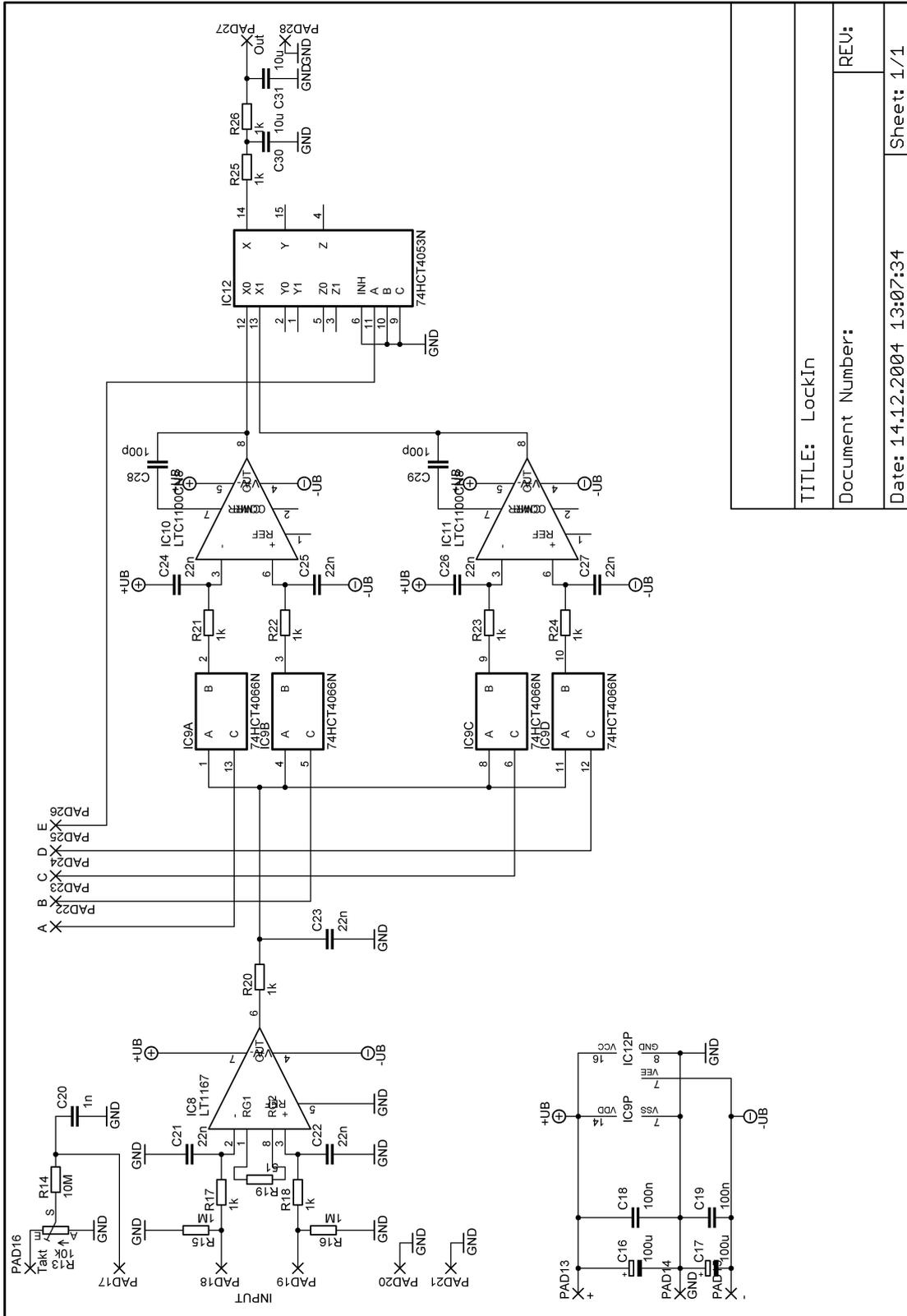


Fig. D.1: Stromlaufplan der Hauptplatine des Lock-In-Verstärkers

TITLE: LockIn
Document Number:
REV:
Date: 14.12.2004 13:07:34
Sheet: 1/1

E. LEITERPLATTENLAYOUTS

Massstab der Leiterplattenlayouts ist in etwa 1:1. Originalgröße der Leiterplatten: 100 mm × 80 mm

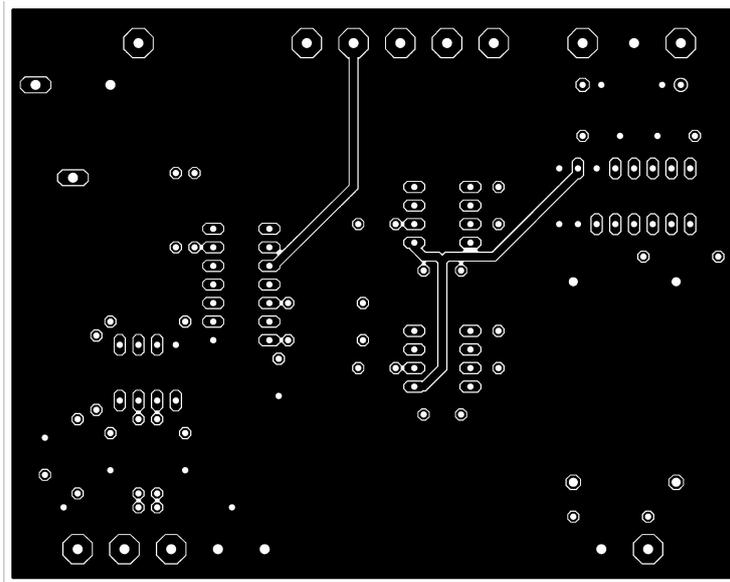


Fig. E.1: Oberseite der Verstärkerplatine des Lock-In-Verstärkers

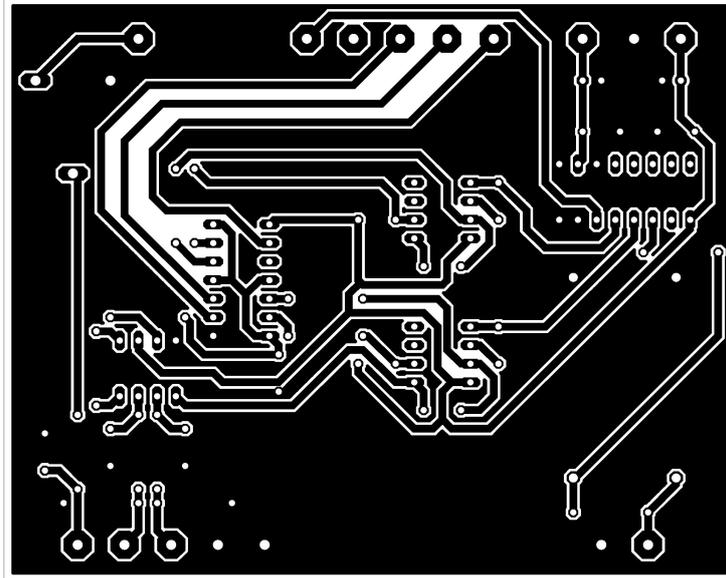


Fig. E.2: Unterseite der Verstärkerplatine des Lock-In-Verstärkers

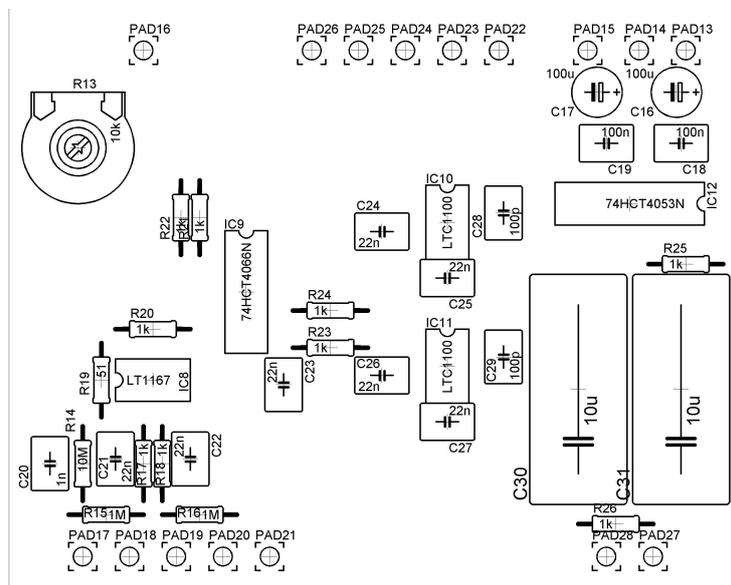


Fig. E.3: Bestückung der Verstärkerplatine des Lock-In-Verstärkers

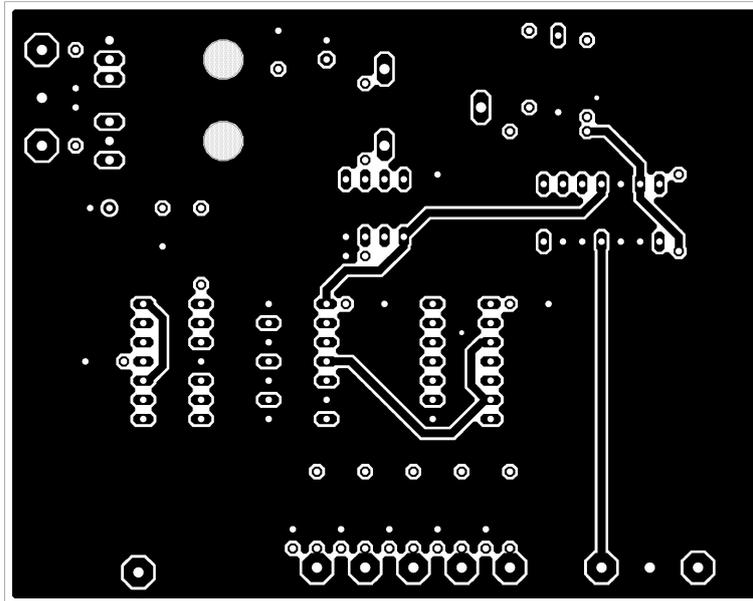


Fig. E.4: Oberseite der Hilfsplatine des Lock-In-Verstärkers

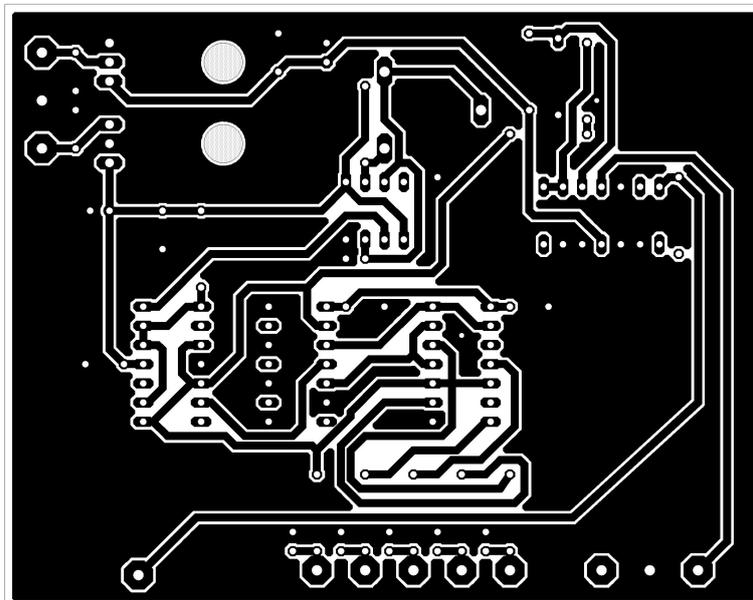


Fig. E.5: Unterseite der Hilfsplatine des Lock-In-Verstärkers

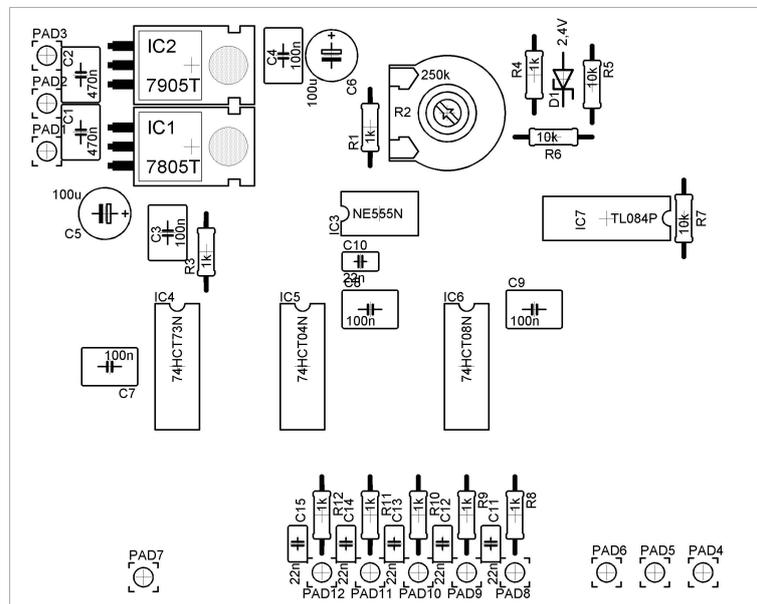


Fig. E.6: Bestückung der Hilfsplatine des Lock-In-Verstärkers

F. STÜCKLISTEN

Bauteil	Wert	Abmessungen/Raster	Anzahl	Bauteilnummern / Bemerkung
R	51 Ω	10 mm	1	R_{19}
R	1 k Ω	10 mm	15	$R_1, R_3, R_4, R_8 - R_{12}, R_{18}, R_{19}, R_{21} - R_{25}$
R	10 k Ω	10 mm	5	$R_5 - R_7, R_{26}, R_{27}$
R	1 M Ω	10 mm	2	R_{16}, R_{18}
R	10 M Ω	10 mm	1	R_{15}
R	10 k Ω	10 mm	2	R_{13}, R_{14}
R	250 k Ω	10 mm	1	R_2
C	100 pF	2.5 mm	2	C_{29}, C_{30}
C	1 nF	2.5 mm	1	C_{21}
C	10 nF	2.5 mm	1	C_{11}
C	22 nF	2.5 mm	14	$C_{10}, C_{11} - C_{16}, C_{22} - C_{28}$
C	100 nF	2.5 mm	7	$C_3, C_4, C_7 - C_9, C_{19}, C_{20}$
C	470 nF	5 mm	2	C_1, C_2
C	1 μ F	5 mm	2	C_{31}, C_{32}
C	100 μ F	6,3x11 2,5	4	C_5, C_6, C_{17}, C_{18}
C	Duko 2.0 nF	3,2 mm	20	Durchführungskondensatoren
D	1N4004	DO-41	4	$D_1 - D_4$
D	ZF 3.3 V	DO-204	1	D_5
IC	74HCT04	DIL-14	1	IC_5
IC	74HCT08	DIL-14	1	IC_6
IC	74HCT73	DIL-14	1	IC_4
IC	74HCT4053	DIL-14	1	IC_{12}
IC	74HCT4066	DIL-14	1	IC_9
IC	7805T	TO-220	1	IC_1
IC	7905T	TO-220	1	IC_2
IC	LT1167	DIP-8	1	IC_8
IC	LTC1100	DIP-8	2	IC_{10}, IC_{11}
IC	NE555	DIP-8	1	IC_3
IC	TL082	DIP-8	2	IC_7, IC_{13}
	IC-Sockel	DIP-8	5	
	IC-Sockel	DIL-14	5	
	Koax-Buchse	BNC UG 1094U	4	

Tab. F.1: Stückliste Lock-In-Verstärker

G. TECHNISCHE ZEICHNUNGEN

Auf den folgenden Seiten sind die technischen Zeichnungen der von mir konstruierten mechanischen Bauelemente dargestellt. Auf Grund der Übernahme in diesen Bericht sind die Zeichnungen nicht mehr im angegebenen Masstab von 1:1.

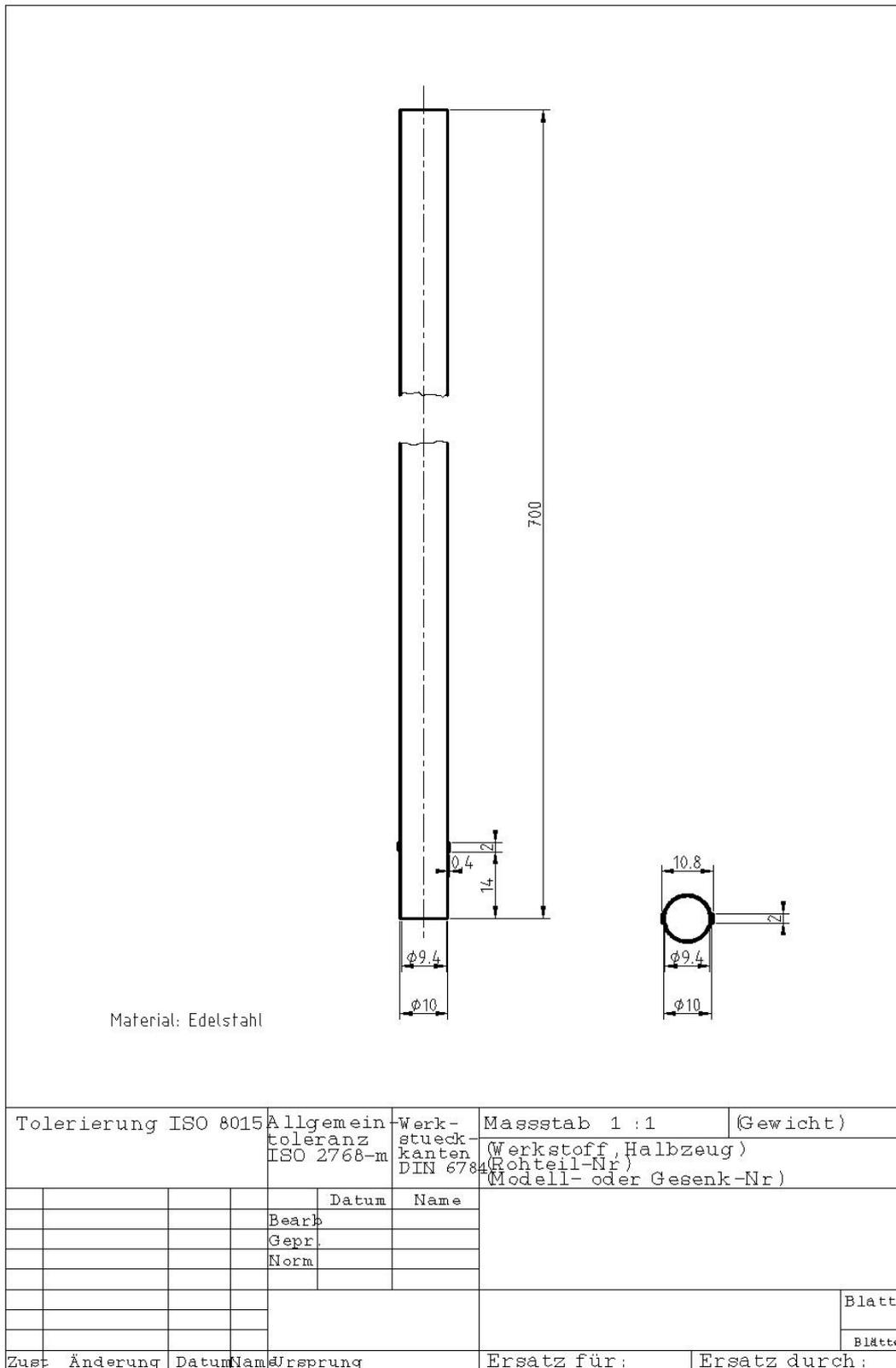
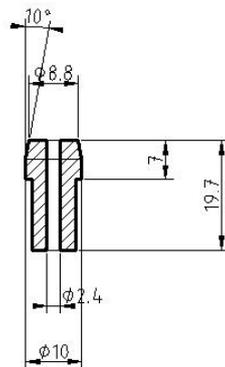
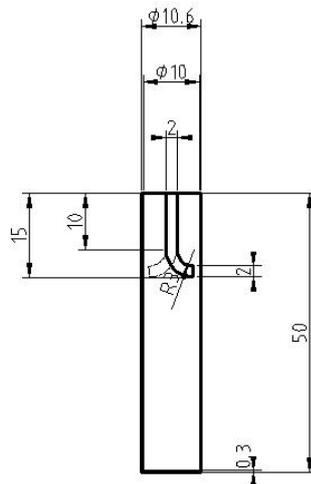


Fig. G.1: Probenstab



Tolerierung ISO 8015		Allgemein- toleranz ISO 2768-m		Werk- stueck- kanten DIN 6784		Massstab 1 : 1		(Gewicht)	
						(Werkstoff, Halbzeug)		(Rohteil-Nr)	
						(Modell- oder Gesenk-Nr)			
				Datum	Name	Kupferteil Quetschverschraubung Anschlusskasten			
				Bearb					
				Gepr.					
				Norm					
									Blatt
									Blätter
Zust	Änderung	Datum	Name	Ursprung		Ersatz für:		Ersatz durch:	

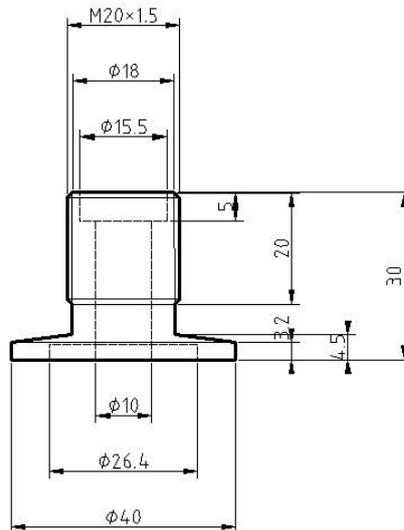
Fig. G.2: Kupferdrehteil für die Quetschverschraubung im Anschlusskasten



Material: Messing

Tolerierung ISO 8015		Allgemein-toleranz ISO 2768-m		Werk-stueck-kanten DIN 6784		Massstab 1 : 1		(Gewicht)	
						Werkstoff, Halbzeug)		(Rohteil-Nr)	
						Modell- oder Gesenk-Nr)			
				Datum	Name	Abdeckkappe			
				Bearb					
				Gepr.					
				Norm					
								Blatt	
								Blätter	
Zust	Änderung	Datum	Nam	Ursprung		Ersatz für :		Ersatz durch :	

Fig. G.3: Abdeckkappe



Material: Aluminium

Tolerierung ISO 8015		Allgemein- toleranz ISO 2768-m		Werk- stueck- kanten DIN 6784		Massstab 1 : 1		(Gewicht)	
						(Werkstoff, Halbzeug)			
						(Rohteil-Nr)			
						(Modell- oder Gesenk-Nr)			
				Datum	Name	Quetschverschraubung Teil 1			
				Bearb.					
				Gepr.					
				Norm					
									Blatt
									Blätter
Zust.	Änderung	Datum	Name	Ursprung		Ersatz für:		Ersatz durch:	

Fig. G.4: Quetschverschraubung (Teil 1)

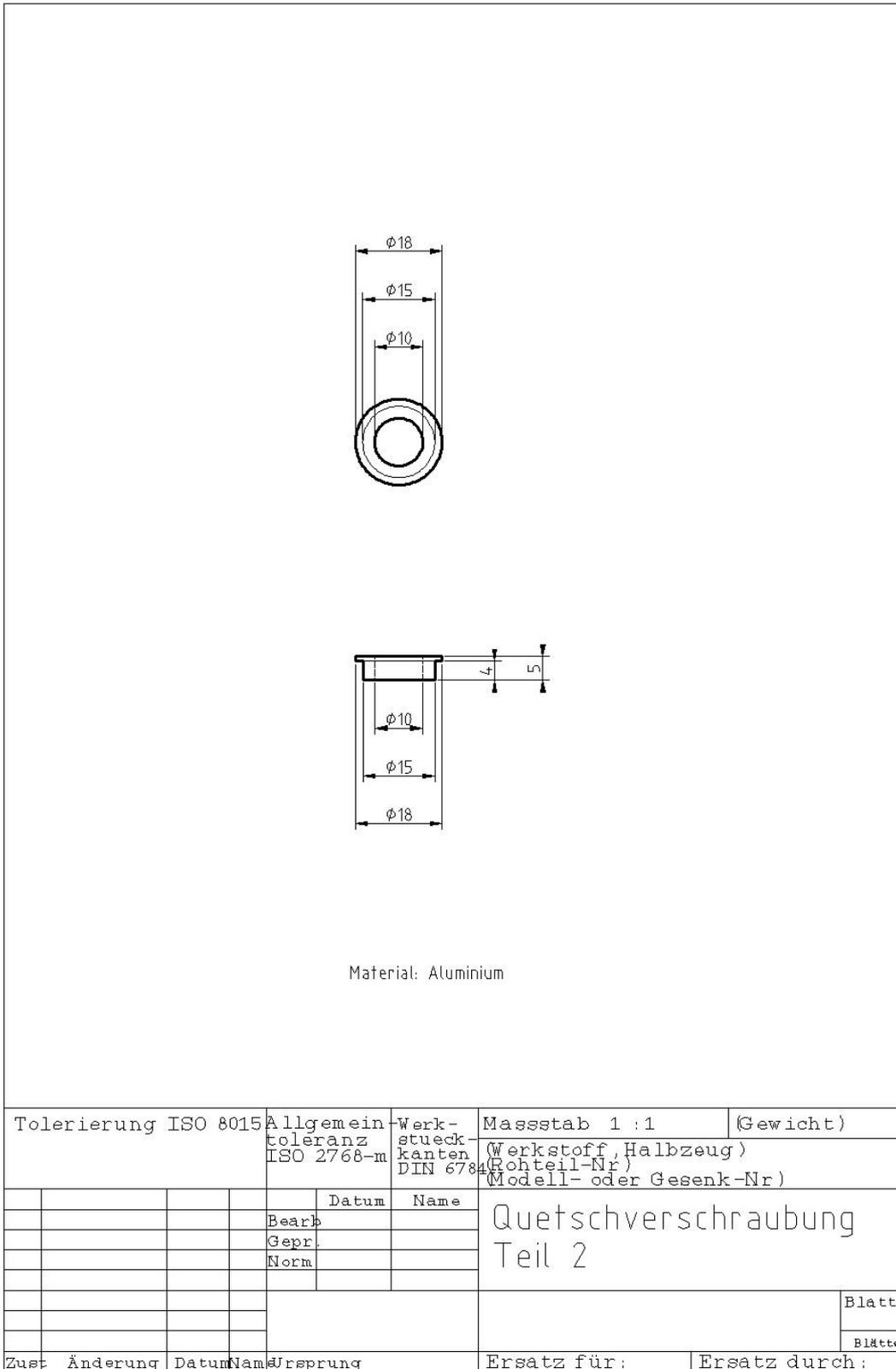


Fig. G.5: Quetschverschraubung (Teil 2)

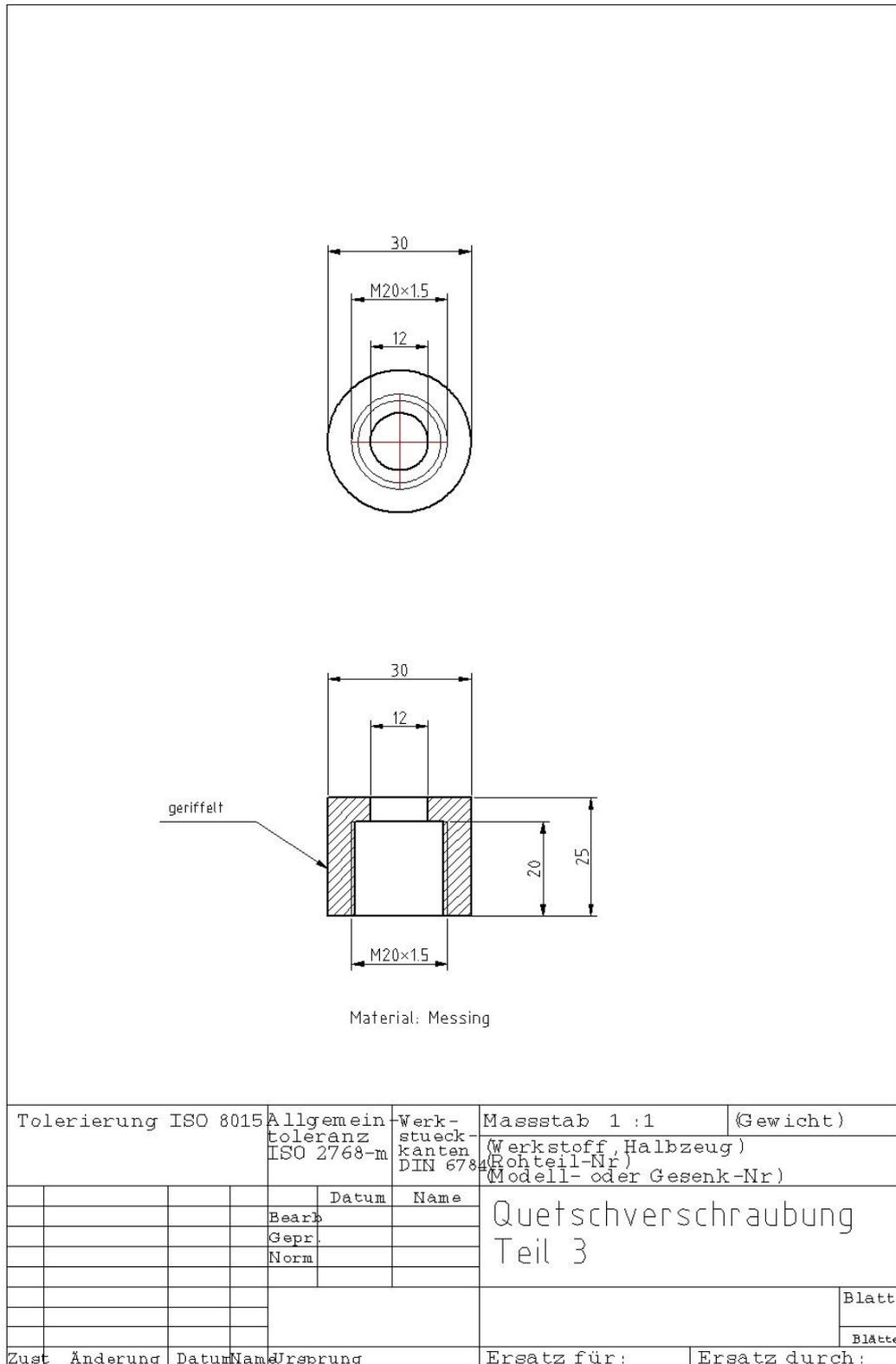


Fig. G.6: Quetschverschraubung (Teil 3)

TABELLENVERZEICHNIS

2.1	Taktgenerierung	10
3.1	Vergleich verschiedener Leiterplattenmaterialien für Mikrowellenleitungen	14
3.2	Anschluss-Schema Stecker am Probenhalter und LEMO-Stecker	17
3.3	Anschluss-Schema LEMO-Stecker	18
4.1	Angebote flexibles Koaxkabel	22
4.2	Einige infragekommene Isolatoren	22
F.1	Stückliste Lock-In-Verstärker	41

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

2.1	Ausgangskennlinie des Lock-In-Verstärkers. Am Eingang des Verstärkers ist ein Potentiometer angeschlossen, der mit der Taktspannung des Lock-In-Verstärkers betrieben wird. Die Ausgangsspannung ist proportional zum eingestellten Widerstand des Potentiometers.	12
3.1	Zusammengebauter Probenstab	13
3.2	Layout des Probenhalters	13
3.3	Blick in den Anschlusskasten	16
3.4	Numerierung der Kontakte an den Steckverbindern	17
4.1	Frequenzgang	20
4.2	Frequenzabhängigkeit der Kennlinie	21
D.1	Stromlaufplan der Hauptplatine des Lock-In-Verstärkers	34
D.2	Stromlaufplan der Hilfsplatine des Lock-In-Verstärkers	35
E.1	Oberseite der Verstärkerplatine des Lock-In-Verstärkers	37
E.2	Unterseite der Verstärkerplatine des Lock-In-Verstärkers	38
E.3	Bestückung der Verstärkerplatine des Lock-In-Verstärkers	38
E.4	Oberseite der Hilfsplatine des Lock-In-Verstärkers	39
E.5	Unterseite der Hilfsplatine des Lock-In-Verstärkers	39
E.6	Bestückung der Hilfsplatine des Lock-In-Verstärkers	40
G.1	Probenstab	44
G.2	Kupferdrehteil für die Quetschverschraubung im Anschlusskasten	45
G.3	Abdeckkappe	46
G.4	Quetschverschraubung (Teil 1)	47
G.5	Quetschverschraubung (Teil 2)	48
G.6	Quetschverschraubung (Teil 3)	49

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] J. F. Sutton, *A low noise synchronous detector*, Review of scientific instruments, Volume 69, Number 6, Juni 1998, Seiten 2561–2565
- [2] M. O. Sonnaillon, F. J. Bonetto *A low-cost, high-performance, digital signal processor-based lock-in amplifier capable of measuring multiple frequency sweeps simultaneously*, Review of scientific instruments, Volume 76, 024703, 2005
- [3] P. Horowitz, W. Hill, *Die Hohe Schule der Elektronik : Teil 1: Analogtechnik*, ELEKTOR-VERLAG, Aachen, 5. Auflage, 2000
- [4] J. Yeager, M. A. Hrusch-Tupta, *Low Level Measurements : Precision DC Current, Voltage and Resistance Measurements*, KEITHLEY INSTRUMENTS, 5th edition
- [5] R. Kremer, *Vorlesungsskript Hochfrequenztechnik*, Fachhochschule Konstanz, Wintersemester 2003/04
- [6] R. Kremer, *Vorlesungsskript Mikrowellentechnik*, Fachhochschule Konstanz, Sommersemester 2004
- [7] Homepage des Lehrstuhls für Magnetische Materialien, Magneto- und Spinelektronik von Prof. Dr. Ulrich Rüdiger:
<http://lsruediger.physik.uni-konstanz.de/Home/>¹

Application Notes

- [8] TEKTRONIX *TDR Impedance Measurements: A Foundation for Signal Integrity*
http://www.tek.com/Masurement/App_Notes/55_14601/eng/55W_14601_0.pdf
- [9] STANFORD RESEARCH SYSTEMS *Application Note #3 : About Lock-In Amplifiers*
<http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/ApplicationNotes/AboutLIAs.pdf>
- [10] PHILIPS SEMICONDUCTORS *Circulators and Isolators, unique passive devices*, Application Note AN 98035
http://www.semiconductors.philips.com/acrobat_download/applicationnotes/98035.pdf

¹ Aufgrund der Schnellebigkeit des Internets ist es möglich, dass einige der hier angegebenen Links nicht mehr unter der angegebenen Adresse zu finden sind.

Datenblätter

Ich führe Datenblätter aller verwendeten Bauteile (insbesondere von Halbleiterelementen) auf, da dieser Bericht gleichzeitig die komplette Dokumentation der entwickelten Geräte darstellt.

- [11] BOPLA *Euromas A 105*
<http://www.bopla.de/katalog//img/pdf/2401231.pdf>
- [12] LAKESHORE Cernox *RTDs thin film resistance temperature sensor*
http://www.lakeshore.com/pdf_files/sensors/LSTC_Cernox_1.pdf
- [13] LINEAR TECHNOLOGY *LT1007/LT1037 Low Noise, High Speed Precision Operational Amplifiers*
<http://www.linear.com/pc/productDetail.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1026,P1212>
- [14] LINEAR TECHNOLOGY *LT1028/LT1128 Ultralow Noise Precision High Speed Op Amps*
<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1026,P1234,D3480>
- [15] LINEAR TECHNOLOGY *LT1167 Single Resistor Gain Programmable, Precision Instrumentation Amplifier*
<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1045,P1657,D2249>
- [16] LINEAR TECHNOLOGY *LTC1043 Dual Precision Instrumentation Switched Capacitor Building Block*
<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1026,P1234,D3480>
- [17] LINEAR TECHNOLOGY *LTC1100 Precision, Zero-Drift Instrumentation Amplifier*
<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1045,P1457,D3025>
- [18] MAXIM *ICL7650/ICL7650B/ICL7653/ICL7653B Chopper-Stabilized Op Amps*
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/ICL7650-ICL7650B.pdf>
- [19] PHILIPS SEMICONDUCTORS *74HC04 74HCT04 Hex inverter*
http://www.semiconductors.philips.com/acrobat_download/datasheets/74HC_HCT04_3.pdf
- [20] PHILIPS SEMICONDUCTORS *74HC08 74HCT08 Quad 2-input AND gate*
http://www.semiconductors.philips.com/acrobat_download/datasheets/74HC_HCT08_3.pdf
- [21] PHILIPS SEMICONDUCTORS *74HC/HCT73 Dual JK flip-flop with reset negative edge trigger*
<http://www.standardproducts.philips.com/products/hc/pdf/74hct73.pdf>
- [22] PHILIPS SEMICONDUCTORS *74HC/HCT4053 Triple 2-channel analog multiplexer/demultiplexer*
http://www.semiconductors.philips.com/acrobat_download/datasheets/74HC_HCT4053_CNV_2.pdf

- [23] PHILIPS SEMICONDUCTORS *74HC4066 74HCT4066 Quad bilateral switches*
http://www.semiconductors.philips.com/acrobat_download/datasheets/74HC_HCT4066_5.pdf
- [24] ROSENBERGER *19S202-40ME4 SMP-Winkelstecker, SMD*
http://www.rosenberger.de/katalog/deutsch/artikel/art_spez/index.asp?ArtId=12310&BildId=1597
- [25] STMICROELECTRONICS *L7800 Series Positive voltage regulators*
<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/2143.pdf>
- [26] STMICROELECTRONICS *L7900 Series Negative voltage regulators*
<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/2149.pdf>
- [27] STMICROELECTRONICS *L78L00 Series Positive voltage regulators*
<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/2145.pdf>
- [28] STMICROELECTRONICS *L79L00 Series Negative voltage regulators*
<http://www.stm.com/stonline/books/pdf/docs/2511.pdf>
- [29] STMICROELECTRONICS *NE555 SA555 – SE555 General purpose single bipolar timers*
<http://www.stm.com/stonline/books/pdf/docs/2182.pdf>
- [30] TEXAS INSTRUMENTS *OPA27 OPA37 Ultra-Low Noise, Precision Operational Amplifiers*
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa27.pdf>

Software

- [31] CADSOFT *EAGLE 4.13 Light*
Erstellung von Schaltplänen und Leiterplattenlayouts. Freeware für nicht-kommerzielle Anwendungen.
<http://www.cadsoft.de/freeware.htm>
- [32] LINEAR TECHNOLOGY *LTspice/SwitcherCAD III*
Simulation analoger Schaltungen auf Basis des SPICE²-Algorithmus. Freeware.
<http://www.linear.com/company/software.jsp>
- [33] AGILENT TECHNOLOGIES *AppCAD Version 3.0.2*
Viele nützliche Funktionen, u.a. Berechnung von S-Parametern, Verstärkerschaltungen und Hochfrequenzleitungen. Freeware.
<http://www.agilent.com>
- [34] APPLIED WAVE RESEARCH, INC. *TXLINE 2003*
Berechnung von Hochfrequenzleitungen. Freeware.
<http://www.mwoffice.com/products/txline.html>
- [35] Ribbonsoft *QCad Version 2.0.4.0*
Erstellung technischer Zeichnungen
<http://www.ribbonsoft.com/qcad.html>

² *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*, entwickelt an der University of California, Berkeley

- [36] ARTIFICE *DesignWorkshop Lite Version 1.8*
Erstellung dreidimensionaler Zeichnungen. Freeware.
http://www.artifice.com/free/dw_lite.html