

HTWK Leipzig

Fachbereich Elektrotechnik
und Informationstechnik
Institut Allgemeine Elektrotechnik



Charakterisierung und Modellierung der Komponenten eines
Messaufbaus zur Bestimmung von Gaskonzentrationen
mittels pyroelektrischer Detektoren

Großer Beleg

von

Sebastian Guttke

Erstellt in der Drägerwerk AG

Grundlagenentwicklung

Betreuer der Hochschule: Prof. Dr.-Ing. M. Laukner

Betreuer der Industrie: Dr. Bernd Dicks

Abgabetermin: 28.02.2003

Belegthema für Herrn Sebastian Guttke, 99AET

Charakterisierung und Modellierung der Komponenten eines Messaufbaus zur Bestimmung von Gaskonzentrationen mittels pyroelektrischer Detektoren

In der Medizintechnik findet die Bestimmung von Gaskonzentrationen ein breites Anwendungsspektrum. So ist es zum Beispiel notwendig, die Konzentration von Anästhesie- oder Tracergasen während der künstlichen Beatmung genau zu kennen.

In der Belegarbeit sollen die einzelnen Komponenten eines Messaufbaus zur Bestimmung von Gaskonzentrationen mittels pyroelektrischer Detektoren messtechnisch untersucht werden. Anhand der Messergebnisse sind Modelle der Einzelkomponenten und des Gesamtsystems für den untersuchten Frequenzbereich zu entwickeln und zu verifizieren. Mit Hilfe des Gesamtmodells sollen Voraussagen über das Systemverhalten bei Austausch einer Komponente möglich werden.

Da für zukünftige Anwendungen in der Medizintechnik Sensoren mit kurzer Ansprechzeit benötigt werden, sind Untersuchungen zur Eignung verschiedener Detektortypen und Messprinzipien (Spannungs- und Strommodus bei pyroelektrischen Detektoren) durchzuführen. Der Messaufbau besteht aus einem Infrarotstrahler, 2 Germaniumlinsen, einem optischen Bandpass für $\lambda = 8,1\mu\text{m}$, pyroelektrischen Detektoren für den Spannungs- und Strommodus und 2 speziell für die Messungen angefertigten Messverstärkern. Die zu untersuchenden Komponenten, welchen hierbei besonderes Interesse gilt, sind:

- ein Infrarotflächenstrahler,
- ein Infrarotwendelstrahler,
- ein pyroelektrischer Detektor für den Spannungsmodus,
- ein pyroelektrischer Detektor mit integriertem Vorverstärker für den Spannungsmodus,
- ein pyroelektrischer Detektor für den Strommodus
- ein modifizierter SMD-Messverstärker für den Spannungsmodus

Abgabetermin ist der 28.02.03

Leipzig, 12.07.2002



Prof. Dr.-Ing. M. Laukner
Betreuender Hochschullehrer



Dr. Bernd Dicks
Betreuer der Arbeit bei der
Drägerwerk AG Lübeck

Vorwort

Diese Arbeit entstand in der Grundlagenentwicklung der Drägerwerk AG. Ich möchte mich beim gesamten Kollegium der Abteilung für die gute Zusammenarbeit und die äußerst lehrreiche Zeit bedanken. Besonders geholfen haben mir die vielen Ratschläge von meinem Betreuer Bernd Dicks, die schnelle Zuarbeit von Udo Beckmann im Elektroniklabor, die Tips in der Werkstatt von Andreas Krause und die Zusammenarbeit mit den Diplomanden Pierre Mühlbauer und Jördis König. Ein Dankeswort auch an Herrn Matthießen, der meine Einstellung für das Praktikum genehmigte. Dann muss ich die überaus guten Arbeitsbedingungen in der Abteilung als ideale Grundlage für die Entstehung qualitativ hochwertiger Produkte lobend erwähnen. Ich wäre glücklich, wenn meine Arbeit ein Stück zur Weiterentwicklung der Medizintechnik in der Drägerwerk AG beitragen kann.

Lübeck, den 6.8.2002

Sebastian Guttke

INHALT	
KURZREFERAT	3
VORWORT	4
1 VORSTELLUNG DER KOMPONENTEN DES MESSAUFBAUS	7
1.1 DAS AUFNAHMESYSTEM (OPT. BANK, LINSENHALTER)	7
1.2 DER INFRAROTSTRAHLER	8
1.3 ANSTEUERUNG DES STRAHLERS	12
1.4 DIE LINSEN	15
1.5 DER OPTISCHE BANDPASSFILTER	16
1.6 DER PYROELEKTRISCHE DETEKTOR	17
1.7 DER LOCK-IN-VERSTÄRKER	22
1.8 DER STROM-SPANNUNGSWANDLER FÜR DEN STROMMODUS	24
1.9 DER MESSVERSTÄRKER FÜR DEN SPANNUNGSMODUS	27
1.10 DIE VERWENDETEN MULTIMETER	30
1.11 DIE VERWENDETEN OSZILLOSKOPE	30
1.12 DER FUNKTIONSGENERATOR	30
1.13 DER CHOPPER	30
1.14 DAS NETZTEIL	31
2 CHARAKTERISIERUNG DES SENSORAUFBAUS	32
2.1 DER SENSORAUFBAU UND DAS MESSPRINZIP	32
2.2 HINWEISE ZUR BESEITIGUNG STÖRENDEER ELEKTROMAGNETISCHER EINFLÜSSE	34
2.3 VERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DER EIGENSCHAFTEN DER EINZELKOMPONENTEN ...	35
2.4 MESSUNG DES FREQUENZGANGES IM SPANNUNGSMODUS	38
2.5 MESSUNG DES FREQUENZGANGES IM STROMMODUS	40
2.6 VERGLEICH VON SPANNUNGSMODUS MIT LIE302/303 UND STROMMODUS MIT LIE301	44
2.7 MESSUNG DER ANTWORTEN DER PYROEL. DETEKTOREN MIT MECHAN. MODULIERTEN SIGNALEN	47
2.8 VORSTELLUNG DER ERMITTELTEN AMPLITUDENGÄNGE DER EINZELKOMPONENTEN	49
2.9 BESTIMMUNG UND VERGLEICH DER EIGENSCHAFTEN DER STRAHLER	51
3 ERARBEITUNG VON MODELLEN	54
3.1 MODELLIERUNG DES PYROELEKTRISCHEN DETEKTORS LIE302	54
3.2 MODELLIERUNG DES INFRAROT-MEMBRANSTRAHLERS VON PATINOR	57
3.3 VERIFIZIERUNG DES MODELLS MIT GEKOPPELTEM STRAHLER UND DETEKTOR	59

3.4	MODELLIERUNG DES MESSVERSTÄRKERS	60
3.5	VERIFIZIERUNG DES DYNAMISCHEN VERHALTENS DES MODELLES	62
4	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK	66
5	SCHLUSSBEMERKUNGEN.....	66
6	VERZEICHNISSE	67
	VERZEICHNIS DER ABBILDUNGEN	67
	VERZEICHNIS DER TABELLEN	69
	LISTE DER ANHÄNGE	69
	BEGRIFFSERKLÄRUNG	70
	LITERATURVERZEICHNIS	72
7	ANHANG	74

1 Vorstellung der Komponenten des Messaufbaus

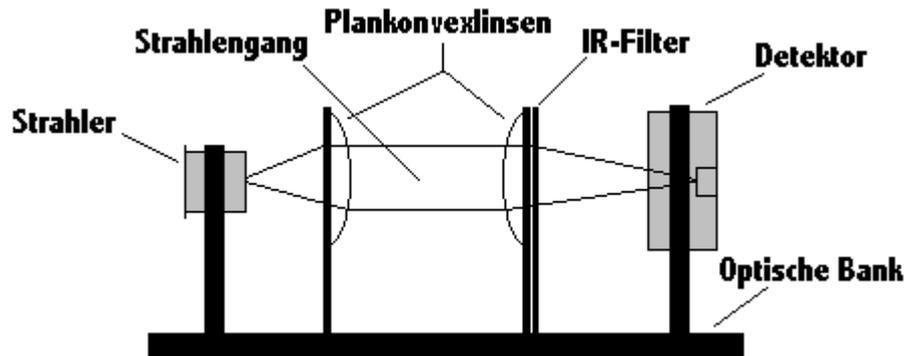


Abbildung 1 Schema des Messaufbaus

1.1 Das Aufnahmesystem (opt. Bank, Linsenhalter)

Das Aufnahmesystem ist von der Firma OWIS in Staufen i. Br. hergestellt worden. Die hier verwendeten Komponenten sind aus dem Systembausatz SYS 40. Aus dem umfangreichen Zubehör fanden hier nur

- die Profilschiene mit 40mm Breite,
- Spiegelhalter auf einem Reiter und
- die Linsenaufnehmer Anwendung.

Die Aufnehmer für die Detektoren bzw. die Strahler wurden in der Werkstatt selbst angefertigt.

Das Bausystem bietet den großen Vorteil der definierten optischen Achse, hoher mechanischer Stabilität und Flexibilität für den Aufbau. Alle Komponenten sind aus Aluminium gefertigt und mit einem nichtleitenden Lack überzogen. Das war insbesondere für die Erdung problematisch, da jedes zu erdende Teil separat an Masse angeschlossen werden musste.

1.2 Der Infrarotstrahler

Jeder Körper, dessen Temperatur über dem absoluten Nullpunkt von 0 Kelvin (-273,15 °C) liegt, sendet Wärmestrahlung mit einer charakteristischen Wellenlängenverteilung aus, wobei die Intensität der elektromagnetischen Strahlung eine Funktion der Wellenlänge und der Temperatur ist. Die Infrarotstrahlung nimmt mit einem Wellenlängenbereich von 0,75 µm bis 1000 µm einen sehr breiten Bereich unter den verschiedenen Arten der elektromagnetischen Strahlung ein. Der Infrarotbereich wird eingeteilt in:

Nahes Infrarot „NIR“	0,75 µm - 2,5 µm
Mittleres Infrarot „MIR“	2,5 µm - 25 µm
Fernes Infrarot „FIR“	25 µm - 1000 µm

Wenn infrarote Strahlung ein gasförmiges Medium durchläuft, kommt es durch Absorption, Reflektion und Streuung zu einer Intensitätsabschwächung (Lambert-Beer'sches Absorptionsgesetz, Abbildung 2). Reflektion und Streuung sind gegenüber der Absorption vernachlässigbar klein.

$I = I_0 \cdot e^{-k \cdot d \cdot c}$	k...gasspezifische Konstante /Absorptionskoeffizient d...Weglänge des Strahlenganges c...Gaskonzentration I...Strahlungsintensität
--	---

Abbildung 2 Lambert-Beer'sches Absorptionsgesetz

Die Absorption ist wellenlängenabhängig. Jedes Gas hat ein spezifisches Spektrum mit mehreren Absorptionsmaxima. Mit diesem Versuchsaufbau sollen Gase detektiert werden, die ein Maximum bei Wellenlängen um 8 µm haben. Es wird also ein Strahler benötigt, der Mittleres Infrarot möglichst selektiv und intensiv abstrahlt. Da der Strahler in diesem Messaufbau im AC-Modus [4] betrieben werden muss, sind auch die dynamischen Eigenschaften von Interesse. Der Strahler soll bei höheren Modulationsfrequenzen (50-100 Hz) einen möglichst großen Hub [2] liefern. In dieser Arbeit wird ein Membranstrahler von Patinor untersucht und mit einem bereits angewendeten Wendelstrahler verglichen.

Betriebsarten des Strahlers:

DC-Betrieb

Der Strahler kann im DC-Betrieb (Gleichstrom / engl. **directed current**) betrieben werden. Es fließt ein Gleichstrom durch den Innenwiderstand des Strahlers. Die im Strahler umgesetzte Leistung ist:

$$P_{\max} = \bar{P} = U_{\text{Strahler}} * I_{\text{Strahler}}$$

Damit ist die maximale gleich der mittleren Leistung. Dieser Betrieb ist nicht für das Betreiben eines pyroelektrischen Detektors geeignet, da man, um ein Wechselsignal zu erhalten, die IR-Strahlung mechanisch mit einem Chopper modulieren muss. Der DC-Betrieb wurde nur bei den Messungen im Kapitel 2.7 angewandt.

AC-Betrieb

Beim AC- oder elektrisch modulierten Betrieb wird der Strahler mit einer Wechselspannung betrieben. Bei den Messungen wurde eine Rechteckspannung mit einem duty cycle [3] $D = 0,25$ im Frequenzbereich von 10-110 Hz verwandt. Da Strom und Spannung über dem Strahlerwiderstand phasengleich sind, ergibt sich die mittlere im Strahler umgesetzte Leistung zu:

$$\bar{P} = D * P_{\max} = 0,25 * U_{\text{Strahler}} * I_{\text{Strahler}}$$

Die mittlere Leistung ist um den duty cycle D geringer, als die Maximalleistung. Mit dieser Betriebsart kann der Strahler direkt als Infrarotstrahlungsquelle für den pyroelektrischen Detektor genutzt werden.

Der Membranstrahler der Firma Patinor

Bei diesem Strahler ist auf eine dielektrische Membran ein leitender diamantartiger Widerstandsfilm aufgebracht, der durch den fließenden Strom erwärmt wird. Das Abstrahlverhalten ist fast wie das eines idealen grauen Strahlers mit einem Emissionsgrad von ($\epsilon \approx 0,8$). Er zeichnet sich vor allem durch kurze Ansprechzeiten und geringen Leistungsbedarf aus. Der Strahler ist in einem offenen TO5-Gehäuse untergebracht.

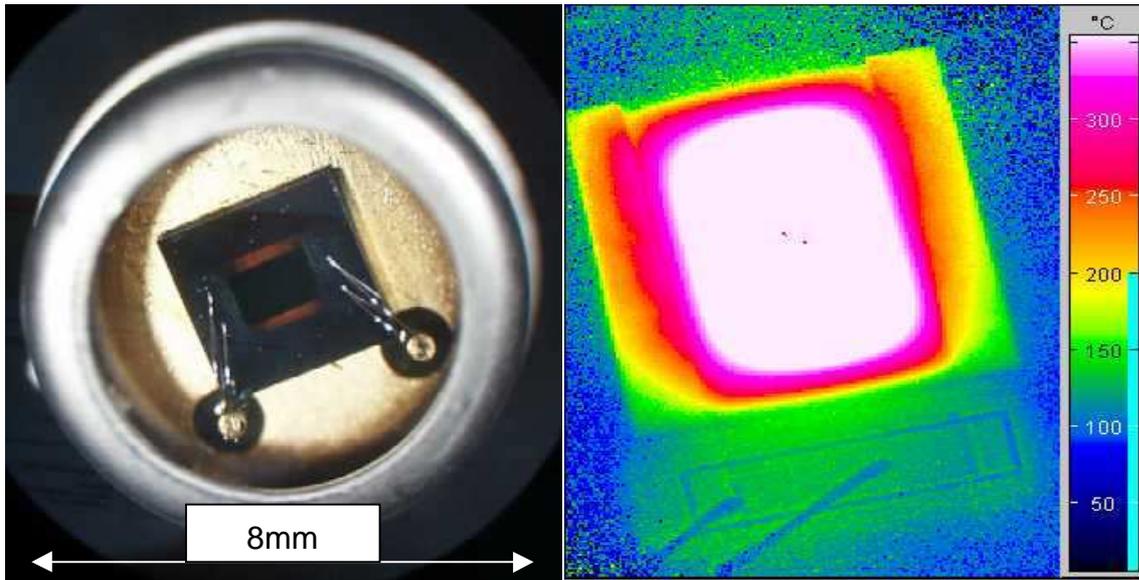


Abbildung 3 Mikroskopische Aufnahme und Wärmebild des Membranstrahlers

In Abbildung 4 ist das bei Dräger gemessene Emissionsspektrum des grauen Strahlers zu sehen. Mit diesem Spektrum ist dieser Strahler gut für den vorgesehenen Einsatz geeignet. Betrachtungen zum Amplitudengang des Strahlers werden noch im Kapitel 2.9 gemacht. Für die Kollimation der Strahlen ist eine Linse erforderlich.

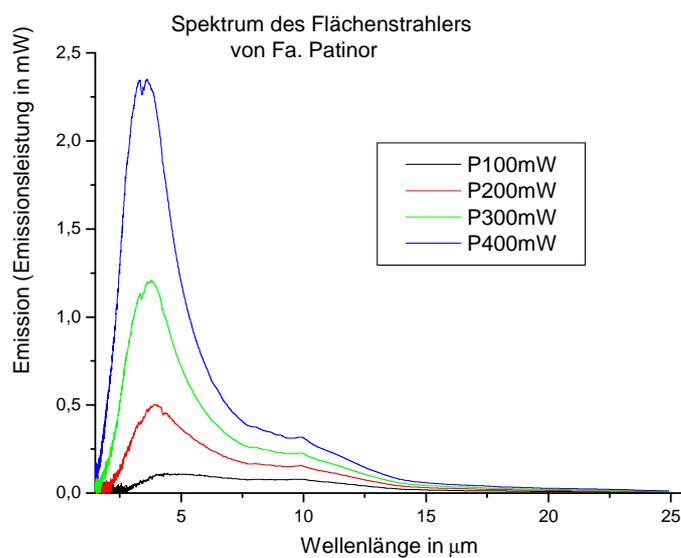


Abbildung 4 Emissionsspektrum des Membranstrahlers bei verschiedenen Eingangsleistungen

Der Wendelstrahler



Abbildung 5 Wendelstrahler

Beim Wendelstrahler wird ähnlich wie bei der Glühlampe ein Metalldraht durch einen fließenden Strom erwärmt. Wegen der relativ geringen Stromdichte im Leiter sind die Temperaturen so niedrig, dass kaum sichtbare Emission auftritt. Es handelt sich hier ebenfalls um einen grauen Strahler mit ($\epsilon \approx 0,8$). Da die Eigenschaften des Strahlers bei Dräger gut bekannt sind, wurde er hier für die Untersuchungen des Amplitudenganges als Referenz genutzt.

Um die infrarote Strahlung zu kollimieren, wird die Heizwendel im Brennpunkt eines parabolischen Reflektors platziert. Eine zusätzliche Linse vor dem Strahler ist damit nicht notwendig.

1.3 Ansteuerung des Strahlers

Da der pyroelektrische Detektor nur bei Änderung der einfallenden Infrarotstrahlung einen Strom bzw. eine Spannung generiert, muss der Strahler im AC-Modus [4] betrieben werden. Damit ändert sich die abgestrahlte und die auf den Detektor einfallende Wärmestrahlung kontinuierlich. Der Strahler wird dabei aber nicht beliebig ein- und ausgeschaltet, sondern mit einer festen Frequenz moduliert. Durch die Modulation besteht die Möglichkeit, die Grundschiwingung des Ausgangssignals mit einem Lock-In-Verstärker auszuwerten, und störende Gleichanteile sowie Rauschen zu unterdrücken. Den optimalen Modulationshub [2] von 100 % hat der Strahler bei sehr niedrigen Frequenzen (Größenordnung 1 Hz), da sich hier noch thermische Gleichgewichtszustände nach abgeschlossenen Ausgleichsvorgängen einstellen können. Mit steigender Frequenz nimmt der Modulationshub ab und es stellt sich ein bestimmter Gleichanteil mit einem darauf modulierten Wechselanteil der IR-Strahlung ein. Nähere Untersuchungen zu den Amplitudengängen werden noch im Kapitel 2.9 gemacht.

Abbildung 6 zeigt die Draufsicht auf die Platine zur Strahleransteuerung.

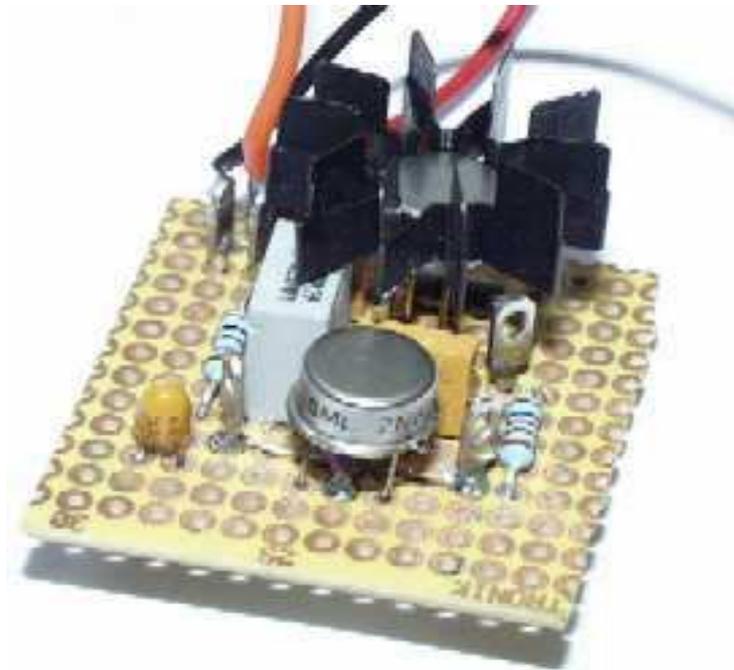


Abbildung 6 Ansicht der Strahleransteuerplatinen (von oben)

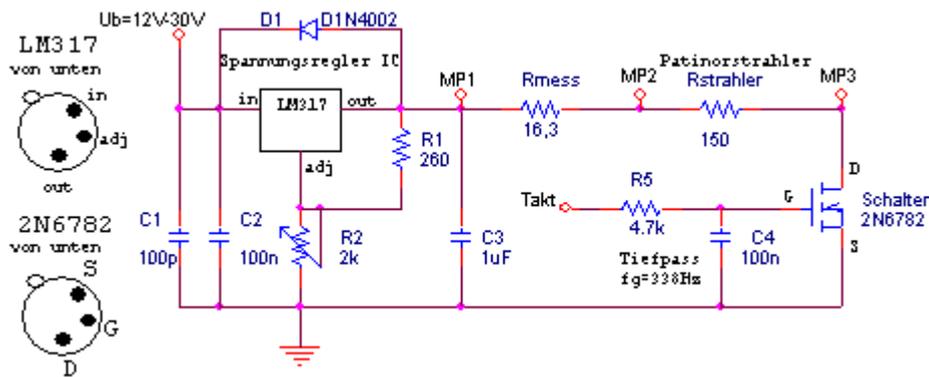


Abbildung 7 Schaltung der Strahleransteuerung

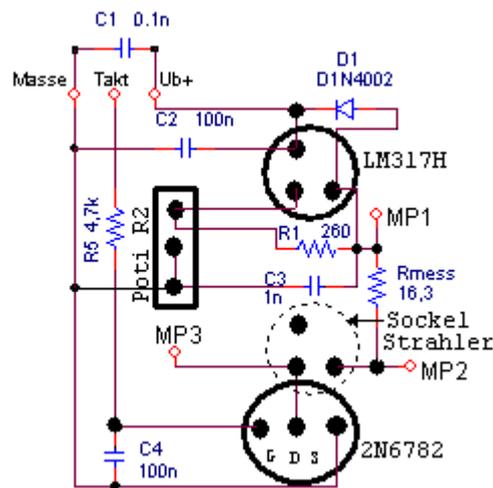


Abbildung 8 Layout der Strahleransteuerplatine (Sicht von oben)

Zum Schalten dient der Transistor 2N6782. Mit dem Tiefpass R5-C4 soll vermieden werden, dass hochfrequente Impulse den Transistor durchsteuern, da solche Impulse den Strahler zerstören oder mindestens die Lebensdauer unnötig herabsetzen können. Der Strahler ist in der Schaltung als Widerstand mit $150\ \Omega$ (warmer Betriebszustand) dargestellt.

Die vom Strahler umgesetzte Leistung ist von großem Interesse. Sie sollte im Maximum $P_{S_{\max}} = 800\ \text{mW}$ nicht übersteigen. Da der Strahlerwiderstand keine Konstante, sondern eine Funktion der Temperatur (der Leistung) ist, wurde eine Methode zur widerstandsunabhängigen Leistungsbestimmung angewandt.

Es wurde ein zusätzlicher Messwiderstand R_{mess} bekannter Größe integriert, mit dessen Hilfe der durch den Strahler fließende Strom bestimmt wird. Um die Leistungsverluste und Eigenerwärmung des R_{mess} gering zu halten, wurde sein Widerstandswert mit ca. 10 % des Strahlerwiderstandes R_{Strahler} gewählt (siehe Abbildung 7). Fremderwärmung durch den Strahler ist durch ausreichenden Abstand zu R_{mess} auszuschließen.

Bei dieser Größe sind die Verluste am Widerstand in gutem Verhältnis zur messbaren Spannung über R_{mess} . Da Strom und Spannung am Strahlerwiderstand phasengleich sind, lässt sich die Spitzenleistung am Strahler (P_{smax}) wie folgt berechnen.

$$\begin{aligned} P_{\text{smax}} &= U_{\text{Strahler}} * I_{\text{Strahler}} \\ I_{\text{Strahler}} &= I_{R_{\text{mess}}} = \frac{U_{R_{\text{mess}}}}{R_{\text{mess}}} \\ P_{\text{smax}} &= \frac{U_{\text{Strahler}} * U_{R_{\text{mess}}}}{R_{\text{mess}}} \end{aligned}$$

Damit kann man die Leistung P_{smax} mit Kenntnis der Spannungen unabhängig vom Strahlerwiderstand bestimmen. Die Leistung kann mit der Spannung (Poti R2) an MP1 eingestellt werden.

Der IC LM 317H regelt die Spannung an MP1 lastunabhängig konstant auf den eingestellten Wert. Die Höhe der Spannung lässt sich wie folgt berechnen:

$$U_{\text{out}} = 1,25 \text{ V} * \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + 50 \mu\text{A} * R2$$

Da im DC-Modus die Maximalleistung von 500 mW überschritten wird, ist ein Kühlkörper auf den IC gesteckt. Die Widerstandswerte R1 und R2 sind relativ frei wählbar. Mit $R1=260\Omega$ und $R2 = 2 \text{ k}\Omega$ lassen sich nur Spitzenleistungen von $P_{\text{smax}} \leq 600 \text{ mW}$ einstellen, was die Zerstörung des Strahlers durch Überlastung verhindert. Die Diode D1 dient zum Schutz des IC gegen Spannungsspitzen von der Lastseite und die Kondensatoren sollen Oszillationen sowie hochfrequente Störungen unterdrücken.

Erläuterungen zur Leistungsbestimmung

Da Rechteckspannungen nicht exakt mit einem Multimeter zu messen sind, muss man die Zeitverläufe der Spannungen mit einem Oszilloskop gegen Masse messen. Für höhere Genauigkeit sollte man Cursor zum Ablesen auf dem Display benutzen.

Im durchgesteuerten Zustand fällt über dem Transistor eine zu vernachlässigende Restspannung im Millivoltbereich ab. An Messpunkt 2 misst man U_{Strahler} und an Messpunkt 1 $U_{\text{Stahler}}+U_{R_{\text{mess}}}$. Bei gesperrtem Transistor steht an allen Messpunkten die mit R2 eingestellte Spannung U_{MP1} an. Nun muss man U_{Strahler} von der Spannung an MP1 subtrahieren, um $U_{R_{\text{mess}}}$ zu erhalten. Die mittlere am Strahler umgesetzte Leistung wird mit dem duty cycle [3] D bestimmt:

$$\bar{P}_s = P_{\text{smax}} * \frac{T_{\text{on}}}{T} = P_{\text{smax}} * D$$

T_{on} - Zeit, die der Transistor durchgesteuert ist

T - Periodendauer der Modulationsfrequenz

1.4 Die Linsen

Die Linsen sind notwendig, um die vom Membranstrahler emittierten Infrarotstrahlen im Strahlengang zu kollimieren und anschließend wieder auf den pyroelektrischen Detektor zu fokussieren (siehe Abbildung 9). Sie bestimmen die Geometrie des Strahlenganges. Um beim späteren Sensor möglichst kleine Abmessungen und möglichst hohen Lichtdurchsatz realisieren zu können, müssen Strahler und Detektor so nah wie möglich an den Linsen platziert werden. Es werden dünne Linsen mit hohem Brechungsindex benötigt. Germaniumlinsen haben einen hohen Brechungsindex von $n = 4,1$. Die Transmission durch die Linsen wird durch die hohe Fresnelreflexion R stark abgeschwächt.

$$R = \left(\frac{n - 1}{n + 1} \right)^2$$

Die Transmission berechnet sich bei 2 Oberflächen wie folgt:

$$T_{\text{Linse}} = (1 - R)^2$$

Mit einer speziellen Antireflexbeschichtung wird die Fresnelreflexion unterdrückt und die Transmission auf bis zu 80 % verbessert. In diesem Messaufbau wurden 10 mm Germaniumlinsen der Firma Jenoptik Jena genutzt.

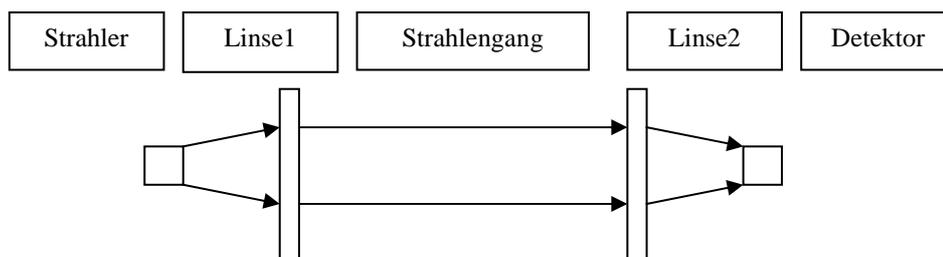


Abbildung 9 Schema des optischen Aufbaus



Abbildung 10 Linsenansicht

1.5 Der optische Bandpassfilter

Der optische Bandpassfilter wird eingesetzt, um zu gewährleisten, dass der pyroelektrische Detektor nur Intensitätsänderungen der Wellenlänge $\lambda = 8 \mu\text{m}$ detektiert. So wird erreicht, dass nur die Konzentration des zu detektierenden Gases durch das Ausgangssignal des Detektors abgebildet wird. Einflüsse von anderen Gasen, die bei anderen Wellenlängen charakteristische Absorptionsmaxima haben, können weitgehend unterdrückt werden. Der Filter wird zwischen Linse 2 und Detektor positioniert. Er hat ein Transmissionsspektrum, welches gut für den Einsatz in diesem Messaufbau geeignet ist. Auch der Bandpassfilter wurde von der Firma Jenoptik Jena gefertigt. Abbildung 11 zeigt das mit einem Spektrometer der Firma Bruker gemessene Transmissionsspektrum.

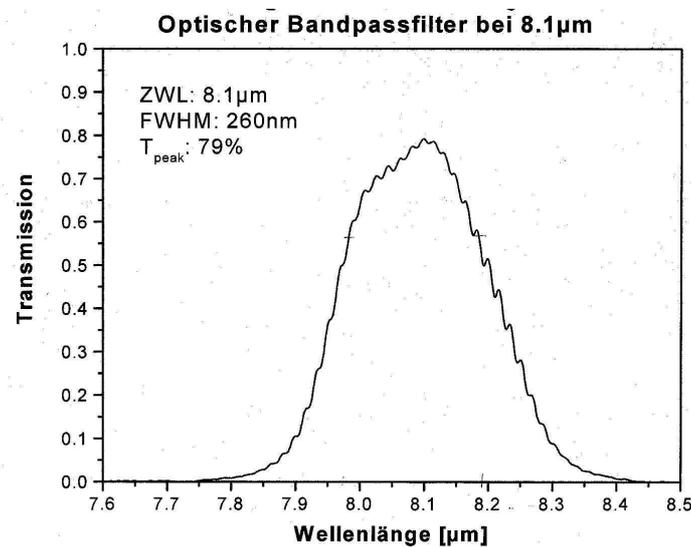


Abbildung 11 Transmissionsspektrum des optischen Filters

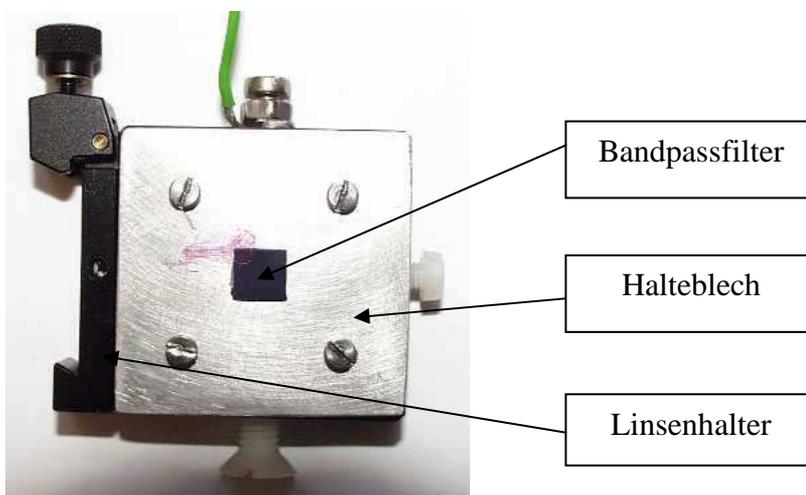


Abbildung 12 Optischer Bandpassfilter in der Aufnahme

1.6 Der pyroelektrische Detektor

Der pyroelektrische Detektor ist ein Bauelement, das Wärmeenergie in elektrische Energie umwandelt. Es empfängt infrarote Strahlung und wandelt sie in eine Spannung bzw. einen Strom um. Diese Umwandlung wird durch die Temperaturabhängigkeit der spontanen Polarisation von ferroelektrischen Materialien wie z.B. Bariumtitanat oder Lithiumtantalat ermöglicht. Die Aufladung der Oberfläche ist im thermischen Gleichgewicht durch freie Ladungen aus der Umgebung kompensiert. Bei Auftreffen eines IR-Strahlungspulses auf das mit einer absorbierenden Schwarzschrift versehene Lithiumtantalat-Plättchen, kommt es zu einer plötzlichen Temperaturänderung, zur Änderung der Dipolmomente und der inneren Polarisierung. Als Nebeneffekt tritt auch eine vernachlässigbar kleine thermische Längenänderung auf (Piezoeffekt). Die Polarisation im Kristall induziert in die aufgebrachteten Metallelektroden abgreifbare Gegenladungen. Diese gleichen sich aber schnell wieder über einen sehr hohen Widerstand aus, weshalb der Detektor mit Wechselsignalen betrieben werden muss. Die Elektroden bilden mit dem Kristall als „Isolator“ einen Kondensator, dessen Kapazität C_p sich mit der folgenden Formel bestimmen lässt.

$$C_p = \frac{\epsilon_0 * \epsilon_r * A}{d}$$

ϵ_0 – elektrische Feldkonstante = $8,854 * 10^{-12}$ As/Vm
 ϵ_r – Dielektrizitätskonstante (Kristall)
 A – Elektrodenfläche
 d – Elektrodenabstand

Die Spannungsänderung ΔU über der Kapazität ist proportional der Oberflächenladung ΔQ , also direkt abhängig von der Größe der Änderung der einfallenden Strahlung.

$$\Delta U = \frac{\Delta Q}{C_p}$$

Der schematische Aufbau eines pyroelektrischen Detektors ist in der folgenden Graphik gezeigt.

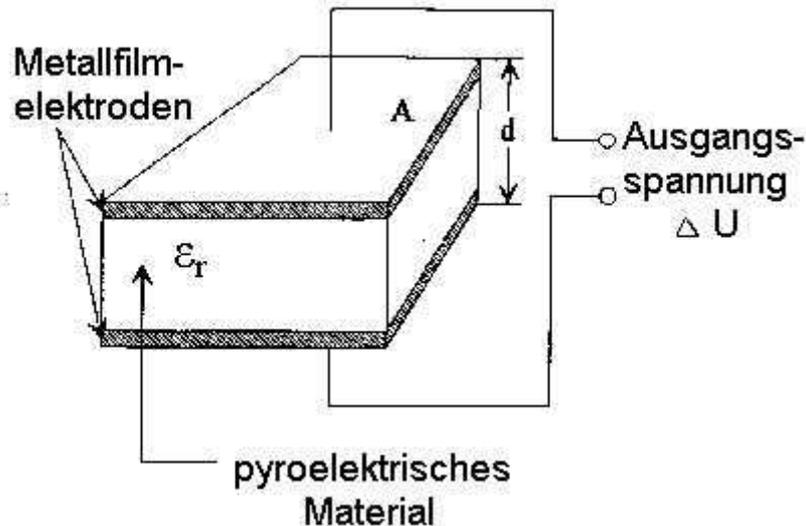


Abbildung 13 Schematische Darstellung eines pyroelektrischen Detektors

Es gibt zwei Möglichkeiten die Spannungsänderung über der Kapazität abzugreifen.

Beim **Spannungsmodus** wird die Leerlaufspannung des pyroelektrischen Elementes ausgewertet. Zur besseren Anpassung der hohen Ausgangsimpedanz des Chips an die nachfolgende Verstärkerschaltung sind beim Detektor für den Spannungsmodus noch ein Hochohmwiderstand und ein FET als Impedanzwandler in das Gehäuse integriert. Bei üblichen Konfigurationen liegt die Chipkapazität C_p zwischen 50 und 100 pF, und der Standardhochohmwiderstand beträgt einige 10 G Ω (82 G Ω beim LIE302). Die Chipdicke ist bei InfraTec-Produkten mit $d_p = 25 \mu\text{m}$ sehr gering, was einen positiven Einfluss auf das Rauschverhalten des Detektors hat. Die Empfindlichkeit [1] des pyroelektrischen Detektors ist von der Signalfrequenz abhängig. Sowohl die thermische (Hochpass) als auch die elektrische Zeitkonstante (Tiefpass) bestimmen den Frequenzgang der Empfindlichkeit [1]. Die thermische Zeitkonstante ist durch die Wärmekapazität des Chips und die Wärmekopplung zum Gehäuse gegeben. Sie liegt beim LIE302 typischerweise bei 110 ms. Der Hochohmwiderstand und die Chipkapazität ergeben eine elektrische Zeitkonstante von $R * C = 6 \text{ s}$. Damit ergibt sich im Spannungsmodus für die Empfindlichkeit ein Bandpassverhalten, dessen Maximum zwischen 0,1 Hz und 1 Hz liegt. Da sich die Grenzfrequenzen überschneiden, kann beim Spannungsmodus nie die maximale theoretisch mögliche Empfindlichkeit des Detektorelementes erreicht werden. Wie im Pspice [6] berechneten Amplitudengang (Abbildung 14) zu erkennen ist, liegt das erreichbare Maximum bei ca. -90 dB. Zur Berechnung wurde das in Kap. 3.1 beschriebene Sensormodell genutzt.

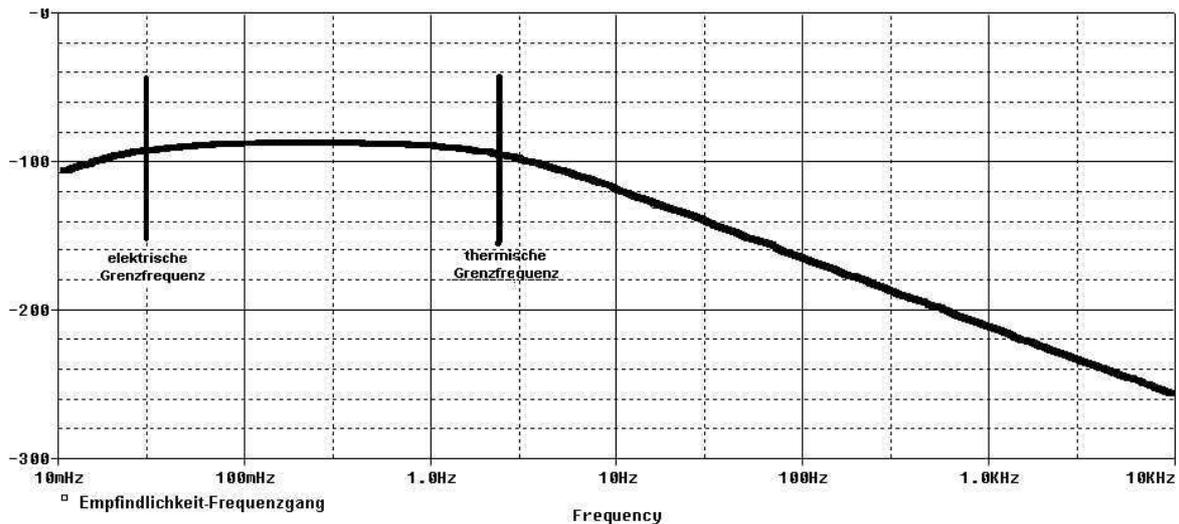


Abbildung 14 Berechneter Frequenzgang der Empfindlichkeit des LIE302 im Spannungsmodus / dB_v

Beim **Strommodus** wird der Kurzschlussstrom des pyroelektrischen Chips ausgewertet. Er bietet den großen Vorteil, dass die Empfindlichkeit [1] des Detektorelementes über mehrere Dekaden der Modulationsfrequenz einen linearen Verlauf und die Detektorelektronik kurze Einschwingzeiten hat. Die elektrische Zeitkonstante wird im Strommodus kompensiert. Für eine möglichst schnelle Umwandlung des Kurzschlussstromes in eine Signalspannung wird der Chip direkt an einen hochohmigen Strom-Spannungswandler angeschlossen. Der Wandler besteht im Wesentlichen aus einem invertierenden Operationsverstärker mit einem hochohmigen RC-Glied als Rückkopplung. Die Schaltung wird im Kapitel 1.8 noch näher beschrieben. Der mit PSpice [6] berechnete Amplitudengang ist in der folgenden Graphik zu sehen. Für die Berechnung wurde das Modell des LIE302 entsprechend modifiziert.

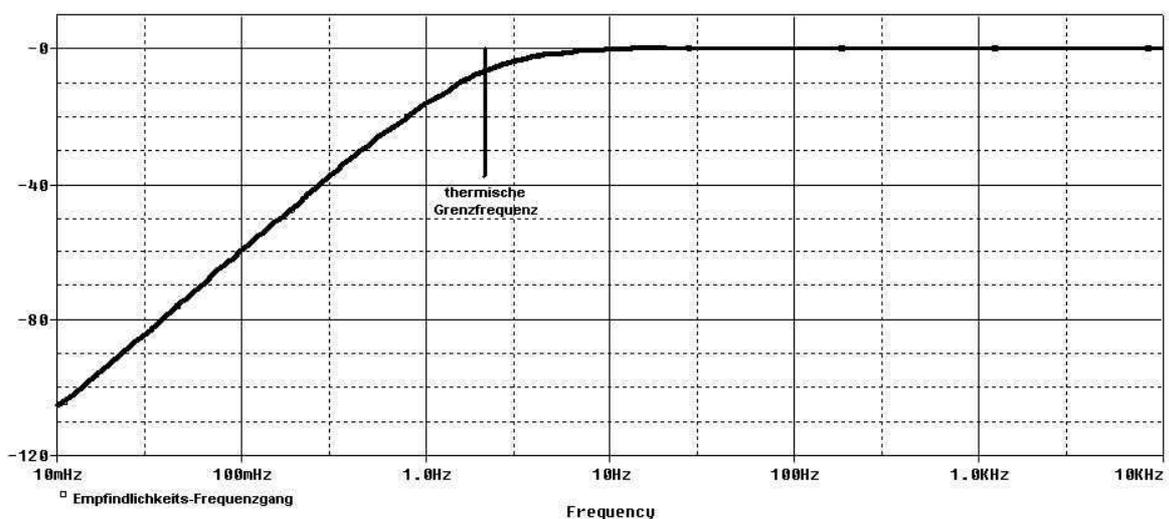


Abbildung 15 Berechneter Frequenzgang der Empfindlichkeit des LIE301 im Strommodus /dB

Im Strommodus kann in Abhängigkeit von der elektronischen Beschaltung die maximale theoretisch mögliche Empfindlichkeit des Detektors genutzt werden.

Der Detektor LIE302 und 303 für den Spannungsmodus

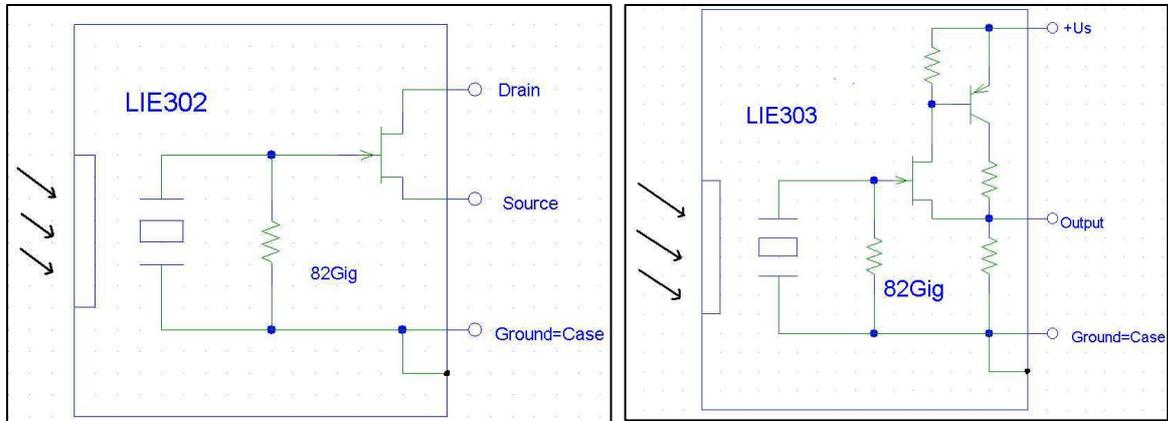


Abbildung 16 Schaltbilder der Pyrodetektoren LIE302 und LIE303

Die Detektoren LIE302 und LIE303 sind prinzipiell gleicher Bauart. Um die Stabilität gegen elektromagnetische Beeinflussung zu erhöhen, ist beim LIE303 zusätzlich noch ein Vorverstärker zur Verstärkung der Ausgangsspannung im Gehäuse integriert. Die Verstärkung weist einen Frequenzgang G_{VV} auf (siehe Kapitel 2.3 und 2.8).

Ein Datenblatt für den LIE302 ist im Anhang 6 zu sehen.



Abbildung 17 Ansicht des Pyrodetektors LIE302

Der Detektor LIE301 für den Strommodus

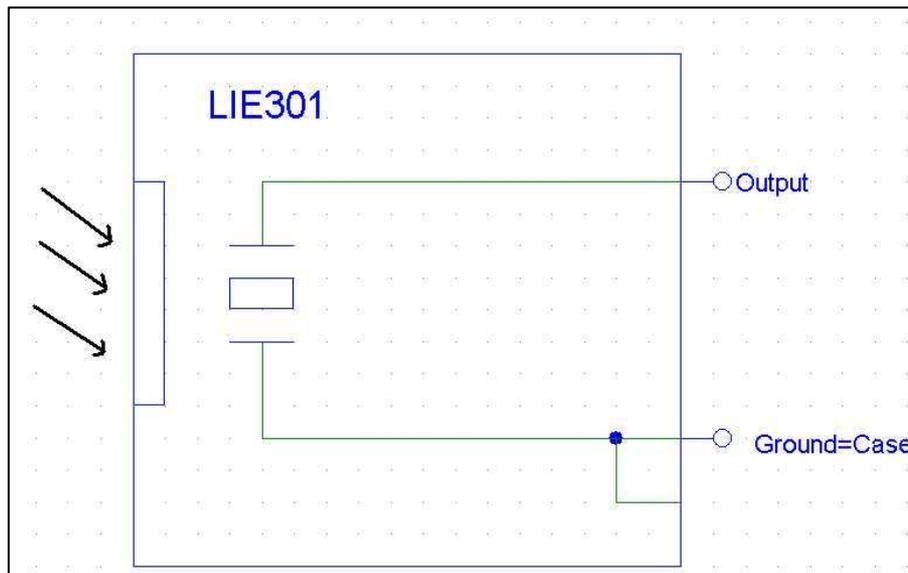


Abbildung 18 Schaltung des LIE301 für den Strommodus

Beim Strommodus sind die Anschlüsse der Metallelektroden direkt heraus geführt. Der Parallelwiderstand fällt weg. Es wird der Kurzschlussstrom des pyroelektrischen Kristalls gemessen. Ein Datenblatt für den LIE301 ist im Anhang 6 zu sehen. Der LIE 351 ist ein neues Produkt, das den Strom-Spannungs-Wandler im Gehäuse integriert hat. Das Datenblatt ist im Anhang 7 zu finden.

Die Detektoren LIE301, LIE302 und LIE303 sind speziell für die Untersuchungen ausgewählt worden, da sie den gleichen physikalischen Aufbau des Gehäuses, des Fensters und des pyroelektrischen Chips haben ($A = 2 \times 2 \text{ mm}^2$, $d_p = 25 \text{ }\mu\text{m}$, $c_p = 75 \text{ pF}$). So lassen sich die Eigenschaften der Detektoren gut miteinander vergleichen.

1.7 Der Lock-In-Verstärker

Lock-In-Verstärker finden Anwendung, wenn sehr kleine und verrauschte Signale gemessen und ausgewertet werden sollen. Prinzip bedingt können jedoch nur periodisch modulierte Signale (sinusförmig oder nichtsinusförmig) ausgewertet werden. Mit Hilfe eines Referenzsignals kann breitbandiges Rauschen über dem Nutzsignal entfernt werden. Das Referenzsignal, welches die gleiche Frequenz wie die Grundschwingung des Nutzsignals (f_0) hat, wird mit dem gemessenen Signal multipliziert.

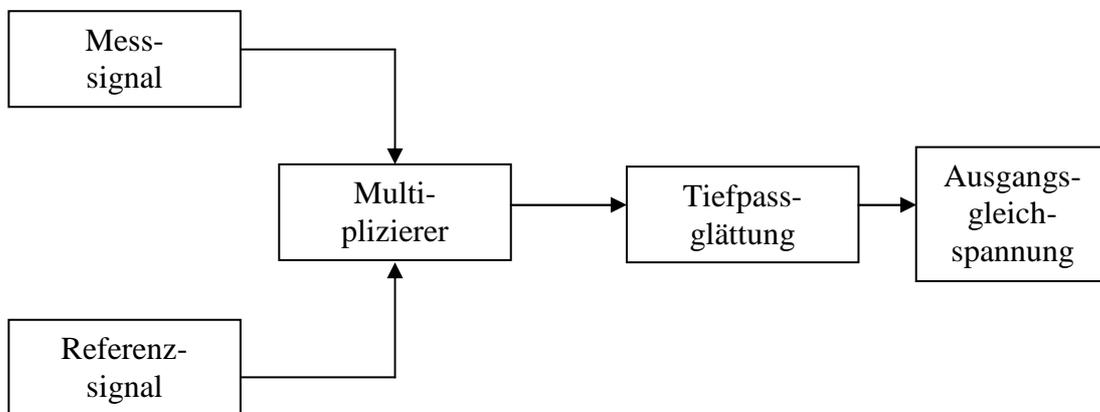


Abbildung 19 Blockschaltbild - Einfacher Lock-In-Verstärker

Dieser einfache Lock-In-Verstärker detektiert mit einem Sinusreferenzsignal nur Signalamplituden, die die gleiche Frequenz wie das Referenzsignal und die optimale Phasenlage (0° oder 180°) zum Referenzsignal haben. Alle anderen Frequenzanteile werden als Rauschen unterdrückt. Um auch Signale mit gleicher Frequenz und beliebiger Phasenlage auswerten zu können, muss der Verstärker mit einem Phasenschieber erweitert werden. Damit lassen sich die Phasen von Referenz- und Messsignal ideal aufeinander abgleichen. Dieser Abgleich muss beim Lock-In-Verstärker LIA-BV-150 von Firma Femto manuell vorgenommen werden. Bei 0° Phasenverschiebung ist die Ausgangsspannung maximal positiv und bei 180° maximal, aber negativ. Bei $\pm 90^\circ$ ist die Ausgangsspannung Null. Die Multiplikation im Verstärker wird in der folgenden Graphik veranschaulicht.

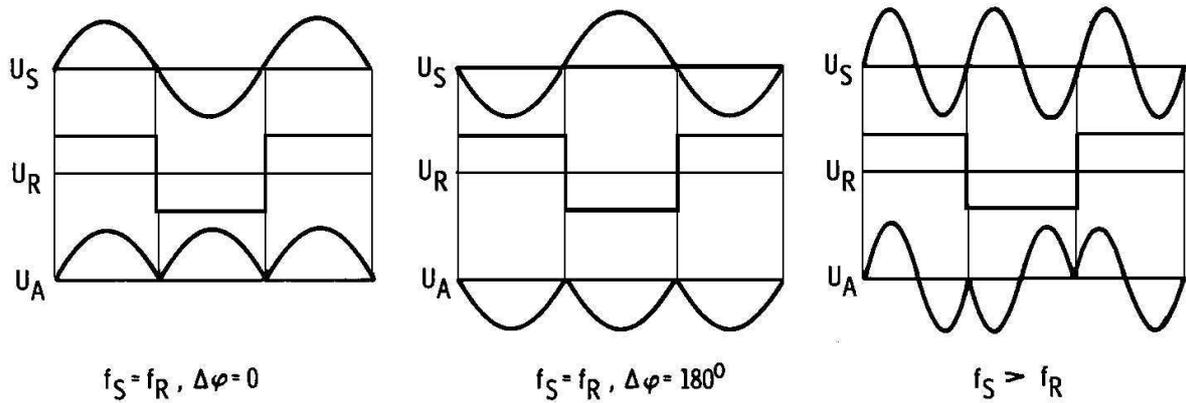


Abbildung 20 PSD-Filterwirkung des Multiplikators im Lock-In-Verstärker

 U_S ...Signalspannung f_S ...Signalfrequenz U_R ...Referenzspannung f_R ...Referenzfrequenz U_A ...Ausgangsspannung

Das Ausgangssignal U_A des Multiplizierers wird auf einen Tiefpassfilter gegeben, der das Signal glättet. Bei großer Zeitkonstante des Tiefpasses wird über mehrere Perioden integriert. Der Lock-In-Verstärker gibt dann eine Gleichspannung aus, die gleich dem Effektivwert der Grundschwingung (f_0) des Messsignals ist. Bei entsprechend kleiner Zeitkonstante bekommt man ohne Integration den zeitlichen Verlauf des PSD [7]-gefilterten Messsignals ausgegeben.

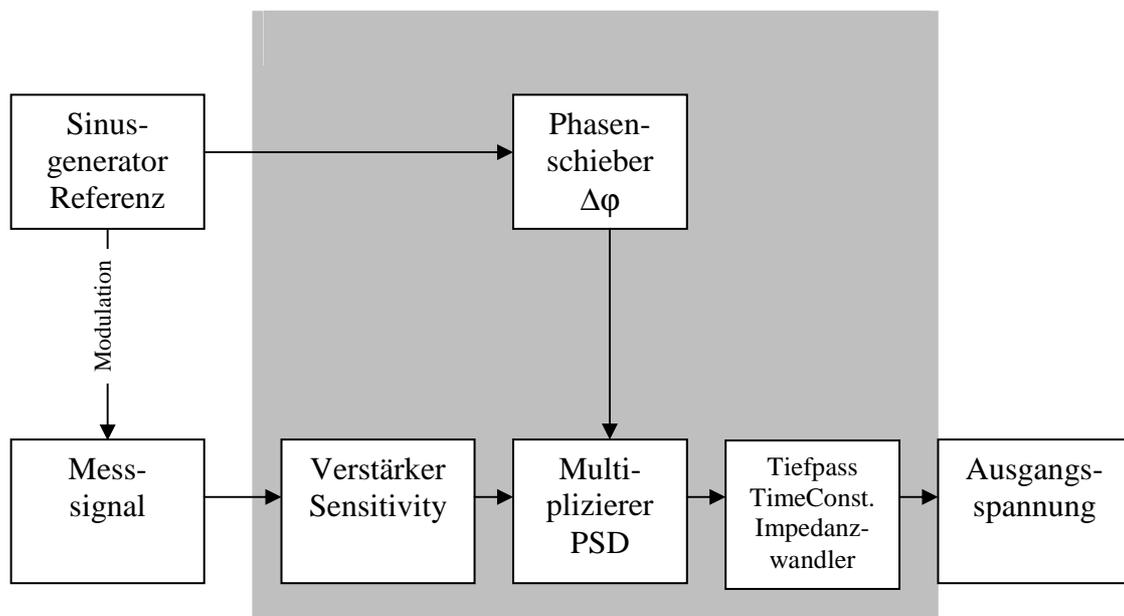


Abbildung 21 Blockschaubild eines Lock-In-Verstärkers mit Phasenschieber

1.8 Der Strom-Spannungswandler für den Strommodus

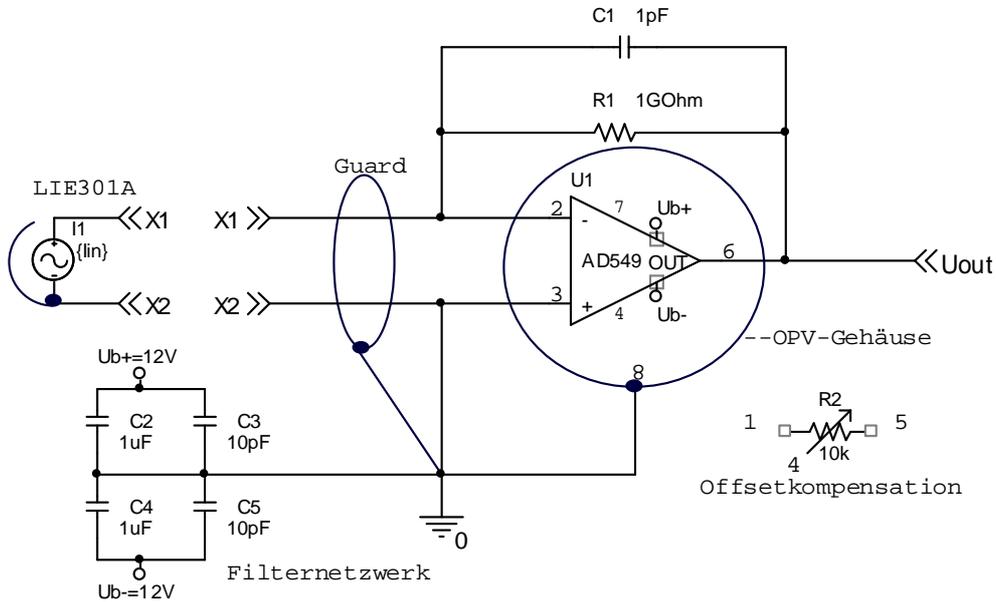


Abbildung 22 Schaltung des Strom-Spannungswandlers

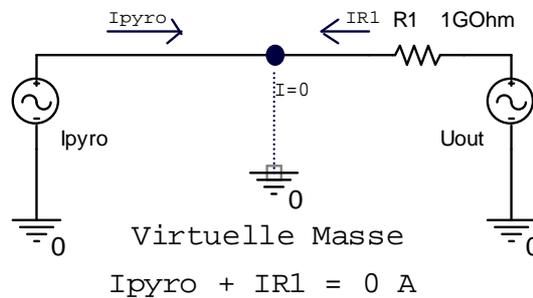


Abbildung 23 Ersatzschaltung der I-U-Wandlung

Im Strommodus wird der Kurzschlusswechselstrom des Pyrokristalls ausgewertet. Deshalb kann der Detektor als Wechselstromquelle I_1 betrachtet werden. Das Gehäuse des Sensors ist geerdet. Da sich Spannungen messtechnisch einfacher auswerten lassen, soll hier der Strom direkt in eine Spannung gewandelt werden. Der Operationsverstärker arbeitet als Strom-Spannungskonverter und kompensiert mit der Höhe von U_{out} den Strom I_{pyro} , so dass an der virtuellen Masse kein Strom fließt. Die Ausgangsspannung U_{out} ergibt sich aus der idealen Übertragungsfunktion $U_{\text{out}} / I_1 = -R_1$. Durch den hohen Widerstandswert von R_1 ist auch die Rauschspannung über R_1 groß. Der Kondensator C_1 schließt hochfrequente Rauschanteile kurz.

Der I-U-Wandler hat wegen der Tiefpass-Rückkopplung und der nicht idealen Bauelementeigenschaften praktisch auch einen Frequenzgang. Der Tiefpasseinfluss von C_1 ist in Abbildung 25 dargestellt (PSpice-Simulation [6]). Da in späteren Anwendungen mit Frequenzen um 80 Hz moduliert werden soll, ist C_1 möglichst klein (≤ 1 pF) zu wählen. Ohne C_1 ist das Ausgangssignal extrem verrauscht und messtechnisch schwer auswertbar. Zur Optimierung der Rauschunterdrückung kann man die Empfindlichkeit durch einen kleineren R_1 verringern und die Ausgangsspannung mit einer zweiten Verstärkerstufe nachverstärken. So sind eine gute Rauschunterdrückung und kurze Einschwingzeiten der Elektronik möglich

Mit dem Potentiometer R_2 kann der Offset auf 0 V justiert werden. Es wird direkt an die OPV-Pins 1 und 5 und der Abgriff an Pin 4 (-Ub) angeschlossen.

Die Betriebsspannung ist hier mit +/- 12 V gewählt. Es sind +/- 5 V bis +/- 18 V möglich. Das Filternetzwerk soll die Betriebsspannung stabilisieren und Störungen aus der Spannungsversorgung kurzschließen.

Hinweise zum Aufbau der Schaltung:

(siehe auch Datenblatt von OPV AD515 und AD549 von Analog Devices)

Wegen der extrem kleinen Eingangsströme (pA-Bereich) muss ein OPV mit sehr hohem Eingangswiderstand gewählt werden. Hier wurde ein AD549 JH von der Firma Analog Devices gewählt. Es sind möglichst kurze Leitungen und Abstände zwischen allen Bauelementen zu realisieren, da das den Einfluss von kapazitiv eingekoppelten Störungen reduziert und Übergangswiderstände klein hält. Um die Eingangs-Pins 2 und 3 abzuschirmen, wird eine geerdete Leiterschleife (Guard) auf beiden Seiten der Platine um die Pins gelegt. So wird die Einkopplung störender Signale weitestgehend vermieden. Gleichtaktsignale haben bei dieser Schaltung keinen störenden Einfluss.

Die Sockel des Sensors und des OPV's sind direkt aneinandergelötet. (Pin 2, 3 und Masse). So ist der Pyrodetektor direkt mit dem Operationsverstärker verbunden. Das RC-Glied ist wegen minimaler Drahtlängen direkt an die Pins 2 und 6 angelötet.

Sauberkeit auf der Schaltung ist sehr wichtig, da sonst die hohen Widerstände durch parallele Kriechstrecken herabgesetzt werden könnten. Ebenso ist hier der mögliche Einfluss von Feuchtigkeit zu bedenken.

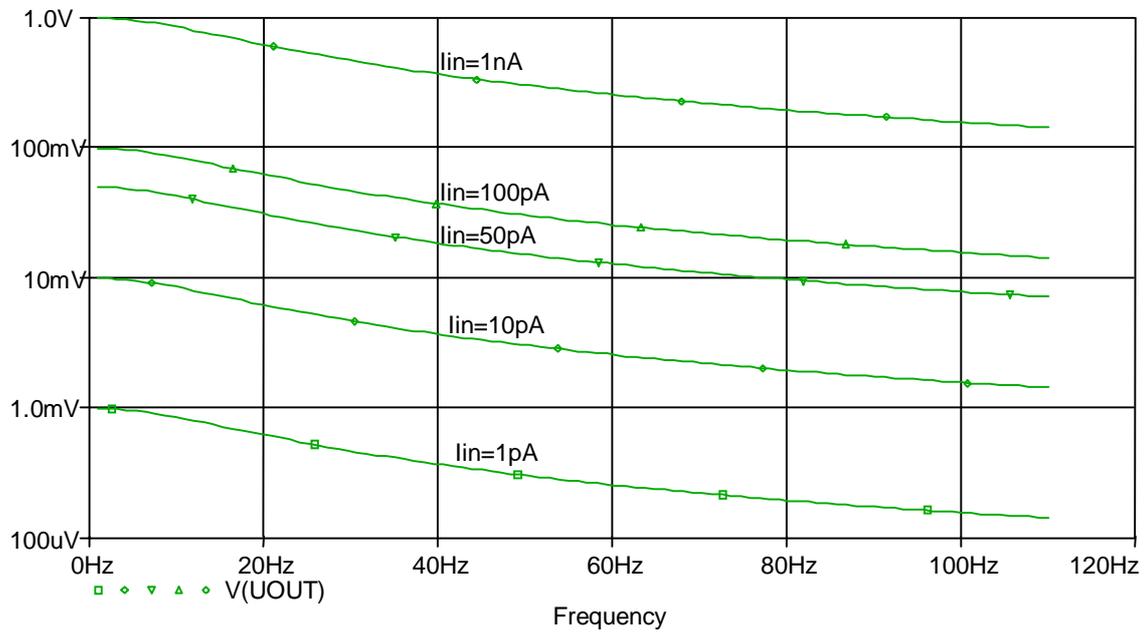


Abbildung 24 Verlauf der Ausgangsspannung U_{out} über der Frequenz mit I_{in} als Parameter

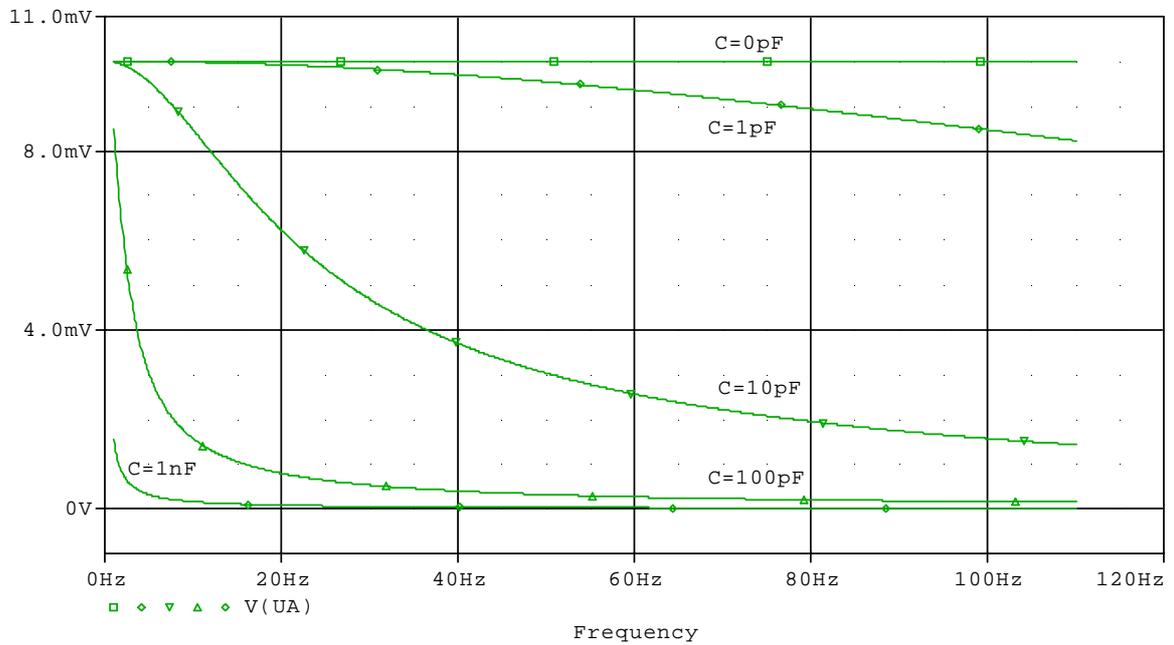


Abbildung 25 Einfluss von C_1 auf den Frequenzgang des I-U-Wandlers



Abbildung 26 Ansichten des I-U-Wandlers

1.9 Der Messverstärker für den Spannungsmodus

Es wurde für den Messverstärker eine bereits vorhandene SMD-Verstärkerplatine von Dräger verwendet. Die gegebene Schaltung wurde für die hier geforderten Bedingungen modifiziert. Um die geforderten Eigenschaften möglichst gut zu erreichen, wurde der Verstärker zuvor analytisch mit MathCad und numerisch mit PSpice [6] simuliert. Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 28 neben den messtechnisch ermittelten Kurven zu sehen.

Der Verstärker ist als zweistufiger nichtinvertierender Operationsverstärker aufgebaut. Um die vom Pyrodetektor abgegebenen Signale optimal zu verstärken und Rauschen und niederfrequentes Driften zu unterdrücken, sind einige amplitudengangbestimmende Filter realisiert. Jede Stufe hat einen vorgeschalteten Hochpass und ist gleichzeitig als ein aktiver Tiefpass ausgelegt. Den zwei Verstärkerstufen ist noch ein Hochpass nachgeschaltet.

Zuordnung der Bauelemente:

- Hochpass 1: C_2 und R_{12}
- Tiefpass 1: C_{11} und R_1
- Hochpass 2: C_5 und R_{10}
- Tiefpass 2: C_{12} und R_2
- Tiefpass 3: C_9 und R_6

(Messverstärkerschaltung siehe Anhang 3 Messverstärker für den Spannungsmodus)

Die Kondensatoren C_2 , C_5 , C_9 dienen neben der Filterfunktion gleichzeitig auch zur Gleichspannungsentkopplung der Verstärkerstufen. Über die Widerstände R_1 und R_{14} bzw. R_2 und R_{17} werden die Spannungsverstärkungsfaktoren V_u eingestellt.

$$V_u = \left(1 + \frac{R_1}{R_{14}} \right)$$

Die Wechselsignale werden unipolar verstärkt. Das heißt, sie alternieren um einen Gleichspannungsoffset, der zwischen Masse und +5 V liegt. Dieser Offset wird an die nichtinvertierenden Eingänge gelegt und seine Höhe wird durch die Spannungsteiler R_{19} - R_{16} und R_{13} - R_{22} eingestellt. Am Ausgang des OPV steht dann eine um den Verstärkungsfaktor größere Offsetspannung an. R_{12} und R_{10} haben auf den DC-Arbeitspunkt des OPV einen zu vernachlässigenden Einfluss. Sie bestimmen vorrangig die Grenzfrequenzen der Hochpässe. Die Grenzfrequenzen der jeweiligen Filter lassen sich mit der folgenden Formel berechnen.:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$



Abbildung 27 Vorverstärkerplatine

Der Verstärker wurde nach folgenden Gesichtspunkten modifiziert:

Der Frequenzgang sollte für den Frequenzbereich von 20-110 Hz möglichst flach verlaufen, damit für den zu untersuchenden Bereich die Verstärkung möglichst konstant ist. Die Grenzfrequenzen wurden bei $-3\text{dBv} = 0,707 \cdot V_{\text{max}}$ bestimmt. Die Verstärkung sollte so eingestellt werden, dass der Betriebs Spannungsbereich (+5 V gegen Masse) möglichst gut für die Signalamplitude genutzt wird. ($U_{\text{outss}} \leq 5 \text{ V}$ bei einem Offset von +2,5 V)

Diese Vorgabe ist nicht ideal erreicht worden, da die gemessenen Maximalwerte für U_{ass} nur 1,25 V betragen. Für die Auswertung mit dem Lock-In-Verstärker war die Höhe der Amplituden jedoch ausreichend groß. Bei der Dimensionierung ist die Höhe der Offsetspannungen an den nichtinvertierenden Eingängen zu beachten. Sie werden mit dem Signal mitverstärkt und sollten so groß sein, dass das Signal nicht einseitig begrenzt wird. Nach der zweiten Stufe sollte die Offsetspannung ideal bei +2,5 V liegen und bei der ersten einen größeren Wert als die Amplitude der Pyroausgangsspannungen haben. Die simulierten Kurven sind aus dem Kapitel 3.4 übernommen.

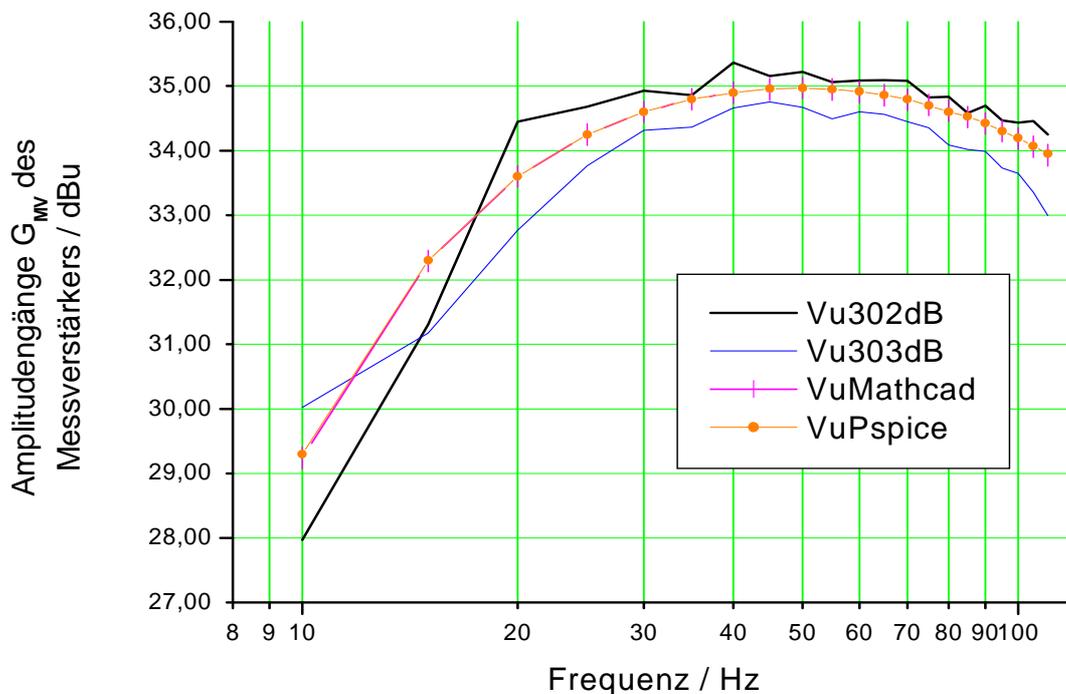


Abbildung 28 Frequenzgang des Messverstärkers

Die deckungsgleichen berechneten Kurven werden durch die gemessenen gut bestätigt. Die Bandbreite des Vorverstärkers geht von ca. 20 Hz bis ca. 120 Hz. Damit kann der Vorverstärker die vom LIE302 und LIE303 abgegebenen Spannungen optimal für die Auswertung mit dem Lock-In-Verstärker verstärken. Bei der späteren Anwendung kann der Messverstärker selektiv auf die Modulationsfrequenz eingestellt werden. Dann besteht die Möglichkeit, Störungen besser zu filtern, als dies im experimentellen Aufbau möglich ist.

Im praktischen Einsatz ist in Nähe der Modulationsfrequenz ein flacher Frequenzgang zu realisieren, da bei ungewollten Schwankungen der Modulationsfrequenz die Spannungsverstärkung noch konstant bleibt.

Die absoluten Verstärkungswerte (nichtlogarithmiert) liegen bei angeschlossenem LIE302 im Mittel um den Faktor 1,07 über den Messwerten mit dem LIE303. Diese relativ konstante Abweichung könnte durch einen systematischen Messfehler hervorgerufen worden sein. Theoretisch müssten die gemessenen Kurven die gleichen Ergebnisse liefern.

1.10 Die verwendeten Multimeter

Es wurden ein Labormultimeter PREMA 5000DMM und Handmultimeter CIE 8020 für die Gleichspannungsmessung verwendet.

1.11 Die verwendeten Oszilloskope

Für die meisten Messungen wurde ein Digital-Speicher-Oszilloskop mit analoger Anzeige von der Firma GOULD (oscilloscope DSO 450 100 Ms/s) verwendet.

Für die Aufnahme der typischen Signalformen des Messaufbaus wurde das Oszilloskop YOKOGAWA (8bit 200 Ms/s 150 MHz) genutzt, da es einen Drucker zum Ausdrucken der Signale integriert hat.

1.12 Der Funktionsgenerator

Der Funktionsgenerator für die Messungen war von der Firma OR-X Modell 311B-20 MHz.

1.13 Der Chopper

Wenn man allein die Eigenschaften des pyroelektrischen Detektors messtechnisch ermitteln will, muss man eine ideale Strahlungsquelle mit 100 prozentigem Modulationshub [2] bei allen Frequenzen haben. Da es einen solchen Strahler nicht gibt, unterbricht man den Strahlengang mechanisch mit Hilfe eines Choppers. Auf diese Weise wird der ideale Strahler simuliert. Der Chopper ist eine rotierende Scheibe mit periodisch angeordneten Öffnungen, die den Strahlengang öffnen und unterbrechen. Es gibt auch schwingende Chopper, die den Strahlengang wie ein Pendel unterbrechen.



Abbildung 29 Ansicht des Choppers

Die Drehzahl ist bei diesem Modell mit einem Schrittmotor einstellbar. Da der Tastgrad (duty cycle [3]) bei elektrischer und mechanischer Modulation gleich sein muss, habe ich für die Messungen ein spezielles Chopperblatt mit dem Tastgrad $D = 0,25$ angefertigt.

1.14 Das Netzteil

Für die Messungen wurde ein bipolares Netzteil mit $\pm 12\text{ V}$ genutzt. Bei den Messungen im Spannungsmodus wurde nur die positive Spannung gegen Masse benötigt. Die Spannungen für den Chopper, Lichtschranken usw. wurden von anderen Netzteilen des Laborarbeitsplatzes bereitgestellt.

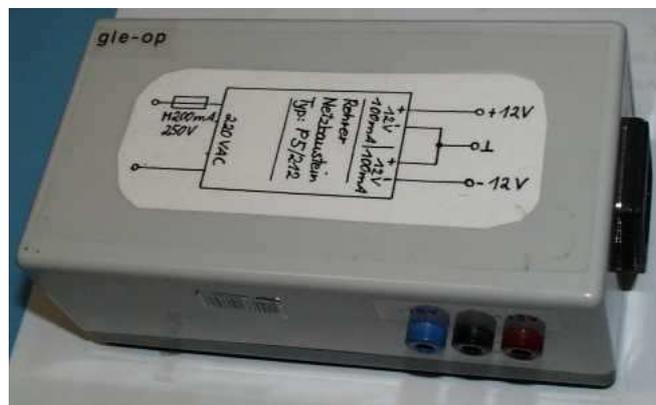


Abbildung 30 Bipolares 12V-Netzteil

2 Charakterisierung des Sensoraufbaus

2.1 Der Sensoraufbau und das Messprinzip

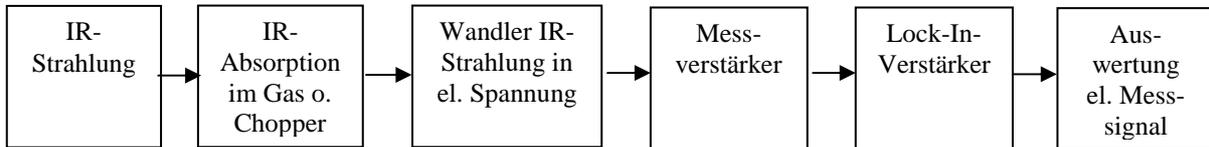


Abbildung 31 Messkette für den Messaufbau im Spannungsmodus

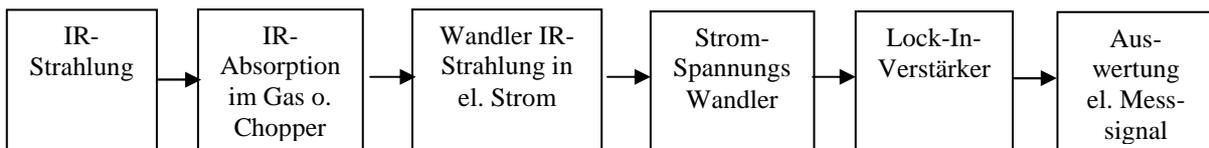


Abbildung 32 Messkette für den Messaufbau im Strommodus

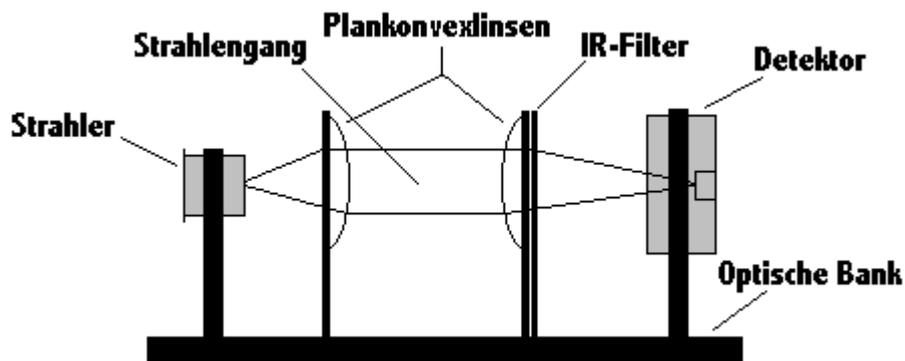


Abbildung 33 Schematische Darstellung des offenen Messaufbaus

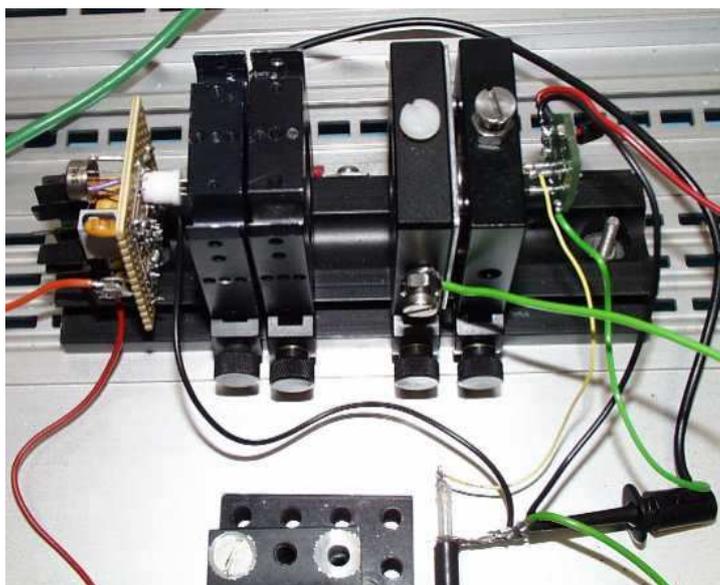


Abbildung 34 Ansicht des Messaufbaus

Im Messaufbau emittiert ein mit einer Rechteckspannung angesteuerter Infrarotstrahler infrarote Strahlung. Der Strahler wird im AC-Modus [4] im Frequenzbereich von 10-110 Hz betrieben. Die zunächst nicht gebündelten IR-Strahlen werden mit einer Plankonvexlinse kollimiert. Im kollimierten Strahlengang wird später eine Küvette eingesetzt, durch die das zu detektierende Gas geleitet wird. Dann gelangen die Strahlen mit im Gas abgeschwächter Intensität durch eine zweite Plankonvexlinse fokussiert und den optischen Bandpass gefiltert auf den pyroelektrischen Detektor. Der Detektor befindet sich genau im Brennpunkt der gebündelten Strahlen und empfängt so die maximale Strahlungsleistung. Die vom Detektor abgegebenen Spannungen werden im Messverstärker verstärkt und auf den Lock-In-Verstärker gegeben. Dieser wertet dann nur die Höhe der Spannungsamplitude der Grundschwingung (f_0) aus. Bei relativ hoher Zeitkonstante des Tiefpasses liegt eine dem Effektivwert der Grundschwingung entsprechende Gleichspannung am Ausgang an (siehe auch Kapitel 1.7). Bei Linearität ist sie auch dem Effektivwert des Messsignals proportional.

Da die Eigenschaften des Messverstärkers nach wenigen Messungen hinreichend genau bekannt und bestätigt waren, wurde dieser im Anschluss nur noch als Spannungsversorgung für die Detektorelemente im Spannungsmodus genutzt. In den folgenden Messungen wurden dann die direkt vom Detektor abgegebenen Spannungen (U_{pyross}) mit dem Lock-In-Verstärker gemessen.

Die Messungen mit dem Chopper sollen Aufschluss über das Verhalten der verschiedenen Detektorelemente geben. Der Strahler wird im ungetakteten DC-Betrieb [5] mit der Spitzenleistung $P_{\text{max}} = 600 \text{ mW}$ betrieben. Der Strahlengang wird durch ein Chopperblatt mit dem duty cycle [3] $D = 0,25$ unterbrochen. Mit dem Chopper wird ein idealer frequenz-unabhängiger Modulationshub [2] des Strahlers erzeugt. Auf diese Weise hat der Amplitudengang G_{Str} des verwendeten Strahlers keinen Einfluss auf die Messung. Mit Hilfe der ermittelten Kurven ist man in der Lage den Amplitudengang des Strahlers zu berechnen. (siehe Kapitel 2.3) Der offene Aufbau mit Chopper wird in den folgenden Darstellungen veranschaulicht.

Typische Signalformen des Messaufbaus im Spannungsmodus sind im zu sehen.

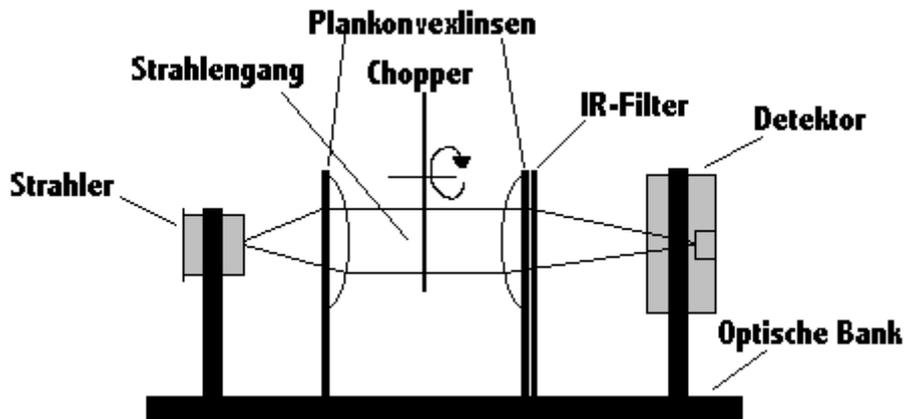


Abbildung 35 Schematische Darstellung des offenen Messaufbaus mit Chopper

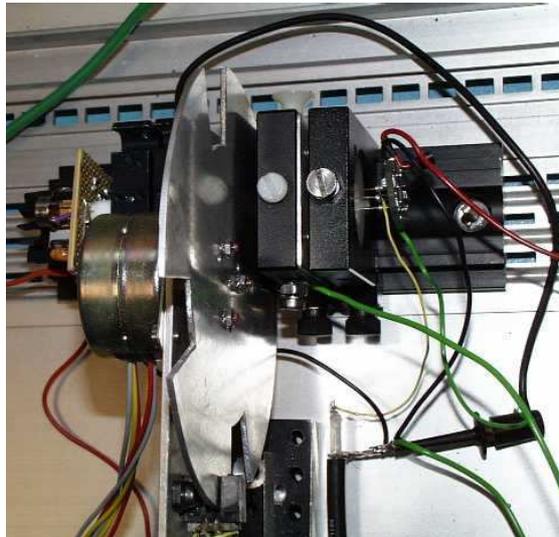


Abbildung 36 Ansicht des Messaufbaus mit Chopper

2.2 Hinweise zur Beseitigung störender elektromagnetischer Einflüsse

In offenen Messaufbauten mit langen Messleitungen machen kapazitiv und induktiv eingekoppelte Störungen große Probleme. Besonders problematisch ist die Masseführung und der Anschluss von Schirmungen. So machten in diesem Messaufbau eingekoppelte 50 Hz Störungen und hochfrequente Pulse von der Strahleransteuerung die meisten Schwierigkeiten. Die 50 Hz Störungen konnten weitestgehend durch Erdung der Metallteile (optische Bank, Linsenhalter, Chopper), sternförmige Masseführung und kurze Masseleitungslängen eliminiert werden. Dazu wurde das Oszilloskop als zentraler Massepunkt des Messaufbaus gewählt und nur ein zweiter lokaler Punkt am Ende des Messkabels für Upyro eingerichtet. Folgendes Schema soll dies verdeutlichen.

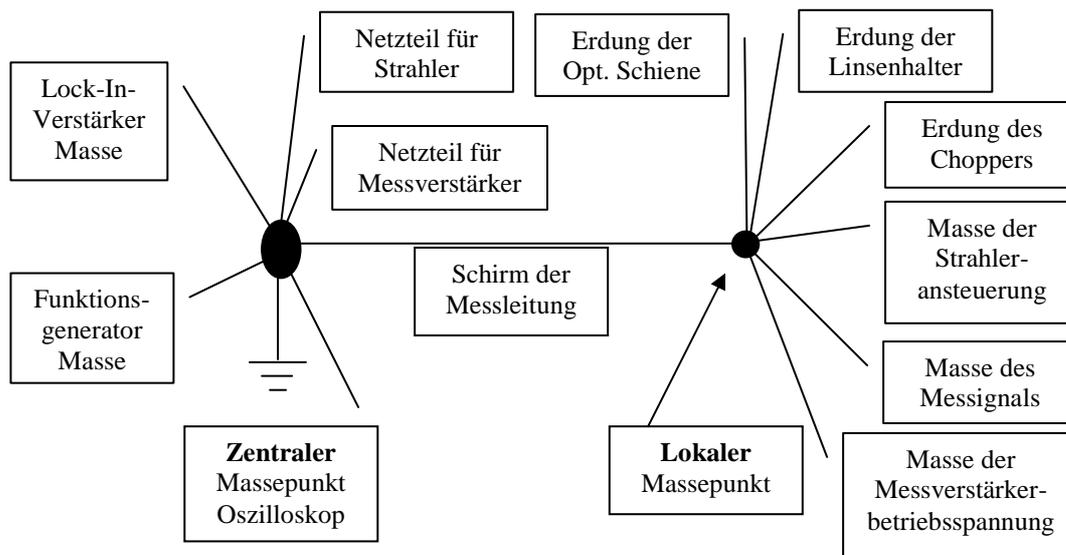


Abbildung 37 Schema der Masseführung im Messaufbau

Der lokale Massepunkt ist in Abbildung 36 gut an der schwarzen Klemme zu erkennen. Der Schirm der Messleitung ist also die einzige Masseleitung, die zum Messaufbau hinführt. Die positiven Spannungen wurden mit einfachen, relativ langen Leitungen zu den Platinen geführt. Eine räumliche Trennung der Drähte der Strahleransteuerung zu den Drähten der Ausgangssignalseite hat einer spürbare Reduzierung der eingekoppelten hochfrequenten Störungen gebracht. Zusätzlich konnten die hochfrequenten Störungen mit einem Filternetzwerk auf der Strahleransteuerplatine gedämpft werden. (siehe Abbildung 7)

Die 5 V Betriebsspannung für den Messverstärker ist von einem Festspannungsregler LM7805 auf der Platine erzeugt worden. Da der IC standardmäßig mit Kondensatoren zur Filterung beschaltet ist, waren hier keine weiteren Maßnahmen erforderlich.

2.3 Verfahren zur Bestimmung der Eigenschaften der Einzelkomponenten

1. Schritt – Zuweisung von Frequenzgängen

Es werden allen Komponenten in der Messkette Amplitudenfrequenzgänge (Abbildung 38) zugewiesen. Bei Linsen und Filter wird davon ausgegangen, dass ein ideales Übertragungsverhalten vorliegt. Während der Untersuchungen soll keine Absorption im Strahlengang (Gas) vorhanden sein. Damit lässt sich diese Einflussgröße bei sämtlichen Messungen vernachlässigen. Sie ist nur der Vollständigkeit halber in der Messkette mit aufgeführt.

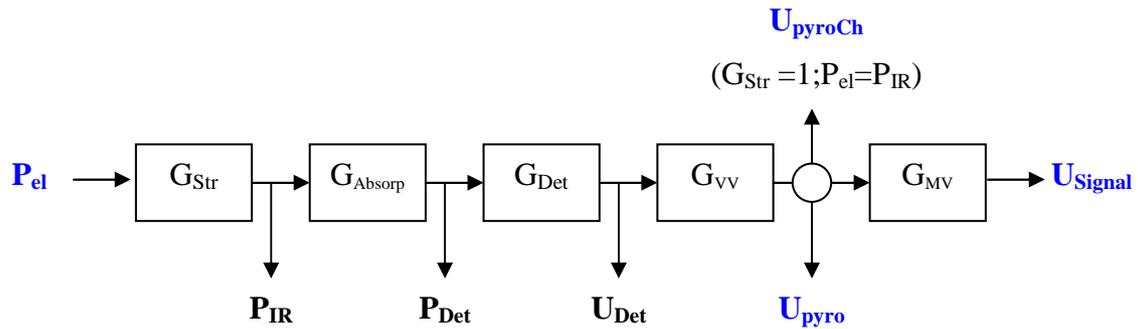


Abbildung 38 Messkette mit Einflussfaktoren

P_{el}	elektrische Strahlungsleistung
G_{Str}	Frequenzgang des Strahlers
G_{Absorp}	Absorption im Gas
G_{Det}	Frequenzgang des Detektors
G_{VV}	Frequenzgang des Vorverstärkers (nur mit LIE303 sonst immer $G_{VV} = 1$)
G_{MV}	Frequenzgang des Messverstärkers für Spannungsmodus
P_{IR}	infrarote Strahlungsleistung hinter dem Strahler
P_{Det}	infrarote Strahlungsleistung am Detektor
U_{Det}	Detektorausgangsspannung
U_{pyro}	wenn kein LIE303 verwendet wird, $U_{pyro} = U_{Det}$
U_{pyroCh}	Detektorausgangsspannung bei idealem Strahler
U_{Signal}	Messverstärkerausgangsspannung

Die Größen P_{IR} , P_{Det} und P_{el} sind nicht direkt messbar. P_{el} ist die Leistung der Grundschwingung und lässt sich mit Hilfe der Fourierreihe der Leistungsfunktion am Strahler rechnerisch ermitteln. Das soll im 4. Schritt getan werden. Alle Angaben sind hier in Spitze-Spitze Werten gemacht.

2. Schritt - experimentelles Untersuchen der Amplitudengänge der Spannungen

Bei elektrischer Modulation (AC-Modus [4]) lässt sich folgender Amplitudengang ermitteln:

$$U_{pyro} = G_{Str} * G_{Det} * P_{el} \quad (G_{VV} = 1; G_{Absorp} = 1) \text{ Strahler + Detektor}$$

Bei mechan. Modulation (DC-Modus [5]) lässt sich folgender Amplitudengang bestimmen:

$$U_{pyroCh} = G_{Det} * P_{el} \quad (G_{Str} = 1; P_{el} = P_{IR}; G_{Absorp} = 1; G_{VV} = 1) \text{ nur Detektor}$$

Bei elektrischer Modulation ist der Amplitudengang der Signalspannung zu messen.

$$U_{Signal} = G_{Str} * G_{Det} * G_{MV} * P_{el} \quad (G_{Absorp} = 1; G_{VV} = 1)$$

3. Schritt - Berechnung der Amplitudengänge aus gemessenen Werten

$$\boxed{[G_{Str} * G_{Det}] = \left[\frac{U_{Pyro}}{P_{el}} \right] = \frac{V}{W}} \quad \boxed{[G_{Det}] = \left[\frac{U_{Pyroch}}{P_{IR}} \right] = \frac{V}{W}} \quad \boxed{[G_{VV}] = \left[\frac{U_{Pyro}}{U_{Det}} \right] \triangleq \left[\frac{U_{Pyro303}}{U_{Pyro302}} \right] = \frac{V}{V} = 1}$$

$$\boxed{[G_{Str}] = \left[\frac{(G_{Str} * G_{Det})}{G_{Det}} \right] = \left[\frac{U_{pyro}}{U_{pyroCh}} \right] = \frac{V}{V} = 1} \quad \boxed{[G_{MV}] = \left[\frac{U_{Signal}}{U_{Pyro}} \right] = \frac{V}{V} = 1}$$

Hierbei ist W die Einheit der elektrischen Leistung und der infraroten Strahlungsleistung am Strahler. Im Strommodus sind $G_{VV} = 1$ und $G_{MV} = 1$ und es kommt für den I-U-Wandler ein Amplitudengang G_{IU} hinzu. Die rechnerische Eliminierung von G_{IU} wird in Kapitel 2.5 besprochen.

4. Schritt – Bestimmung der Eingangsleistung P_{el}

Die Bestimmung von P_{el} ist notwendig, da der Lock-In-Verstärker nur Amplituden der Grundschwingung f_0 des Sensorsignals auswertet. So ist P_{el} die äquivalente Eingangsgröße. Der Strom durch den Strahler folgt exakt der rechteckförmigen Spannung. Man nutzt für die Leistungsbestimmung die Fourierreihe für einen getasteten Rechteckimpuls (Lindner S.192).

$$f(t) = \frac{A\varphi}{\pi} + \frac{2A}{\pi} \left[\sin(\varphi) * \cos(\omega t) + \frac{\sin(2\varphi)}{2} * \cos(2\omega t) + \frac{\sin(3\varphi)}{3} * \cos(3\omega t) + \dots \right]$$

Für die Anwendung hier ist A die Leistungsamplitude, $\varphi = \pi * t_i / T = \pi / 4$ mit t_i als Impulszeit und T als Periodendauer, $\omega = 2 * \pi * f_0$ die Kreisfrequenz und t gibt den Zeitpunkt an, an dem der Funktionswert berechnet werden soll. t_i / T ist gleich dem duty cycle [3] von $D = 0,25$. Mit dem Einsetzen der Leistungsamplitude von $P_{max} = 600 \text{ mW}$ lassen sich nun leicht die spektralen Anteile berechnen. Die Fourierreihe sieht dann wie folgt aus.

$$P_{el}(t) = \frac{0,6}{4} W + \frac{1,2W}{\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{4}\right) * \cos(\omega t) + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}\right)}{2} * \cos(2\omega t) + \frac{\sin\left(\frac{3}{4}\pi\right)}{3} * \cos(3\omega t) + \dots \right]$$

$$P_{el}(t) = 0,15W + 0,27W \cos(\omega t) + 0,19W \cos(2\omega t) + 0,09W \cos(3\omega t) + \dots$$

Damit ist der Gleichanteil $P = 150 \text{ mW}$ und die Amplitude der elektrischen Leistung der Grundschiwingung $P_{el} = 270 \text{ mW}$.

2.4 Messung des Frequenzganges im Spannungsmodus

Eingestellte Parameter und Messbedingungen:

- Spitzenleistung des Strahlers im AC-Betrieb [4] $P_{max} = 600 \text{ mW}$
- Mittlere Strahlerleistung $P = 150 \text{ mW} = P_{max} \cdot D$; $D = T_{on}/T = 0,25$ duty cycle [3]
- keine Spannungsteiler in der Messkette
- Messung mit Lock-In-Verstärker LIA-BV-150-L der Firma Femto
- Berechnung der Spitze-Spitze-Werte mit der Formel $U_{ss} = 2 \cdot 2^{1/2} \cdot \text{Anzeigewert}$ (Anzeigewert ist Effektivwert der Grundschiwingung f_0 des Messsignals)
- Phasenlage wird bei jeder Messung manuell nachgeregelt
- optischer Bandpass mit (-3dB)Grenzwellenlängen $7,97 \mu\text{m} \leq \lambda \leq 8,19 \mu\text{m}$ mit Maximum bei $\lambda = 8,1 \mu\text{m}$ (80 % Transmission); Linsenhalterabstand $d = 16 \text{ mm}$
- gleicher Vorverstärker für beide pyroelektrische Detektoren (LIE302 und LIE303)
- Lock-In-Empfindlichkeit je nach Eingangsspannung eingestellt; Zeitkonstante $T = 1 \text{ s}$
- 1-f-Modus; PLL slow; Ref.Level = 0 V
- Messaufbau offen und separate Spannungsversorgung für Strahler und Detektor

Man kann in den folgenden Kurven gut erkennen, dass die Übertragungssysteme einen Tiefpasscharakter haben. Die vom LIE303 abgegebenen Spannungen sind durch den integrierten Verstärker (G_{VV}) größer, als die des LIE302. Der Amplitudengang G_{VV} verursacht den bei höheren Frequenzen steiler absinkenden Kurvenverlauf beim LIE303. Wenn man die Abbildung 39 und Abbildung 40 miteinander vergleicht, sieht man sofort den Einfluss des Messverstärkers (G_{MV}). Die Verstärkung von 30-40 ist auch ohne genaue Berechnung zu erkennen. Der Amplitudengang G_{MV} wurde schon im obigen Kapitel 1.9 behandelt.

Messtechnisch ermittelte Kurvenverläufe

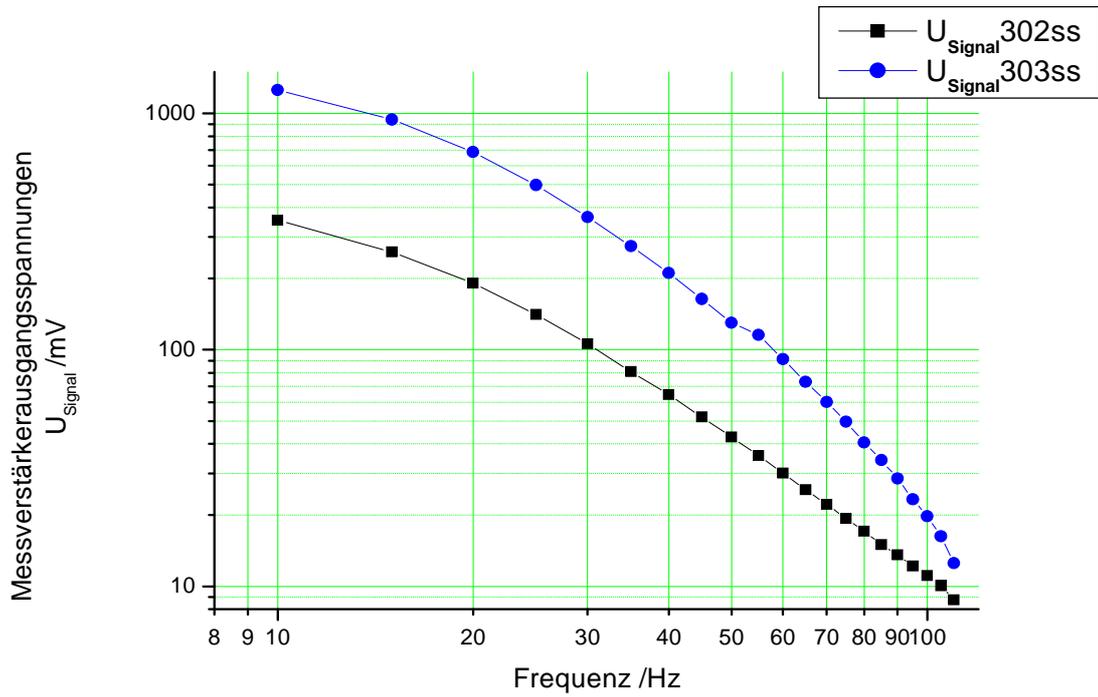


Abbildung 39 Ausgangsspannungen U_{Signal} (Spitze-Spitze)

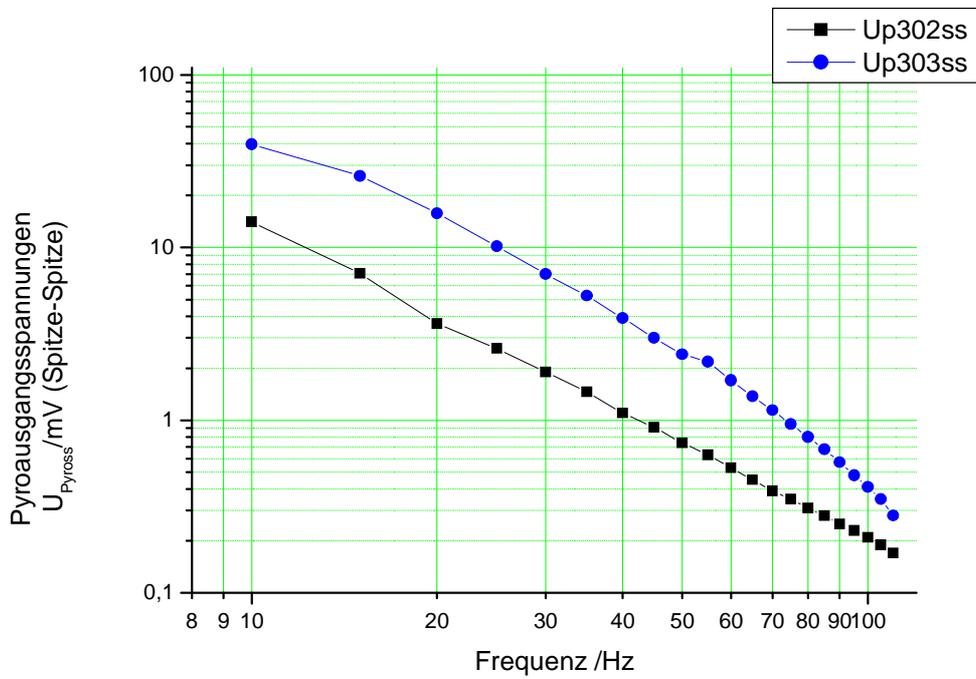


Abbildung 40 Pyroausgangsspannungen U_{Pyross} (Spitze-Spitze)

Das Signal zu Rauschverhältnis im Spannungsmodus:

Für die Bestimmung der Signal-Rauschabstände wurde das dem Signal überlagerte Rauschen mit dem Oszilloskop betrachtet und die Spitze-Spitze-Werte als Rauschspannung U_{rausch} abgeschätzt. Die Spannungshöhe war nahezu frequenzunabhängig. Der Einfluss des Messverstärkers G_{MV} blieb unberücksichtigt. Die Spannungshöhe U_{rauschss} betrug beim LIE302 etwa 0,2 mV und beim LIE303 etwa 0,6 mV. Dieser Unterschied (Faktor 3) wird beim LIE303 vermutlich von der integrierten Verstärkung verursacht. Wegen der nur abgeschätzten Rauschspannung ist diese Messung mit großem Fehler behaftet, und man sollte eher auf spezifische Verläufe, als auf die absoluten Zahlen sehen. Um definitive Aussagen zum S/N machen zu können, muss man sich näher mit dem Spektrum des Rauschens befassen.

Die Werte wurden mit der folgenden Formel berechnet:(log-dekadischer Logarithmus)

$$\boxed{\frac{S}{N} \text{ dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{\text{pyross}}}{U_{\text{rausch}}} \right)}$$

Das Signal zu Rauschverhältnis liegt bei niedrigen Frequenzen etwa bei 95 dBu und sinkt bei 100 Hz auf ca. 60 dBu ab. Der Verlauf des S / N ist in Abbildung 45 im Kapitel 2.6 zu sehen.

2.5 Messung des Frequenzganges im Strommodus

Alle Spannungen wurden mit dem Lock-In-Verstärker gemessen und anschließend mit der Formel: $U_{\text{outss}} = 2 \cdot 2^{1/2} \cdot U_{\text{lock-in}}$ in entsprechende Spitze-Spitze-Werte der Grundschwingung umgerechnet.

Messbedingungen und eingestellte Parameter:

- Spitzenleistung des Strahlers $P_{\text{max}} = 600 \text{ mW}$ (während der Einschaltzeit T_{on})
- Mittlere Strahlerleistung $P = 150 \text{ mW}$, $D = T_{\text{on}} / T = 0,25$, D-duty cycle [3]
- direkte Messung mit Lock-In-Verstärker (keine Spannungsteiler)
- optischer Bandpass mit (-3dB)Grenzwellenlängen $7,97 \mu\text{m} \leq \lambda \leq 8,19 \mu\text{m}$ mit Maximum bei $\lambda = 8,1 \mu\text{m}$ (80 % Transmission); Linsenhalterabstand $d = 16 \text{ mm}$
- Lock-In-Zeitkonstante $T = 1 \text{ s}$
- 1-f-Modus; PLL slow; Ref.Level = 0 V

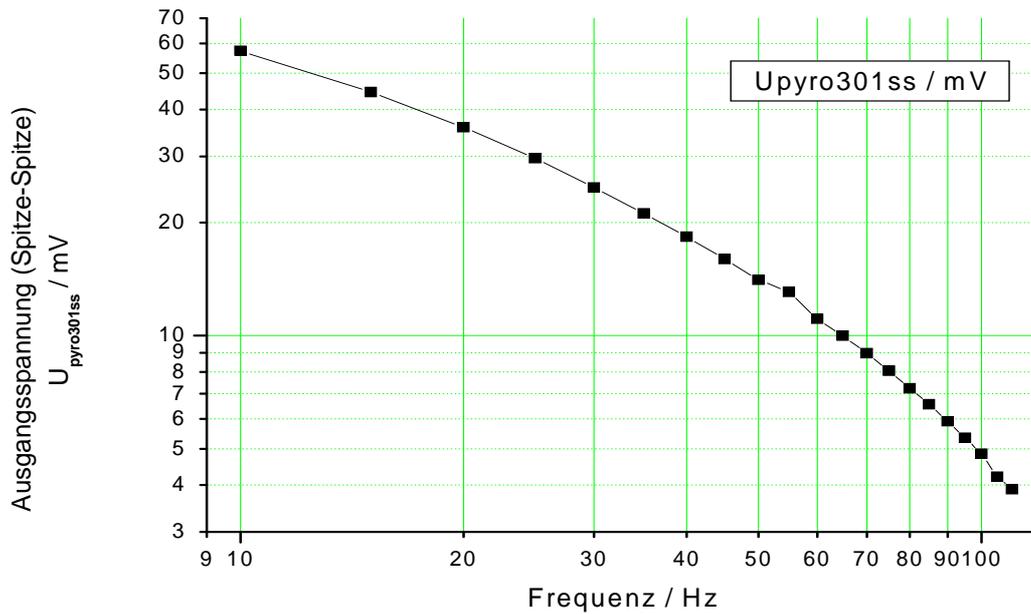


Abbildung 41 Ausgangsspannung $U_{\text{pyro301ss}}$ im Strommodus

Hier bestimmen die Amplitudengänge G_{Str} des Strahlers, G_{Det} des pyroelektrischen Detektors und G_{IU} des I-U-Konverters den Kurvenverlauf. Durch punktweise Berechnung der Impedanz $Z(f) = R_1 \parallel 1/j\omega C_1$ kann man G_{IU} des I-U-Konverters rechnerisch eliminieren.

$$|Z(f)| = \frac{R}{\sqrt{1 + (2\pi f * R_1 C_1)^2}}$$

Da die Phasenlage für jeden Messpunkt am Lock-In-Verstärker nachgeregelt wurde, hatte nur der Betrag der Impedanz Einfluss auf den Frequenzgang des I-U-Konverters. Man rechnet zunächst den vom pyroelektrischen Detektor abgegebenen Kurzschlussstrom $I_{\text{pyro}} = I_{301}$ aus.

$$I_{301}(f) = \frac{U_{\text{out}}(f)}{|Z(f)|}$$

Um den errechneten Strom mit den Werten aus dem Spannungsmodus vergleichen zu können, kann man den Strom über einen konstanten Widerstand z.B. $R_1 = 1 \text{ G}\Omega$ in eine äquivalente Spannung umrechnen.

$$U_{301}(f) = I_{301}(f) * R_1$$

Bei dieser Rechnung wird der Betrag der idealen Übertragungsfunktion eines I-U-Wandlers mit OPV angenommen. Das Signal wird invertiert abgegeben.

$$\left| \frac{U_{out}}{I_{301}} \right| = R_1$$

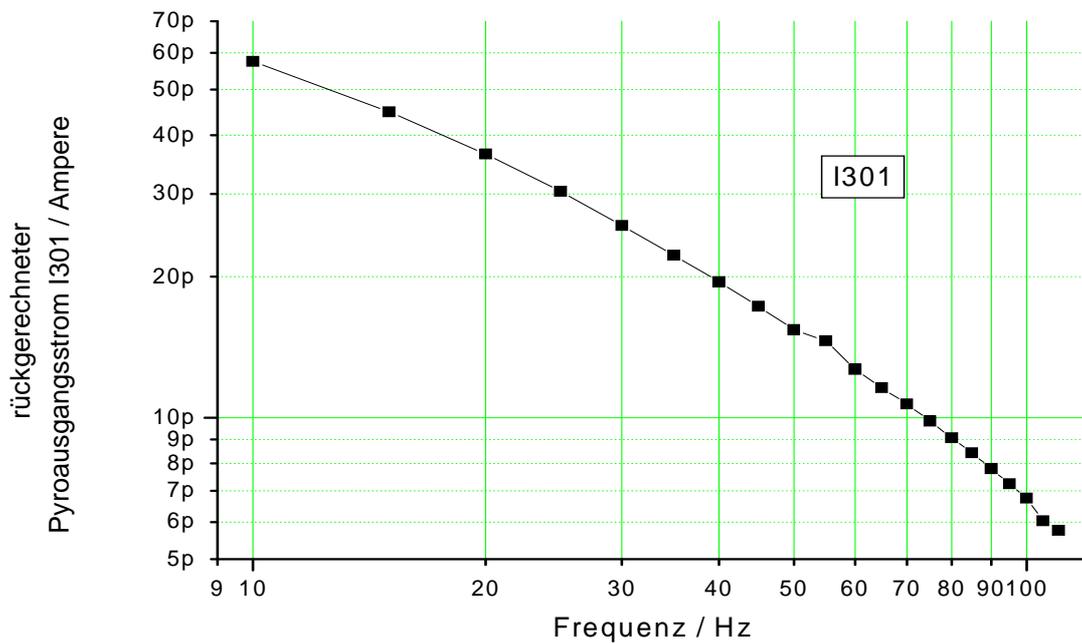


Abbildung 42 Errechneter, vom pyroelektrischen Detektor abgegebener Strom I301

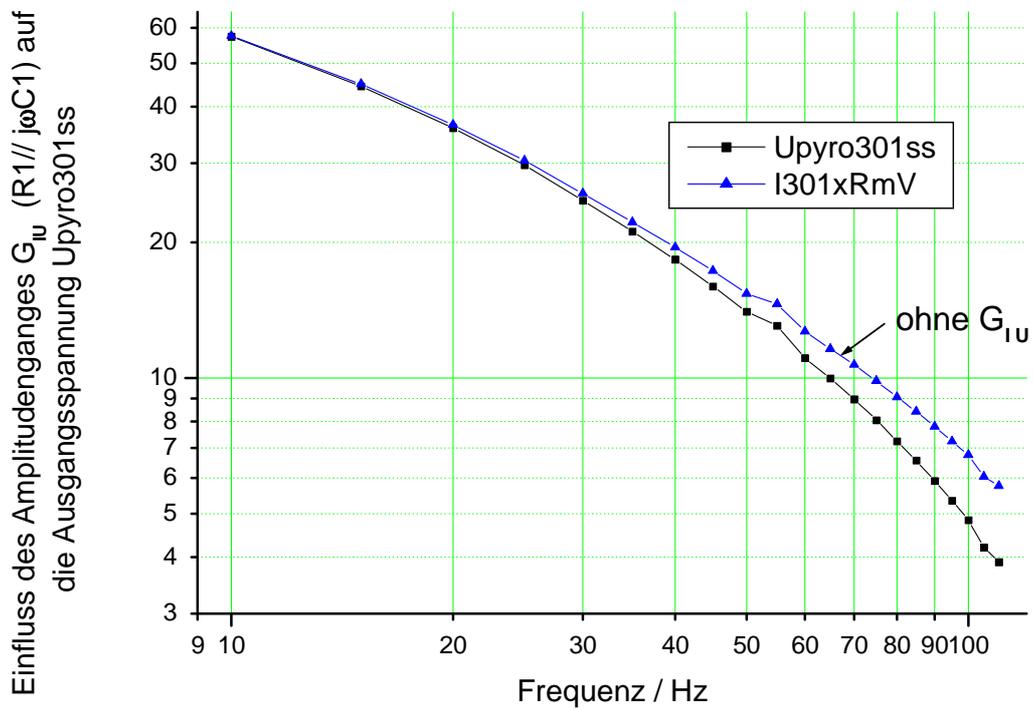


Abbildung 43 Vergleich der gemessenen ($U_{\text{pyro301ss}}$) und der korrigierten Spannung

Man kann erkennen, dass der Einfluss von G_{IU} mit $C_1 = 1 \text{ pF}$ relativ gering ist. Die Umwandlung von Strom in Spannung ist im gemessenen Frequenzbereich fast ideal frequenzunabhängig. Der Einfluss des Tiefpasses $1/j\omega C_1 \parallel R_1$ und die zu erwartende Amplitude der Ausgangsspannung wurden vor Bestückung der Platine mit dem Simulationswerkzeug PSpice [6] simuliert. Die bereits in Kapitel 1.8 vorgestellten Ergebnisse werden durch die praktischen Messwerte gut bestätigt.

Das Signal-Rauschverhältnis beim Strommodus:

Das S/N wurde mit der Formel $S/N = 20 \cdot \log(U_{\text{outss}}/U_{\text{rausch}})$ dB bestimmt. Das am hochohmigen Widerstand R_1 entstandene Rauschsignal U_{rausch} hatte eine relativ konstante Amplitude (Spitze-Spitze) von ca. 0,6 mV. Damit liegt das S/N bei niedrigen Frequenzen bei ca. 40 dB und sinkt bei 100 Hz auf ca. 16 dB ab. Der Verlauf des S/N ist im nächsten Kapitel im Vergleich mit dem Spannungsmodus zu sehen. Für die Optimierung des S/N wurden im Strommodus noch keine Anstrengungen unternommen. Eine erste anzustrebende Maßnahme ist die Integration des I-U-Wandlers in das Gehäuse des pyroelektrischen Detektors. Damit hat man ein gekapseltes Sensorelement, was gegenüber Störungen unempfindlicher ist und Spannungen mit den Eigenschaften des Strommodus als Ausgangsgröße abgibt. Auf mögliche Optimierungen des I-U-Wandlers wurde auch im Kapitel 1.8 eingegangen.

2.6 Vergleich von Spannungsmodus mit LIE302/303 und Strommodus mit LIE301

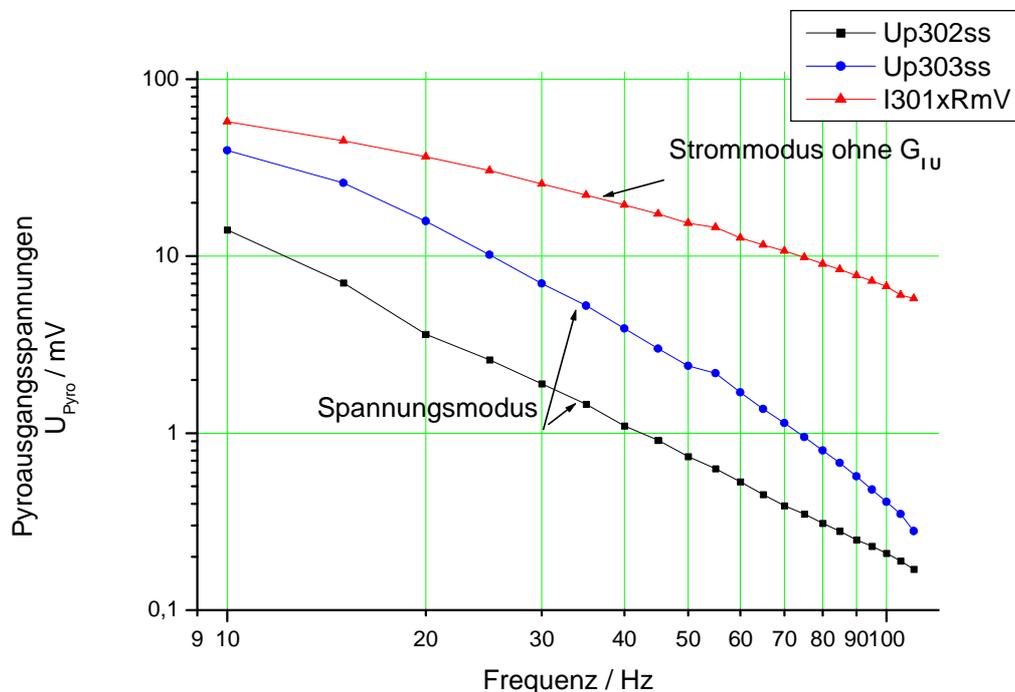


Abbildung 44 Vergleich der Pyroausgangsspannungen im Spannungs- und Strommodus

Die Spannungswerte wurden unter gleichen geometrischen und elektrischen Bedingungen (Abschirmung, Messgeräte, Strahlungsleistung, duty cycle, usw.) gemessen. Ein Unterschied ist das bipolare, zur Masse symmetrische Ausgangssignal des LIE301.

Für die Verstärkung der Signale im Spannungsmodus wurde eine vorhandene Messverstärkerplatine von Dräger verwendet. Diese arbeitet mit masseunsymmetrischer Betriebsspannung von +5 V. Deshalb wurde das Ausgangssignal im Spannungsmodus einem Gleichspannungsoffset zwischen Masse und Betriebsspannung überlagert. Die Höhe der Offsetspannung ist für die folgenden Betrachtungen jedoch nicht von Interesse, da nur die Spitze-Spitze-Werte der Wechselsignale gemessen wurden.

Ob der bipolare, massesymmetrische Betrieb einen vorteilhaften Einfluss auf das S/N-Verhältnis hat, müsste mit weiteren Messungen genauer untersucht werden. Die Höhe der Ausgangsspannung des LIE301 kann mit dem Rückkoppelwiderstand R_1 variiert werden. Es wurde bei der Berechnung von $I_{301} \times R_1$ der tatsächlich verwendete Widerstandswert von R_1 gewählt. Die absolute Höhe von $I_{301} \times R_1$ ist durch Umbestückung in weiten Grenzen variabel. Praktisch mögliche Widerstandswerte könnten beispielsweise $0,5 \text{ G}\Omega \dots 5 \text{ G}\Omega$ sein.

Das zeigt, dass man die absoluten Spannungsamplituden nur im Zusammenhang mit den S/N-Werten sinnvoll vergleichen kann. Die Empfindlichkeit [1] des I-U-Wandlers lässt sich bei Beachtung gewünschter dynamischer Eigenschaften und Rauschunterdrückung relativ frei einstellen. Die Unterschiede zwischen den Kurvenverläufen lassen sich gut erkennen.

Im Verlauf von $I_{301} \times R_1$ fällt der flachere Abfall der Kurve auf. Das bedeutet, dass das Tiefpassverhalten, welches der LIE302 und LIE303 prinzip bedingt aufweisen, im Strommodus kompensiert ist.

Im Spannungsmodus bei höheren Frequenzen ist der Einsatz des LIE302 mit geeignetem externen Messverstärker gegenüber dem LIE303 vorteilhaft, da der Amplitudengang G_{VV} in der Messkette entfällt. Ein flacher Frequenzgang ist günstig, da die Verstärkung bei kleinen Schwankungen der Modulationsfrequenz noch konstant bleibt. Das Rauschverhalten soll im nächsten Abschnitt untersucht werden. Der Betrieb im Strommodus bringt bei höherem Aufwand an Elektronik den Vorteil des kompensierten Tiefpassverhaltens.

Vergleich der Signal zu Rauschabstände

Die Werte wurden mit der folgenden Formel berechnet: (log-dekadischer Logarithmus)

$$\frac{S}{N} \text{ dB} = 20 * \log \left(\frac{U_{\text{pyross}}}{U_{\text{rauschss}}} \right)$$

Der Spitze-Spitze-Wert der Rauschspannung U_{Rauschss} wurde mit dem Oszilloskop gemessen und war nicht von der Frequenz abhängig. Es ist erkennbar, dass der Signal zu Rauschabstand der Messungen im Spannungsmodus besser ist, als der im Strommodus. Aufgrund der abnehmenden Signalamplitude sinkt das S/N bei allen Detektoren mit steigender Frequenz. Bei Frequenzen ab 70 Hz hat man mit dem LIE302 einen kleinen Vorteil gegenüber dem LIE303. Mit geeigneter Verstärkung kann man den Nachteil der kleineren abgegebenen Signalamplitude kompensieren.

Beim Strommodus müssen noch Anstrengungen zur Verbesserung des S/N unternommen werden. Durch Integration des I-U-Wandlers in das Detektorgehäuse konnte mit dem LIE351 bereits eine Verbesserung des S/N von 10 dB erreicht werden. Die Optimierung des S/N konnte aus zeitlichen Gründen in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt werden. Die Ergebnisse dieser Messungen sind also nur als erste Orientierung zu werten. Grundsätzlich kann man alle 3 Sensoren im betrachteten Frequenzbereich mit akzeptablem Signal zu Rauschabstand betreiben.

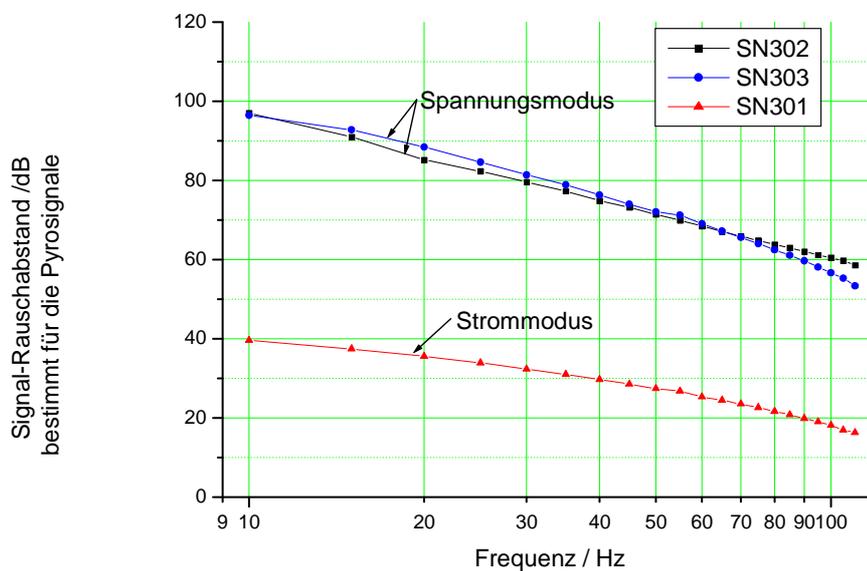


Abbildung 45 Signal / Rauschabstände für die unverstärkt gemessenen Pyrospannungen

2.7 Messung der Antworten der pyroel. Detektoren mit mechan. modulierten Signalen

Eingestellte Parameter und Messbedingungen:

- Leistung des Flächenstrahlers $P_{\max} = 600 \text{ mW}$ im DC-Modus [5]
(10,5 V über R_{mess} und R_{Strahler})
- mittlere am Detektor auftreffende Leistung $P = 150 \text{ mW} = P_{\max} * D$
- duty cycle D [3] mit Öffnungen im Chopperblatt realisiert
- keine Spannungsteiler in der Messkette
- Messung mit Lock-In-Verstärker LIA-BV-150-L der Firma Femto
- Berechnung der Spitze-Spitze-Werte mit der Formel $U_{\text{ss}} = 2 * 2^{1/2} * \text{Anzeigewert}$
(Anzeigewert ist Effektivwert der Grundschwingung f_0 des Messsignals)
- Phasenlage wird bei jeder Messung manuell nachgeregelt
- optischer Bandpass mit (-3dB)Grenzwellenlängen $7,97 \mu\text{m} \leq \lambda \leq 8,19 \mu\text{m}$ mit
Maximum bei $\lambda = 8,1 \mu\text{m}$ (80 % Transmission); Linsenhalterabstand $d = 16 \text{ mm}$
- Lock-In-Empfindlichkeit je nach Eingangsspannung; Zeitkonstante $T = 1 \text{ s}$
- 1-f-Modus; PLL slow; Ref.Level = 0 V

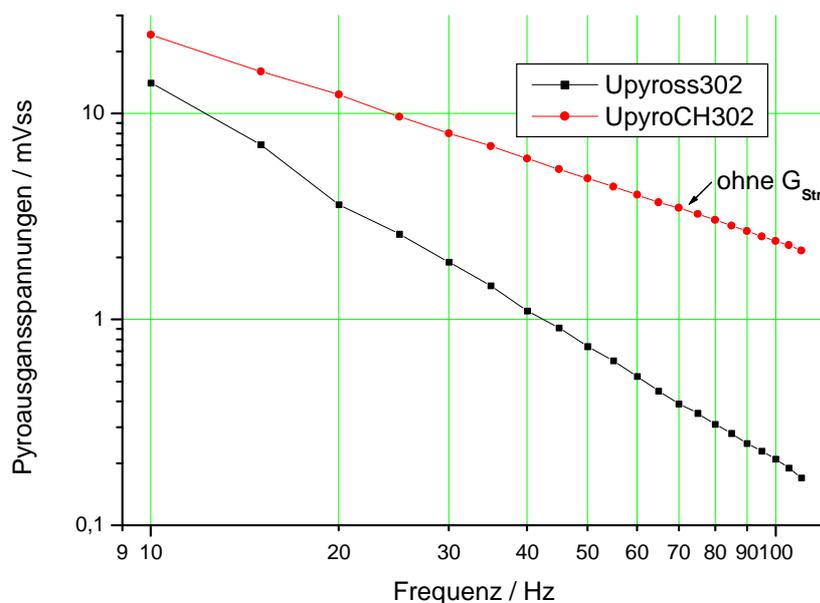


Abbildung 46 Vergleich der mit elektrischer und mechan. Modulation vom Detektor LIE302 abgegebenen Spannungen

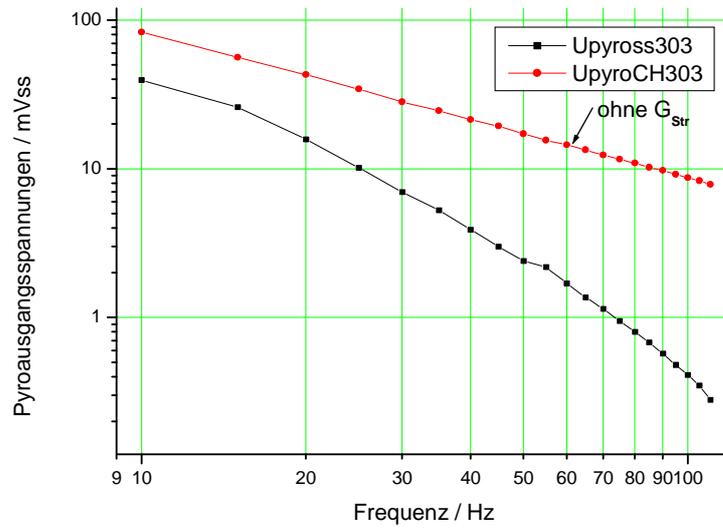


Abbildung 47 Vergleich der mit elektrischer und mechan. Modulation vom Detektor LIE303 abgegebenen Spannungen

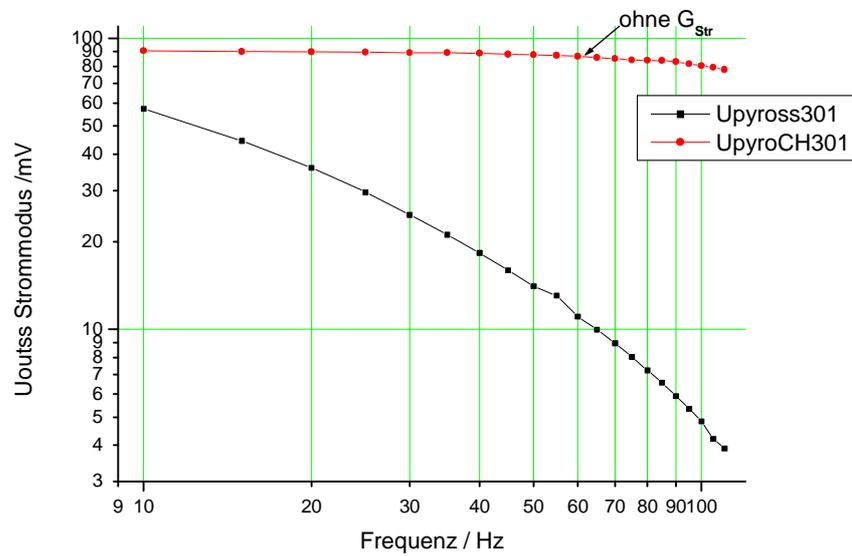


Abbildung 48 Vergleich der mit elektrischer und mechan. Modulation vom Detektor LIE301 abgegebenen Spannungen im Strommodus

2.8 Vorstellung der ermittelten Amplitudengänge der Einzelkomponenten

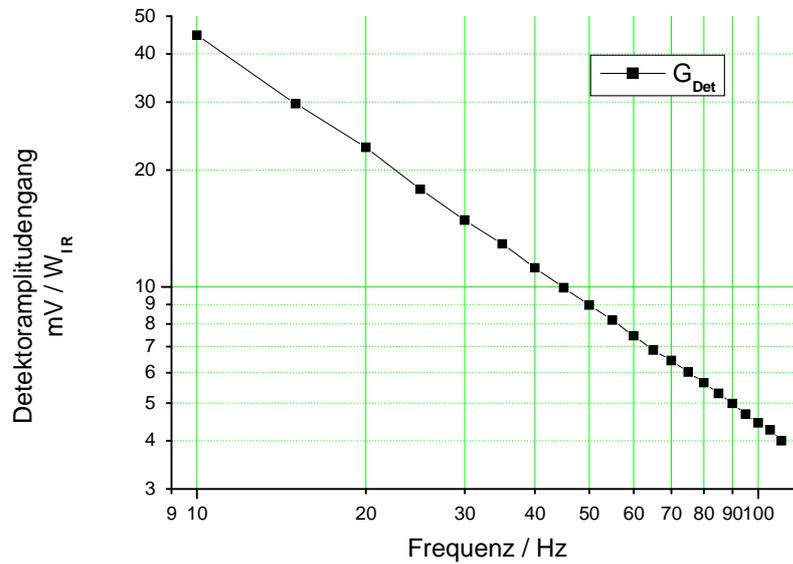


Abbildung 49 Detektoramplitudengang G_{Det} des LIE302

Aus dem Vergleich der Empfindlichkeit [1] im Datenblatt und der hier bestimmten, lässt sich erkennen, dass die optischen Komponenten (Linsen und IR-Filter) die Strahlungsleistung P_{foIR} um einen Faktor 6000 (bei 10 Hz) dämpfen.

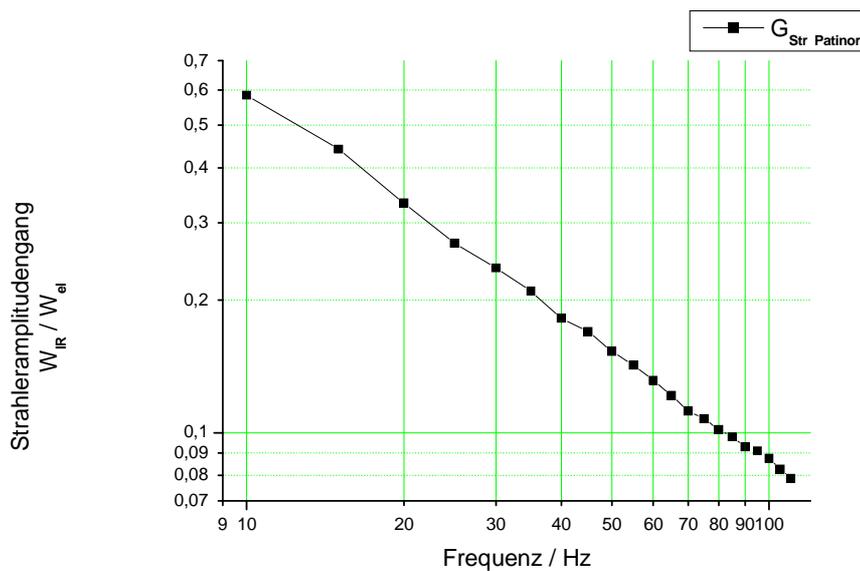


Abbildung 50 Amplitudengang des Flächenstrahlers von Patinor

Ein Vergleich der Strahleramplitudengänge erfolgt im Kapitel 2.9.

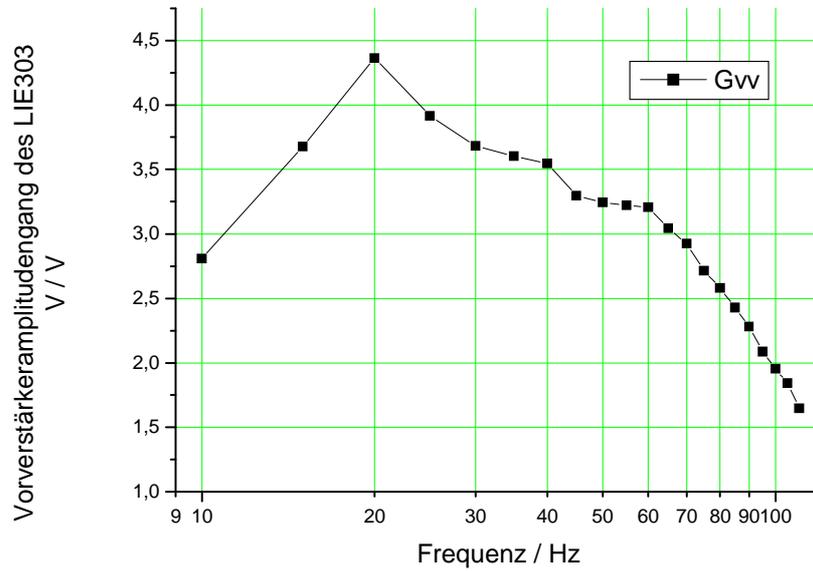


Abbildung 51 Verstärkung des im LIE303 integrierten Verstärkers

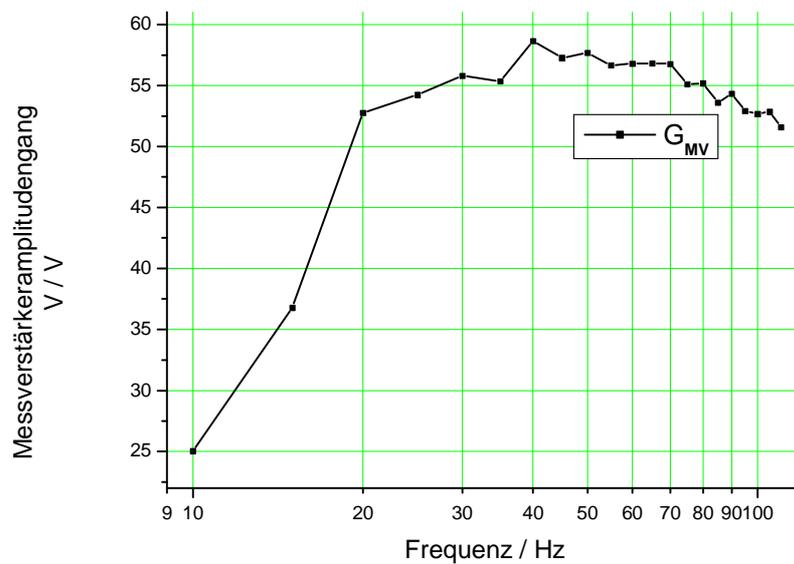


Abbildung 52 Amplitudengang des Messverstärkers berechnet mit LIE302-Messwerten

2.9 Bestimmung und Vergleich der Eigenschaften der Strahler

Die Bestimmung der Frequenzgänge der Strahler war nicht unter gleichen Messbedingungen möglich. Wegen bauartbedingten Unterschieden waren nicht die gleichen Strahlerleistungen einstellbar und auch die optischen Bedingungen wichen voneinander ab. Nur beim Flächenstrahler von Patinor war es möglich, bei je 0,6 Watt im AC- und DC-Betrieb [4 u. 5] gut messbare Spannungsamplituden am pyroelektrischen Detektor abzugreifen. Bei dieser Einstellung trifft auf den Detektor bei niedrigen Frequenzen im AC- und DC-Modus die gleiche mittlere IR-Strahlungsleistung. Der LIE302 ist so bei beiden Messungen im gleichen Arbeitspunkt. Man muss als Kalibrierung sicherstellen, dass bei jedem Strahler im DC-Modus den Detektor die gleiche Strahlungsleistung erreicht, d. h. es muss die gleiche Spannungsamplitude U_{pyroChss} bei z.B. 10 Hz eingestellt werden. Dies kann man durch Variation der elektrischen Leistung P_{foel} und der Optik auf der Strahlerseite realisieren. Die Messergebnisse des AC- und DC-Modus eines Strahlers lassen sich ausgehend von der eingestellten Leistung umrechnen.

Bei der AC-Strahleransteuerung wird der Amplitudengang des Strahlers G_{Str} und der des pyroelektrischen Detektors G_{Det} ermittelt. Im DC-Betrieb mit Choppertaktung wird ein idealer Amplitudengang des Detektors $G_{\text{Det}} = 1$ simuliert. (siehe Kap. 2.3)

Normierung der gemessenen Kurven:

Ein Vergleich der absoluten Werte ist nur möglich, wenn die Messergebnisse bei gleichen Leistungen ermittelt wurden. Da diese Bedingung nur beim Flächenstrahler realisierbar war, müssen die anderen Kurven auf die des Flächenstrahlers normiert werden. **Die Referenz soll die Detektorantwort mit Flächenstrahler bei $P_{\text{dc}} = 0,6 \text{ W}$ und $f = 10 \text{ Hz}$ sein.** Da die Pyroausgangsspannung proportional zur Eingangsleistung des Strahlers (siehe Tabelle 1) und der Strahlerfrequenzgang nicht leistungsabhängig ist, ist die Linearität des Systems hiermit nachgewiesen. Ein Nachweis für den Wendelstrahler $40 \mu\text{m}$ wurde nicht zusätzlich erbracht.

Leistungs- Spannungsverhältnisse bei 10 Hz

Wendelstrahler 60 um		Flächenstrahler	
Leistung P_{dc}	$U_{60\mu CHss}$	Leistung P_{dc}	$U_{pyroCH302}$
250 mW	2,0 mV	600 mW	24,14 mV
200 mW	1,58 mV	150 mW	6 mV
100 mW	0,792 mV		
50 mW	0,367 mV		

Tabelle 1 Leistungs- Spannungsverhältnisse bei Infrarotstrahlern

Hinweis: Der duty cycle D [3] betrug bei allen Messungen 0,25!

Folgende Normierungen wurden mit folgenden Ergebnissen vorgenommen:

Flächenstrahler von Patinor (Norm)

AC-Modus: ($U_{pyross302}$) $\hat{P} = 600 \text{ mW}$ $P_{Det} = 0,25 * \hat{P} = 150 \text{ mW}$
--

DC-Modus: ($U_{pyroCh302}$), Choppertaktung $P_{DC} = 600 \text{ mW}$ $P_{Det} = P_{DC} * 0,25 = 150 \text{ mW}$
--

Wendelstrahler mit 60 μm Drahtdicke

AC-Modus: ($U_{60\mu Pyross}$) a) Messbedingungen $\hat{P} = 1 \text{ W}$ $P_{Det} = \hat{P} * 0,25 = 250 \text{ mW}$
--

DC-Modus: ($U_{60\mu Chss}$), Choppertaktung a) Messbedingungen $P_{DC} = 250 \text{ mW}$, $P_{Det} = P_{DC} * 0,25 = 62,5 \text{ mW}$ b) Normung (Faktor 4 wegen Leistungskorrektur) $U_{60\mu ChNorm} = U_{60\mu Chss} * 4$
--

Wendelstrahler mit 40 μm Drahtdicke

AC-Modus: ($U_{40\mu Pyross}$) a) Messbedingungen $\hat{P} = 800 \text{ mW}$, $P_{Det} = \hat{P} * 0,25 = 200 \text{ mW}$ b) Normung $U_{40\mu PyroNorm} = U_{60\mu Pyross}$

DC-Modus: ($U_{40\mu Chss}$), Choppertaktung a) Messbedingungen $P_{DC} = 200 \text{ mW}$, $P_{Det} = P_{DC} * 0,25 = 50 \text{ mW}$ b) Normung (Faktor 4 wegen Leistungskorrektur) $U_{40\mu ChNorm} = U_{40\mu Chss} * 4$
--

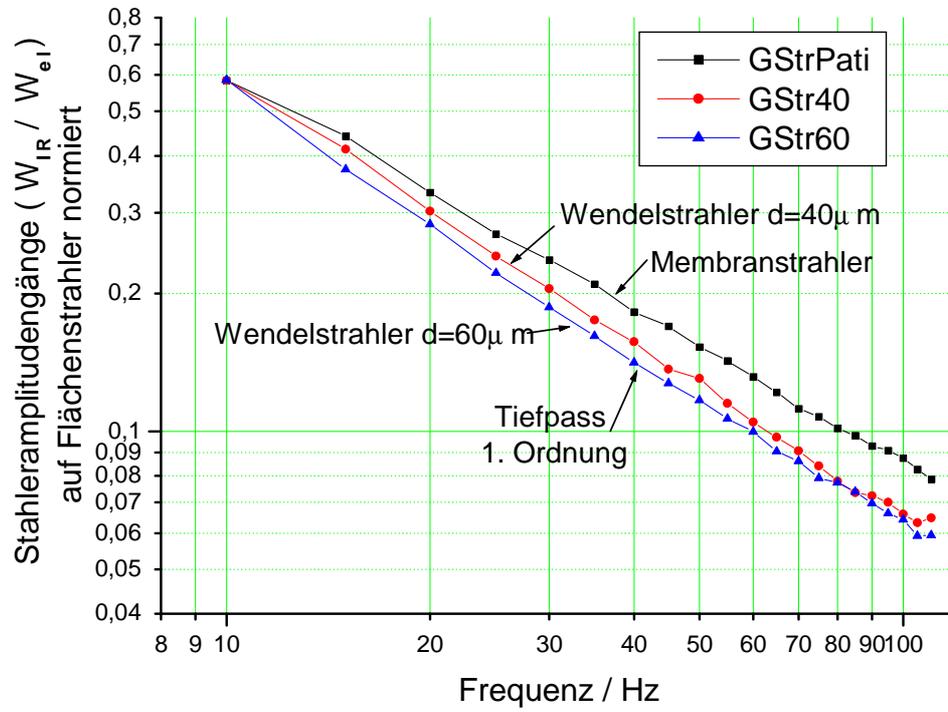


Abbildung 53 Vergleich der Amplitudengänge der Strahler

3 Erarbeitung von Modellen

Für die Identifikation des Systemverhaltens sind umfangreiche Werkzeuge einsetzbar. Hier wurden für die Modellierung Herstellerangaben und gemessene Amplitudengänge verwendet. Als eine zweite Möglichkeit kann man auch die Sprungantwort des Systems aufnehmen, digitalisieren und anschließend die Eigenschaften mit einem Mathematikprogramm wie MatLab berechnen. In weiteren Schritten, zur Verbesserung des Modelles, sollte man mehrere Möglichkeiten für die Systemidentifikation nutzen.

3.1 Modellierung des pyroelektrischen Detektors LIE302

Wie schon im Kapitel 1.6 beschrieben, wird der Frequenzgang des pyroelektrischen Detektors im Spannungsmodus durch eine thermische T_{th} und eine elektrische Zeitkonstante T_{el} bestimmt. Die thermische Konstante ist die eines Hochpasses und wird durch die Wärmekapazität des Chips (Dicke) und den Wärmewiderstand (Wärmekopplung an das Gehäuse) festgelegt. Mit Zunahme der Wärmekapazität des Chips und des Wärmewiderstandes zum Gehäuse wird auch die Zeitkonstante T_{th} größer. Das ist anhand der Formel zur Berechnung der Grenzfrequenz ersichtlich.

$$\begin{aligned} T_{th} &= R_{th} * C_{th} \\ f_g &= \frac{1}{2\pi T_{th}} \end{aligned}$$

Der thermische Frequenzgang entspricht dem eines elektrischen Hochpasses (siehe folgende Formel). Die Grenzfrequenz liegt bei $|G| = 0,707 = 1/\sqrt{2}$.

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{th} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega * R_{th} * C_{th})^2}}}$$

Die therm. Zeitkonstante liegt bei etwa 110 ms, was einer Grenzfrequenz von $f_g = 1,44$ Hz entspricht.

Die elektrische Zeitkonstante ist durch die Chipkapazität und den eingebauten Hochohmwiderstand festgelegt. Das Produkt beider Größen ergibt die Konstante eines Tiefpasses und liegt typischerweise bei 3...8 Sekunden. Das entspricht einer Grenzfrequenz von 0,02...0,05 Hz. Der Amplitudengang des Tiefpasses ist folgender.

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{el} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega * R_{el} * C_{el})^2}}$$

Die beiden Frequenzgänge überlagern sich zu einem Bandpass. Da die thermische Grenzfrequenz oberhalb der elektrischen liegt, wird die maximale Empfindlichkeit [1] des pyroelektrischen Elementes nicht erreicht. Es bildet sich nur ein Plateau (Maximalbereich) zwischen den Grenzfrequenzen heraus (siehe Abbildung 14), dessen Amplitude wesentlich unter der theoretisch möglichen liegt. Mit Kenntnis der Zeitkonstanten kann man das Bandpassverhalten des Detektors mit elektrischen Bauelementen modellieren. Die physikalische Interpretation der elektrischen Bauelemente ist hier möglich. Es ist folgendes Ersatzschaltbild entwickelt worden.

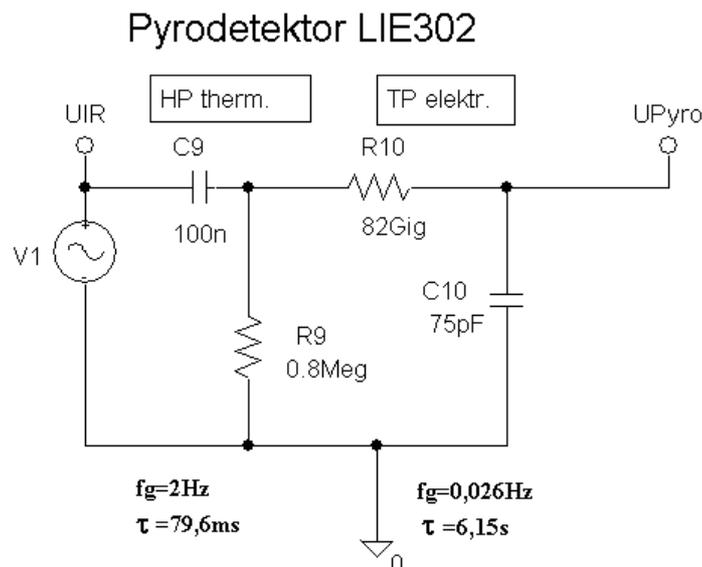


Abbildung 54 Modelliertes Ersatzschaltbild des Detektors LIE302

Im Ersatzschaltbild wurden die Werte für die thermischen Bauelemente frei gewählt, da zu den Größenordnungen keine Herstellerangaben gefunden wurden. Messtechnisch waren die

genauen Werte auch noch nicht zu ermitteln. So ist das Produkt $R_{th} * C_{th}$ nur durch die bekannte Zeitkonstante T_{th} festgelegt. Problematisch könnte sich dies bei der Berechnung der Sprungantwort des Systems auswirken. Wie in Abbildung 65 zu sehen ist, sind die berechneten Überschwinger größer als die messtechnisch ermittelten.

Die Werte für den elektrischen Tiefpass wurden nach den realen Vorgaben eingesetzt. Die Zeitkonstante T_{el} ergibt sich durch die eingesetzte RC-Kombination. Zur Überprüfung der gemachten Annahmen ist das Modell mit PSpice [6] simuliert und mit den messtechnisch ermittelten Werten verglichen worden. Die absolute Spannungshöhe der simulierten Werte wurde auf die gemessene Spannung bei 10 Hz normiert. Die Überlagerung der Amplitudengänge im Bereich des Tiefpassverhaltens ist für die Einfachheit des Modells recht gut. Da der Lock-In-Verstärker bei sehr niedrigen Frequenzen an seine Grenzen gerät, war das thermische Hochpassverhalten mit dem gemessenen Amplitudengang nicht verifizierbar. Man könnte es zum Beispiel mit Hilfe der Sprungantwort überprüfen.

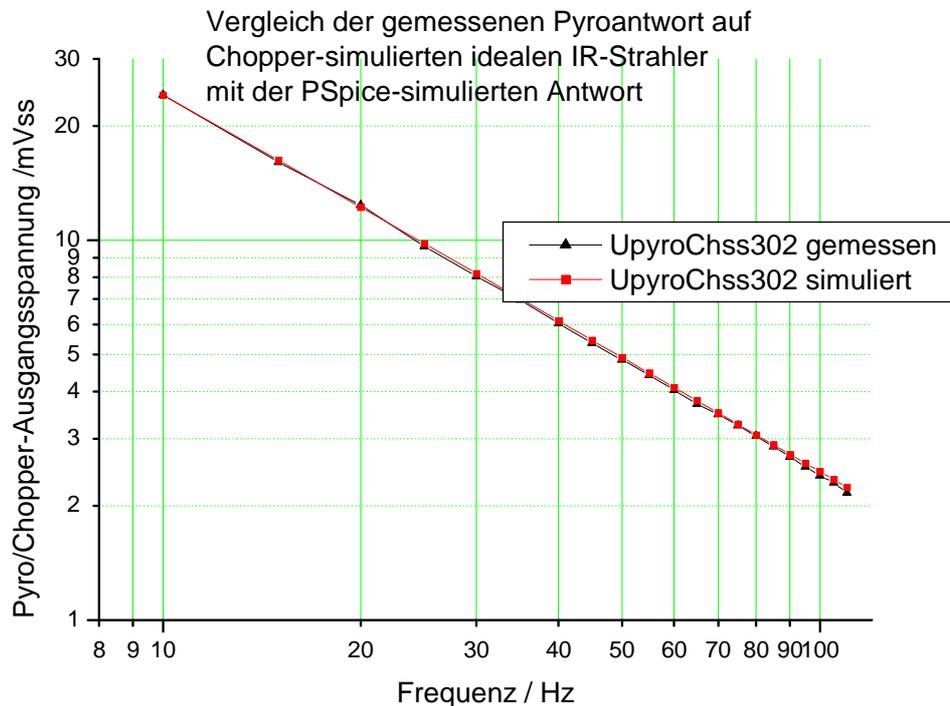


Abbildung 55 Überprüfung des modellierten Pyro-Frequenzganges mit Messwerten

3.2 Modellierung des Infrarot-Membranstrahlers von Patinor

Für die Modellierung des Membranstrahlers ist wie beim pyroelektrischen Detektor die Zeitkonstante T_{th} von großem Interesse. Zur Abschätzung der Größe wurde der Amplitudengang des Strahlers G_{Str} herangezogen. Der flachere Verlauf der Funktion (vgl. Abbildung 53) lässt darauf schließen, dass die Strahlereigenschaften mit einem Tiefpass 1. Ordnung nicht exakt zu beschreiben sind. In erster Näherung wurde dennoch ein einfacher Tiefpass für die Modellierung verwendet und die Zeitkonstante mit $T = 16 \text{ ms}$ ($f_g = 9,95 \text{ Hz}$) abgeschätzt. Dieses Ergebnis müsste mit weiteren Untersuchungen noch überprüft werden. Die absolute Höhe wurde auch hier auf den Messwert bei 10 Hz normiert.

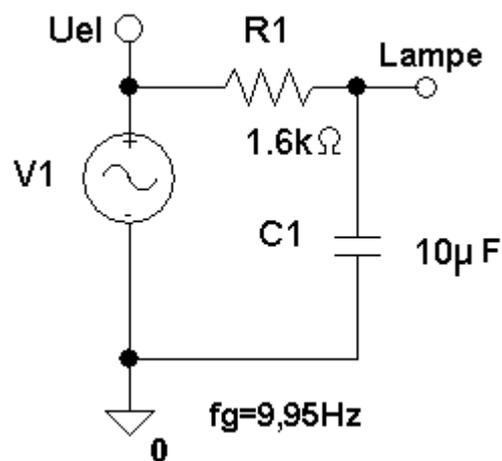


Abbildung 56 Elektrisches Modell des Flächenstrahlers

In der folgenden Graphik ist das Modell mit 1. Näherung im Vergleich mit den gemessenen Werten dargestellt.

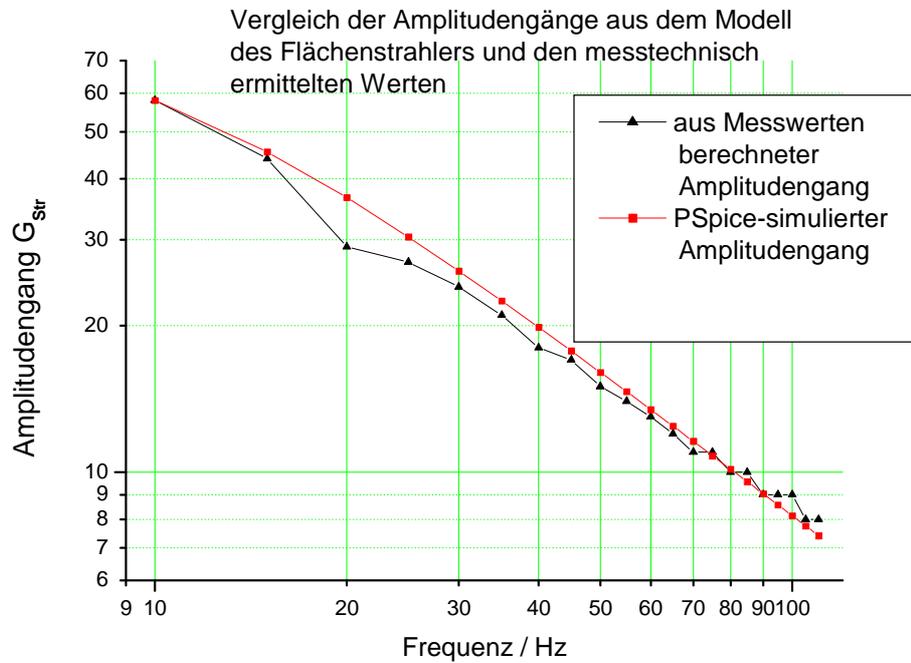


Abbildung 57 Überprüfung des Strahlermodelles anhand der gemessenen bzw. berechneten Werte

Trotz der Annahme des Tiefpasses 1. Ordnung ist eine Überlagerung der modellierten mit der berechneten Funktion erreicht.

3.3 Verifizierung des Modells mit gekoppeltem Strahler und Detektor

Noch interessanter, als die Genauigkeit der Modelle der Einzelemente ist die Funktion des Modells bei Kopplung der Teilmodelle. Dazu wurden die Teilmodelle im Schaltplan zusammengefügt (siehe Abbildung 58) und als Funktionsgruppe simuliert. Die Ausgangsspannung des Modelles aus Strahler und Detektor entspricht genau der Spannung $U_{\text{pyro302ss}}$ (Spannung hinter dem LIE302 bei AC-Betrieb [4] des Strahlers). Der elektrische Schaltplan sieht damit folgendermaßen aus:

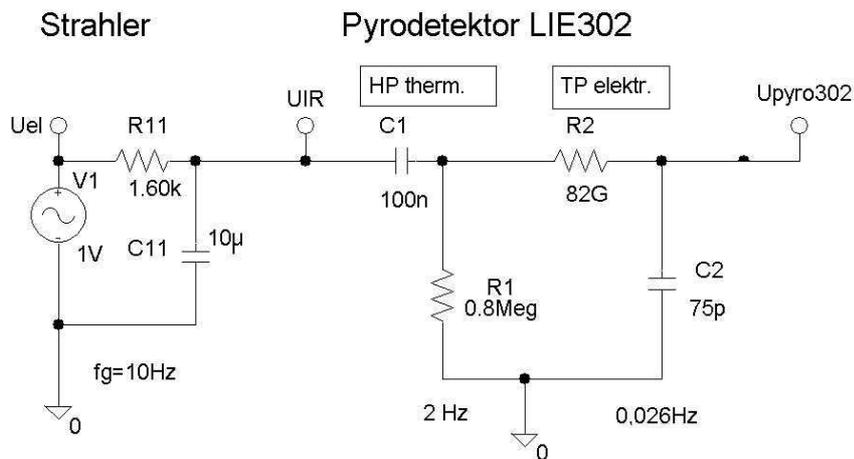


Abbildung 58 Elektrisches Modell für gekoppelten Strahler und Detektor

Das Ergebnis der Modellierung des ersten Teils der Messkette ist in der folgenden Graphik dargestellt. Es ist auch hier auf den Messwert bei 10 Hz normiert worden.

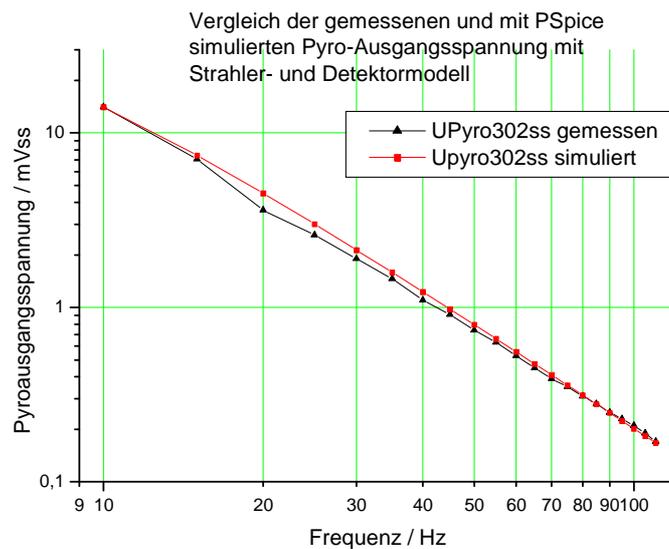


Abbildung 59 Überprüfung des Modelles anhand der Messwerte

3.4 Modellierung des Messverstärkers

Analytisches Modell des Verstärkers mit Math Cad:

Für die mathematische Simulation des Messverstärkers wurde der Verstärker in 3 voneinander unabhängige Glieder zerlegt. Diese Vereinfachung bringt den großen Vorteil, dass man die Amplitudengänge der 3 Stufen miteinander multipliziert und damit das Problem noch mit einfachen analytischen Mitteln bearbeiten kann. Einen gewissen Fehler muss man mit dieser Vereinfachungen in Kauf nehmen. In der folgenden Graphik ist das vereinfachte Blockschaltbild mit den verwendeten Bauteilbezeichnungen dargestellt.

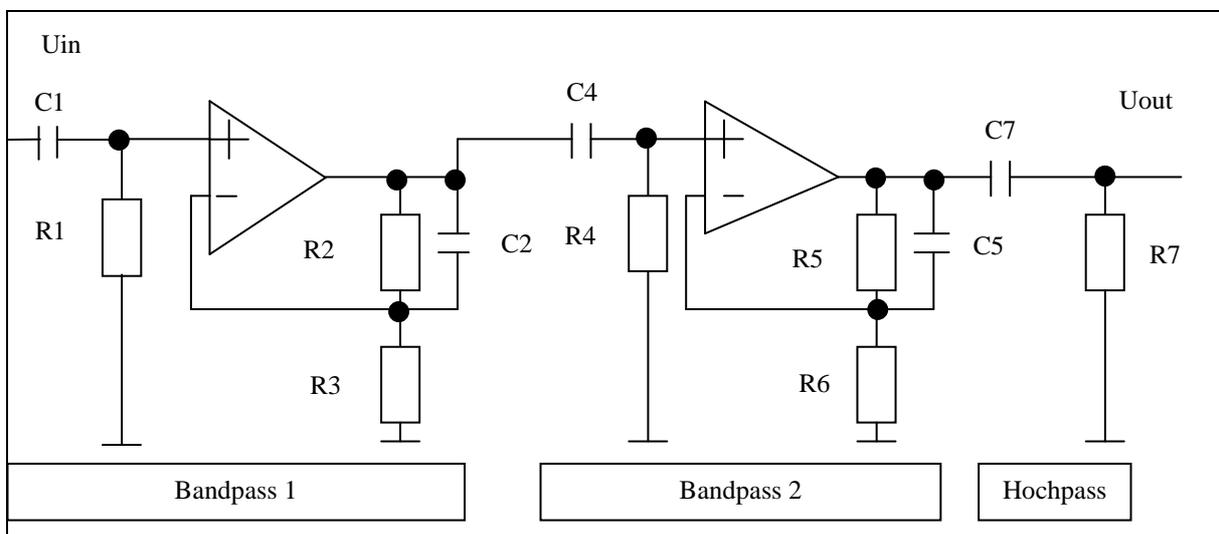


Abbildung 60 Blockschaltbild des Messverstärkers

Dann wurden die Übertragungsfunktionen der einzelnen Glieder berechnet und die Amplitudengänge mit Hilfe von Math Cad bestimmt. Zuletzt wurden die Amplitudengänge der einzelnen Glieder miteinander multipliziert und das Produkt logarithmiert. Das Ergebnis ist bereits in Abbildung 28 im Vergleich mit den messtechnisch ermittelten Werten gezeigt worden.

Amplitudengang des 1. Bandpasses:

$$GBP1(f) := \left| \frac{j2\pi f * C1 * R1}{1 + j2\pi f * C1 * R1} * \left(1 + \frac{R2}{R3 + j2\pi f * C2 * R2 * R3} \right) \right|$$

Amplitudengang des 2. Bandpasses:

$$\text{GBP2}(f) := \left| \frac{j2\pi f * C4 * R4}{1 + j2\pi f * C4 * R4} * \left(1 + \frac{R5}{R6 + j2\pi f * C5 * R5 * R6} \right) \right|$$

Amplitudengang des Hochpasses:

$$\text{GHP}(f) := \left| \frac{j2\pi f * C7 * R7}{1 + j2\pi f * C7 * R7} \right|$$

Gesamtübertragungsfunktion des Messverstärkers

$$\text{VdBgesamt}(f) := 20 * \log(\text{GBP1}(f) * \text{GBP2}(f) * \text{GHP}(f))$$

Numerische Simulation mit Simulationssoftware PSpice [6]:

Für die Simulation des Messverstärkers wurde die Schaltung direkt in das Programm eingegeben und mit den Möglichkeiten der Software analysiert.

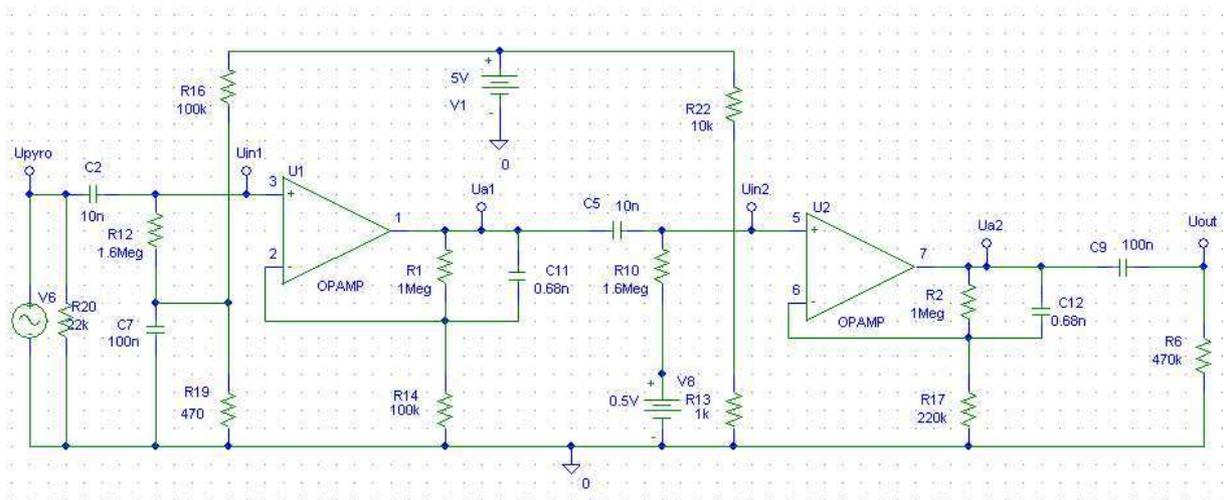


Abbildung 61 Schaltplan des Messverstärkers in PSpice

Der simulierte Frequenzgang ist auch im Kapitel 1.9 im Vergleich mit den messtechnisch ermittelten Kurven zu sehen. Weitere Erkenntnisse werden noch bei der Simulation des dynamischen Verhaltens (Sprungantworten) gezeigt.

3.5 Verifizierung des dynamischen Verhaltens des Modelles

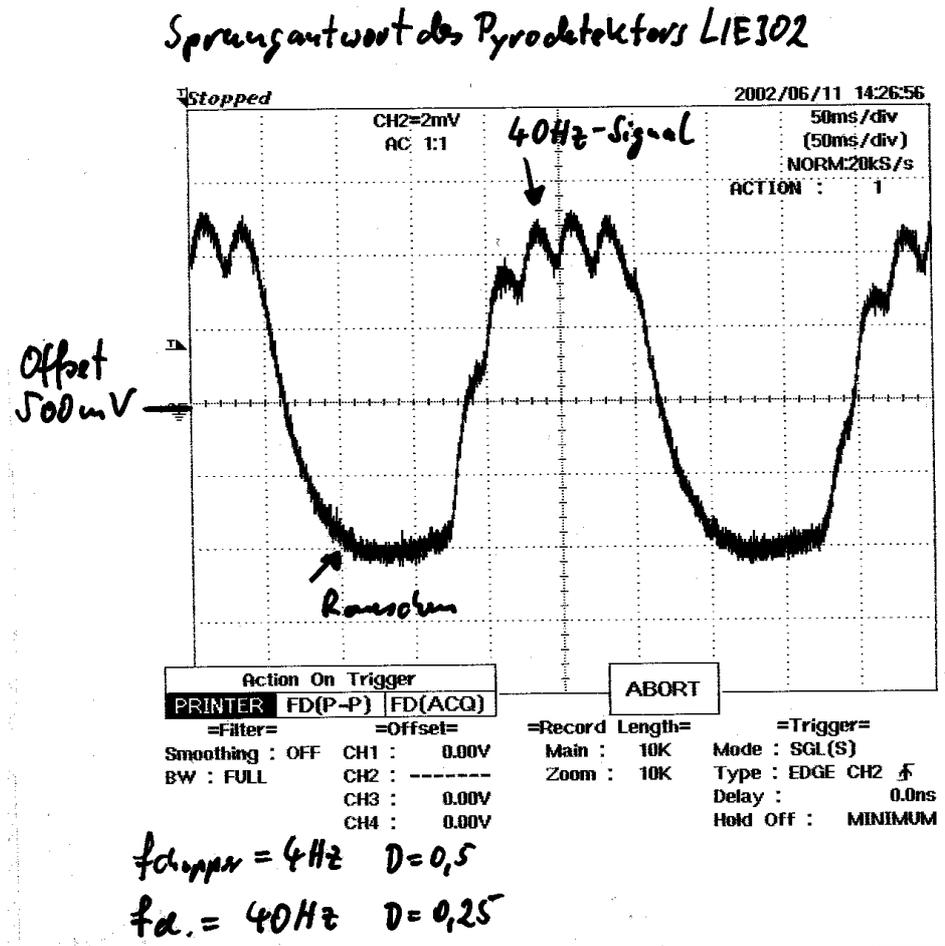


Abbildung 62 Gemessene Spurantwort des pyroelektrischen Detektors LIE302 (Upyro)

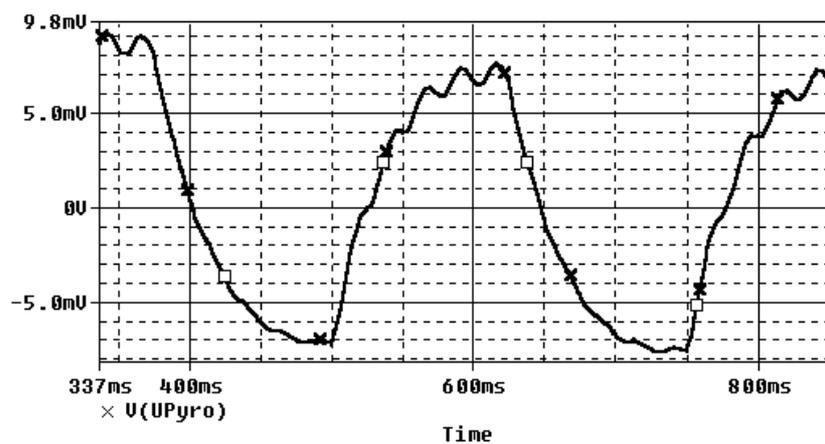
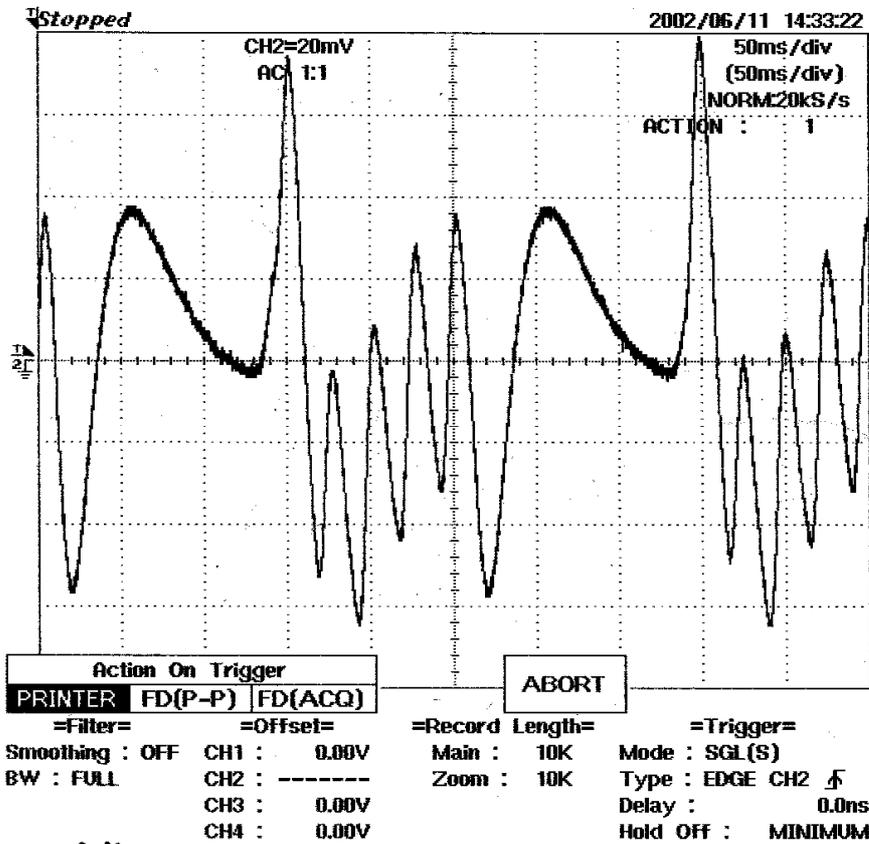


Abbildung 63 Mit PSpice simulierte Spurantwort hinter dem Detektor (Upyro)

Die folgenden Graphiken stellen U_{out} (U_{Signal}) des Sensoraufbaus dar.

Sprungantwort des Verstärkers mit dem LIE 302



$f_{chopper} = 4Hz \quad D = 0,5$
 $f_{el.} = 40Hz \quad D = 0,25$

Abbildung 64 Gemessene Sprungantwort des gesamten Messaufbaus (mit Messverstärker)

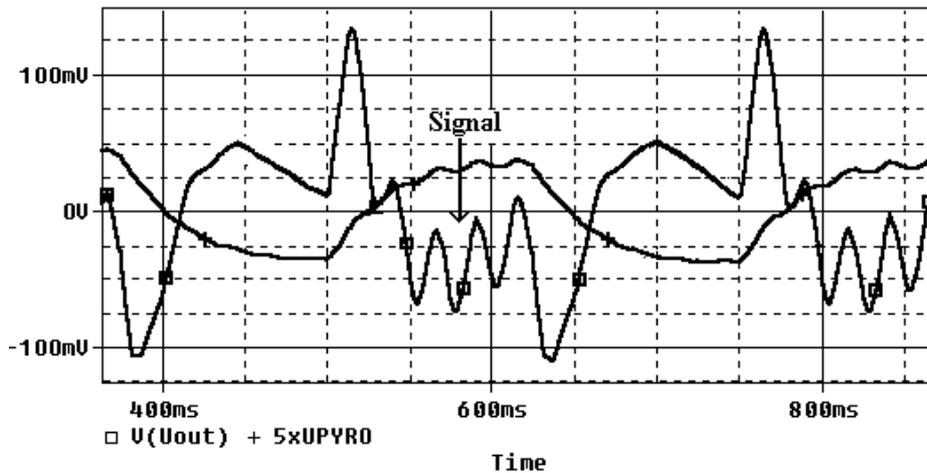


Abbildung 65 Mit PSpice simulierte Sprungantwort des Gesamtsystemmodells

Um das Eingangssignal in der Darstellung zu erkennen, wurde es mit Faktor 5 vergrößert.

Die Gesamtschaltung des Modells ist in der folgenden Graphik abgebildet.

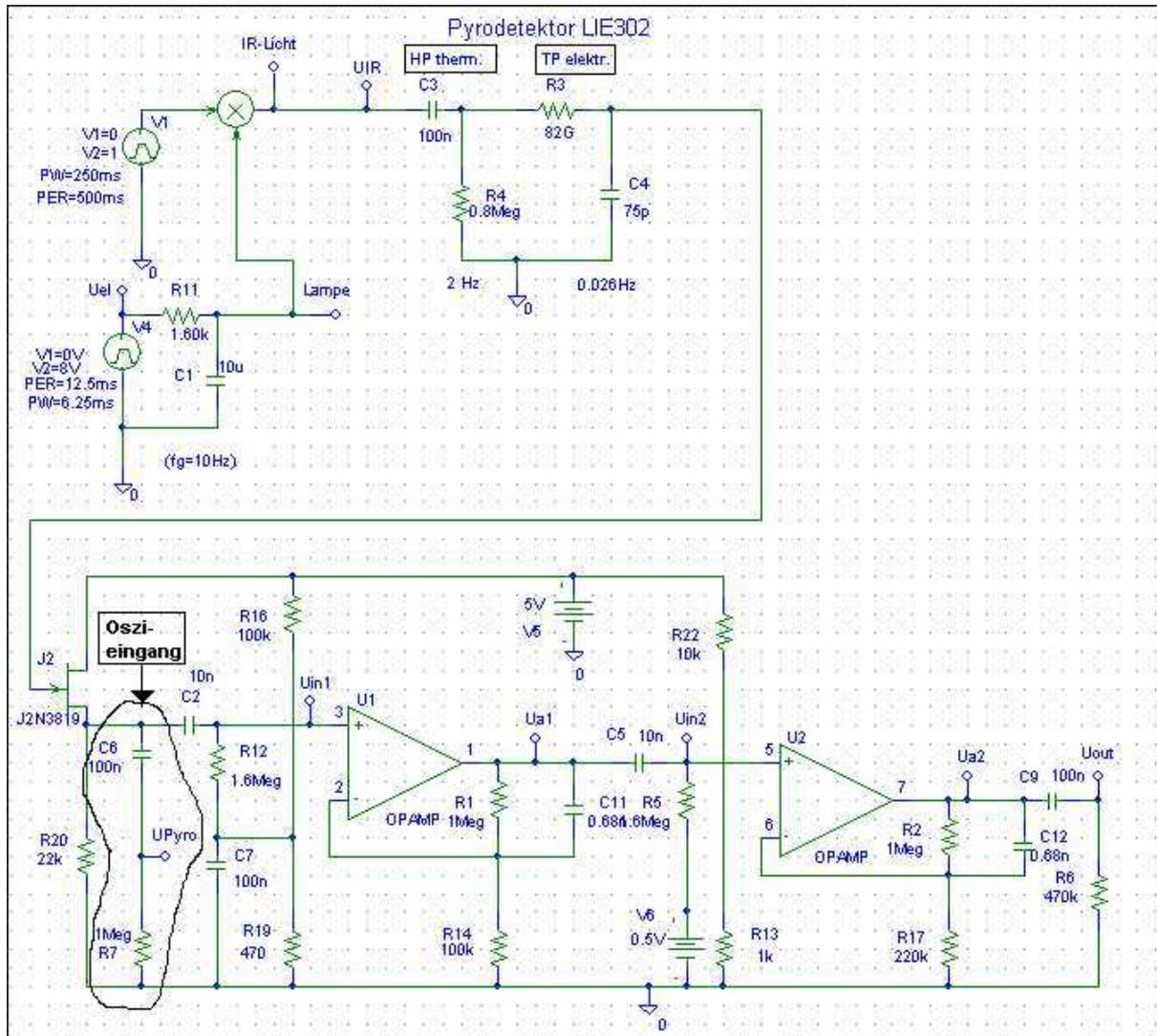


Abbildung 66 Schaltplan des Gesamtmodells des Messaufbaus (ohne Lock-In-Verstärker)

Um die Gassprünge des Sensoraufbaus zu messen, wurde der IR-Strahler mit $f_{cl} = 40$ Hz und der Gassprung mit V1 ($f_{chopper} = 4$ Hz) betrieben. Die Signale wurden direkt mit dem Speicheroszilloskop von Fa. Yokogawa gemessen.

Der in der Schaltung eingesetzte FET J2 übernimmt die Funktion des Impedanzwandler im pyroelektrischen Detektor. Die AC-Kopplung des Oszilloskopes ist mit dem RC-Glied C₆ und R₇ berücksichtigt. Die Sprungantworten sind sich vom Verlauf her sehr ähnlich. Auffällig ist nur die Höhe des Überschwingers, der in der Simulation um etwa 50 mV größer ist, als bei der messtechnisch ermittelten Kurve. Das weist darauf hin, dass das differenzierende Verhalten noch nicht optimal simuliert ist.

In Abbildung 67 sind Sprungantworten verschiedener Sensoren auf das gleiche Eingangssignal zu sehen. Das Eingangssignal wurde mit zwei Choppern und dem Flächenstrahler im DC-Modus [5] generiert. Es simuliert einen ideal modulierten Strahler ($f = 80 \text{ Hz}$) und die vollständige Absorption der Strahlung im Gas ($f = 4 \text{ Hz}$).

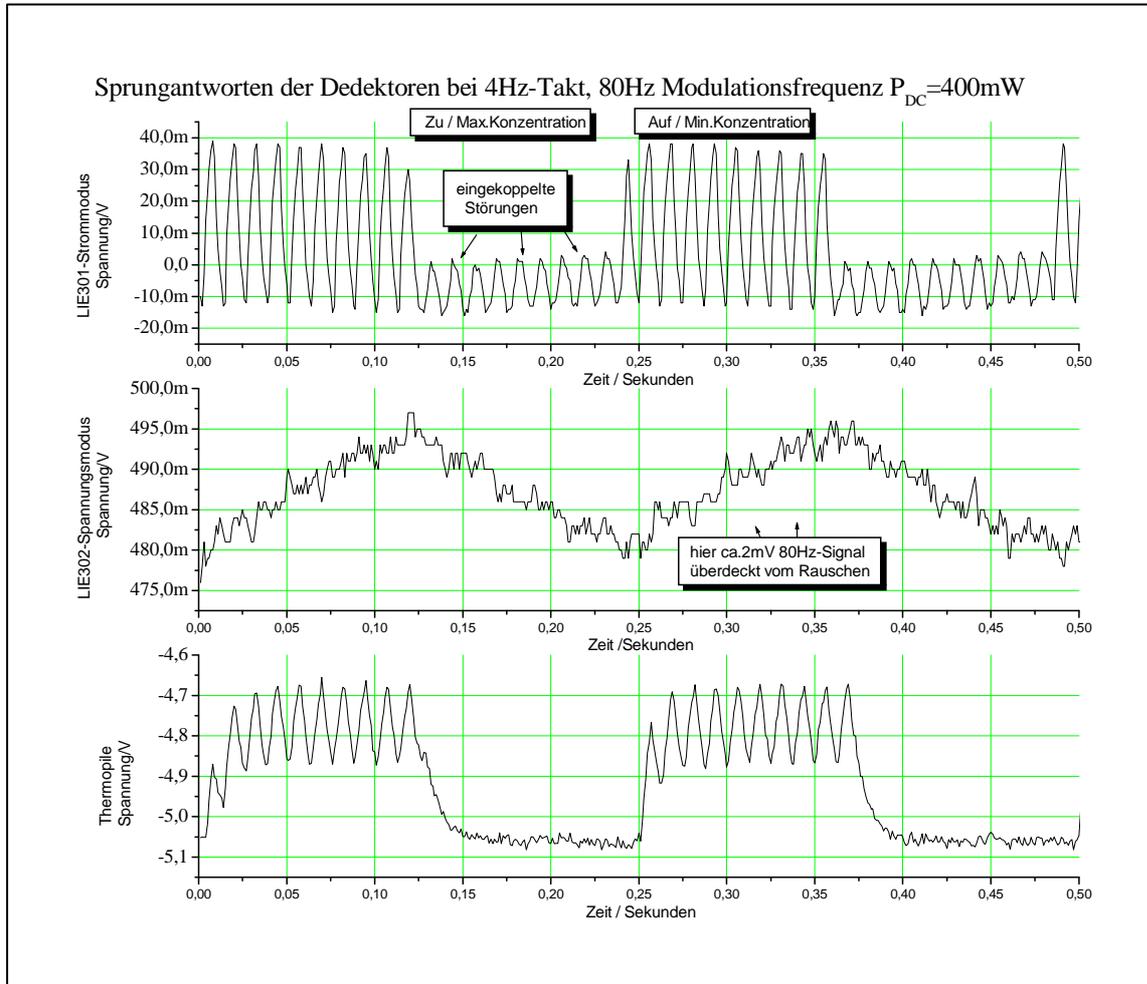


Abbildung 67 Sprungantworten prinzipiell verschiedener Sensoren auf das gleiche Eingangssignal

In dieser Graphik ist das integrierende Verhalten des elektrischen Tiefpasses des Detektors im Spannungsmodus gut ersichtlich. Die Spannungsfunktion ist das Integral der Stromfunktion. Das Ansprechverhalten im Strommodus ist wesentlich schneller. Man sieht aber auch die größere Empfindlichkeit [1] der derzeitigen Schaltung für den Strommodus gegenüber Störungen.

Als Vergleich ist noch die Antwort eines schnellen Thermopiles [9] zugefügt. Hiermit lassen sich unipolare Signale mit anderen Eigenschaften, aber auch unter anderen Randbedingungen gewinnen.

4 Zusammenfassung und Ausblick

Im Verlauf dieser Arbeit wurde ein anwendbares Modell für den Spannungsmodus entwickelt, das zum besseren Systemverständnis beigetragen hat und zur Optimierung bereits angewandter Sensoren dienen kann. Es gelang die Untersuchung und der Vergleich der Eigenschaften des Spannungsmodus mit dem Strommodus. Rauscheigenschaften des Sensors sind im vorliegenden Modell noch nicht berücksichtigt, könnten aber zukünftig mit aufgenommen werden.

Der Strommodus wurde mit Hilfe der Applikationshinweise des Herstellers schaltungstechnisch realisiert und anschließend messtechnisch untersucht. Die Schwierigkeiten bei dieser pyroelektrischen Anwendung traten von Anfang an auf. Es waren die Wandlung von Ausgangsströmen im Nanoampere-Bereich und die Empfindlichkeit gegen Einkopplung von Störungen. Der große Vorteil ist die relativ konstante Empfindlichkeit [1] (gerader Frequenzgang) auch bei hohen Frequenzen. Da dies in Zukunft eine Anforderung an neue Detektoren sein wird, lohnt es sich sicher, die Probleme zu überwinden. Ein Ansatz ist die Integration der Strom-Spannungswandlung in ein Gehäuse mit separater angepasster Spannungsverstärkung.

Die Modellierung ist ähnlich der des Spannungsmodus, nur dass der Tiefpass im Detektor wegfällt und anstelle des Messverstärkers der Strom-Spannungswandler tritt. Ein Messverstärker kann noch hinzukommen.

Beim Flächenstrahler ist hauptsächlich der Verlauf des Amplitudenganges G_{Str} und das Abstrahlspektrum untersucht worden. Dabei zeigten sich Vorteile gegenüber den angewandten Wendelstrahlern auf. Die Modellierung ist noch zu verfeinern und die gefundene Zeitkonstante noch mit weiteren Messungen (z.B. mit der Thermokamera) zu verifizieren. Das Langzeitverhalten des Strahlers muss vor eventueller Anwendung noch genauer geprüft werden.

5 Schlussbemerkungen

Die vorliegende Arbeit sollte verschiedene konkrete Möglichkeiten der Anwendung von pyroelektrischen Detektoren aufzeigen und die mögliche Realisierung für den Entwicklungsingenieur vorbereiten. Dann galt es das Systemverständnis zu verbessern, um Modifikationen zielstrebig vorzunehmen. Eine Hilfe soll dafür das entwickelte elektrische Modell sein, das man mit einer Simulationssoftware relativ einfach berechnen kann. Speziell bietet es Vorteile bei der Optimierung des Frequenzganges und des dynamischen Verhaltens. Auch die Rauschunterdrückung könnte man in weiteren Schritten simulieren und optimieren.

6 Verzeichnisse

Verzeichnis der Abbildungen

Abbildung 1	Schema des Messaufbaus	7
Abbildung 2	Lambert-Beer'sches Absorptionsgesetz.....	8
Abbildung 3	Mikroskopaufnahme und Wärmebild des Membranstrahlers	10
Abbildung 4	Emissionsspektrum des Membranstrahlers bei verschiedenen Eingangsleistungen.....	10
Abbildung 5	Wendelstrahler.....	11
Abbildung 6	Ansicht der Strahleransteuerplatinen (von oben).....	12
Abbildung 7	Schaltung der Strahleransteuerung	13
Abbildung 8	Layout der Strahleransteuerplatine (Sicht von oben).....	13
Abbildung 9	Schema des optischen Aufbaus	15
Abbildung 10	Linsenansicht.....	15
Abbildung 11	Transmissionsspektrum des optischen Filters.....	16
Abbildung 12	Optischer Bandpassfilter in der Aufnahme	16
Abbildung 13	Schematische Darstellung eines pyroelektrischen Detektors	18
Abbildung 14	Berechneter Frequenzgang der Empfindlichkeit des LIE302 im Spannungsmodus / dB _V	19
Abbildung 15	Berechneter Frequenzgang der Empfindlichkeit des LIE301 im Strommodus /dB	19
Abbildung 16	Schaltbilder der Pyrodetektoren LIE302 und LIE303	20
Abbildung 17	Ansicht des Pyrodetektors LIE302	20
Abbildung 18	Schaltung des LIE301 für den Strommodus	21
Abbildung 19	Blockschaltbild - Einfacher Lock-In-Verstärker.....	22
Abbildung 20	PSD-Filterwirkung des Multiplikators im Lock-In-Verstärker.....	23
Abbildung 21	Blockschaltbild eines Lock-In-Verstärkers mit Phasenschieber	23
Abbildung 22	Schaltung des Strom-Spannungswandlers	24
Abbildung 23	Ersatzschaltung der I-U-Wandlung	24
Abbildung 24	Verlauf der Ausgangsspannung U_{out} über der Frequenz mit I_{in} als Parameter	26
Abbildung 25	Einfluss von C_1 auf den Frequenzgang des I-U-Wandlers.....	26
Abbildung 26	Ansichten des I-U-Wandlers.....	27
Abbildung 27	Vorverstärkerplatine	28
Abbildung 28	Frequenzgang des Messverstärkers	29

Abbildung 29	Ansicht des Choppers	31
Abbildung 30	Bipolares 12V-Netzteil.....	31
Abbildung 31	Messkette für den Messaufbau im Spannungsmodus	32
Abbildung 32	Messkette für den Messaufbau im Strommodus.....	32
Abbildung 33	Schematische Darstellung des offenen Messaufbaus.....	32
Abbildung 34	Ansicht des Messaufbaus.....	32
Abbildung 35	Schematische Darstellung des offenen Messaufbaus mit Chopper.....	34
Abbildung 36	Ansicht des Messaufbaus mit Chopper.....	34
Abbildung 37	Schema der Masseführung im Messaufbau	35
Abbildung 38	Messkette mit Einflussfaktoren	36
Abbildung 39	Ausgangsspannungen U_{Signal} (Spitze-Spitze).....	39
Abbildung 40	Pyroausgangsspannungen U_{Pyross} (Spitze-Spitze)	39
Abbildung 41	Ausgangsspannung $U_{\text{pyro301ss}}$ im Strommodus	41
Abbildung 42	Errechner, vom pyroelektrischen Detektor abgegebener Strom I301	42
Abbildung 43	Vergleich der gemessenen ($U_{\text{pyro301ss}}$) und der korrigierten Spannung	43
Abbildung 44	Vergleich der Pyroausgangsspannungen im Spannungs- und Strommodus	44
Abbildung 45	Signal / Rauschabstände für die unverstärkt gemessenen Pyrospannungen.....	46
Abbildung 46	Vergleich der mit elektrischer und mechan. Modulation.....	47
Abbildung 47	Vergleich der mit elektrischer und mechan. Modulation.....	48
Abbildung 48	Vergleich der mit elektrischer und mechan. Modulation.....	48
Abbildung 49	Detektoramplitudengang G_{Det} des LIE302.....	49
Abbildung 50	Amplitudengang des Flächenstrahlers von Patinor.....	49
Abbildung 51	Verstärkung des im LIE303 integrierten Verstärkers	50
Abbildung 52	Amplitudengang des Messverstärkers berechnet mit LIE302-Messwerten	50
Abbildung 53	Vergleich der Amplitudengänge der Strahler	53
Abbildung 54	Modelliertes Ersatzschaltbild des Detektors LIE302.....	55
Abbildung 55	Überprüfung des modellierten Pyro-Frequenzganges mit Messwerten	56
Abbildung 56	Elektrisches Modell des Flächenstrahlers.....	57
Abbildung 57	Überprüfung des Strahlermodelles anhand der gemessenen bzw. berechneten Werte.....	58
Abbildung 58	Elektrisches Modell für gekoppelten Strahler und Detektor.....	59
Abbildung 59	Überprüfung des Modelles anhand der Messwerte.....	59
Abbildung 60	Blockschaltbild des Messverstärkers.....	60

Abbildung 61	Schaltplan des Messverstärkers in PSpice	61
Abbildung 62	Gemessene Sprungantwort des pyroelektrischen Detektors LIE302 (Upyro).....	62
Abbildung 63	Mit PSpice simulierte Sprungantwort hinter dem Detektor (Upyro)	62
Abbildung 64	Gemessene Sprungantwort des gesamten Messaufbaus (mit Messverstärker).....	63
Abbildung 65	Mit PSpice simulierte Sprungantwort des Gesamtsystemmodells	63
Abbildung 66	Schaltplan des Gesamtmodells des Messaufbaus (ohne Lock-In-Verstärker)	64
Abbildung 67	Sprungantworten prinzipiell verschiedener Sensoren auf das gleiche Eingangssignal	65

Verzeichnis der Tabellen

Tabelle 1	Leistungs- Spannungsverhältnisse bei Infrarotstrahlern	52
Tabelle 2	Alle Messwerte für den Spannungsmodus.....	80
Tabelle 3	Messwerte für den Strommodus	81
Tabelle 4	Mess- bzw. Rechenwerte für die Modulationshubbestimmung	82
Tabelle 5	Werte zur Verifizierung des Modelles aus Pyro und Strahler.....	83

Liste der Anhänge

Anhang 1	Blockschaltbild des Lock-In-Verstärkers LIA-BV-150 von Fa. Femto	74
Anhang 2	Abbildung des Lock-In-Verstärkers LIA-BV-150 von Fa. Femto	74
Anhang 3	Messverstärker für den Spannungsmodus.....	75
Anhang 4	Layout der Platine des Strom-Spannungswandlers	76
Anhang 5	Typische Ausgangssignale im Spannungsmodus.....	77
Anhang 6	Datenblatt für LIE300, LIE301, LIE302	78
Anhang 7	Datenblatt für LIE351 mit integriertem I-U-Wandler für den Strommodus.....	79

Begriffserklärung

- [1] Empfindlichkeit Die Empfindlichkeit eines Sensors gibt das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsgröße mit Zahlenwert und Einheit an. Sie ist eine Funktion und oft nur bei kleinen Auslenkungen um einen Arbeitspunkt linear.
- [2] Modulationshub / Hub Der Hub ist die Differenz aus maximaler und minimaler vom Infrarotstrahler abgegebener Temperatur. Sie nimmt aufgrund der thermischen Trägheit des Strahlers mit höheren Frequenzen ab und kann nur bei sehr kleinen Frequenzen maximale Werte erreichen, da sich ein thermisches Gleichgewicht noch einstellen kann. (siehe auch Kapitel 1.3)
- [3] duty cycle / Tastgrad Der duty cycle D beschreibt bei einem Rechtecksignal das Verhältnis von Einschaltzeit (t_{on} - Impulszeit) bezogen auf die Periodendauer T . (siehe auch Kapitel 1.3 unter Erläuterungen zur Leistungsbestimmung)
- [4] AC-Modus (siehe Kap.1.2, AC-Betrieb)
- [5] DC-Modus (siehe Kap.1.2, DC-Betrieb)
- [6] PSpice PSpice ist ein Simulationsprogramm der Firma OrCad, dass zur computergestützten Analyse von elektrischen Netzwerken dient. Zur Schaltplaneingabe ist das Programm „Schematics“ implementiert.
- [7] PSD (englisch: **p**hase **s**ensitive **d**etection) phasenempfindliche Erkennung, hier eine phasenempfindliche Gleichrichtung (siehe Kapitel 1.7)

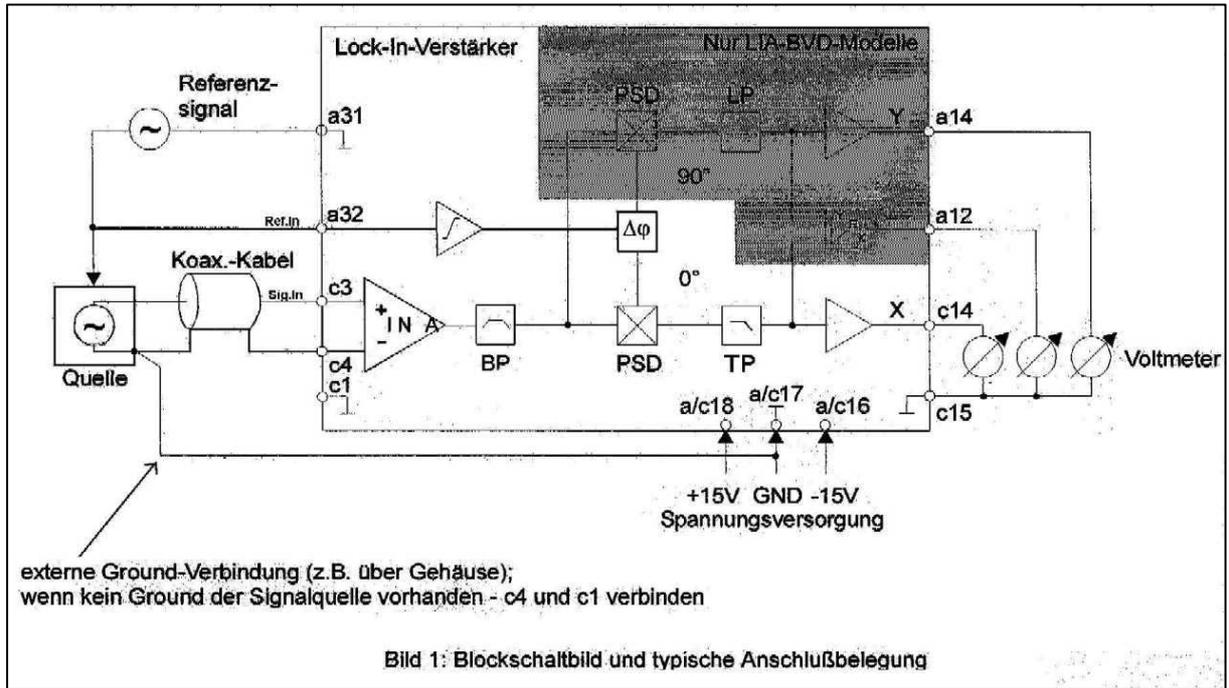
- [8] DC-Offset Ein DC-Offset ist ein dem Wechselsignal überlagerter Gleichanteil. Er kann je nach Anwendung störend oder gewollt sein.
- [9] Thermopile Ein Thermopile (deutsch Thermosäule) ist ein Detektor, der den Seebeck-Effekt nutzend, bei Temperaturdifferenz eine Thermospannung U_T abgibt. Es ist eine Reihenschaltung von mehreren Thermoelementen, um U_T zu vervielfachen.

Literaturverzeichnis

- Bänsch 1996** Bänsch, Axel: Wissenschaftliches Arbeiten : Seminar- und Diplomarbeiten. München : Oldenbougverlag, 1996
- Israel 1988** Israel, Helmut: Messen und Orten mit Infrarot: Optische und elektronische Grundlagen-Applikationen / Helmut Israel.-München: Franzi's, 1988
- Scholz 1999** Scholz, Dieter: Diplomarbeit: Normgerechtes Verfassen von Diplomarbeiten mit Hilfe einer Word-Musterdatei. Hamburg : Fachhochschule Hamburg, Fachbereich Fahrzeugtechnik, Studiengang Flugzeugbau
- Ehrich 2001** Ehrich, Sven: Diplomarbeit: DSP-Lock-In-Verstärker mit 1f und 2f-Auswertung, Lübeck : Fachhochschule Lübeck, Fachbereich Elektrotechnik, Studiengang Kommunikations- / Informations- und Medientechnik
- Datenblatt LM317** National Semiconductor: <http://www.national.com/ds/LM/LM117.pdf>
- Datenblatt LM7805** Fairchild Semiconductor,
<http://www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM7805.pdf>
- Datenblatt AD549J** Analog Devices: Ultralow Input Bias Current Operational Amplifier
<http://www.analog.com/productSelection/pdf/ad549.pdf>
- Datenblatt AD515** Burr Brown: Difet Electrometer-Grade OPERATIONAL AMPLIFIER OPA128, Hinweise zum Aufbau einer I-U-Wandlerstufe,
<http://www-micrel.deis.unibo.it/~benini/ELEI/datasheets/OPA128.pdf>
- Laser Components** Dr.S. Möhling, Fa. Infratec, Dresden: Pyroelektrische Detektoren in Theorie und Praxis, Zusammenstellung von Fa. Laser Components 2002: www.lasercomponents.de/faq/index.html

- Kämmerer 2002** Kämmerer, Jens: Diplomarbeit : Entwicklung eines Hauptstromsensors zur Bestimmung der Funktionellen Residualkapazität an Neonaten, Lübeck : Fachhochschule Jena, Studiengang Medizintechnik
- Heinemann 2001** Heinemann, Robert: PSpice-Einführung in die Elektroniksimulation: Hanserverlag München 2001
- Lindner 1999** Lindner, Brauer, Lehmann: Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik, Leipzig : Fachbuchverlag Leipzig 1999
- Tietze U.2002** Tietze, U., Universität Erlangen; Schenk, C., Dr. Schenk GmbH, München, Halbleiter-Schaltungstechnik: Springer 2002.
- OWIS 1997** OWIS: Gesamtkatalog „Feinmechanische und optische Systemtechnik“, www.owis-staufen.de

7 Anhang

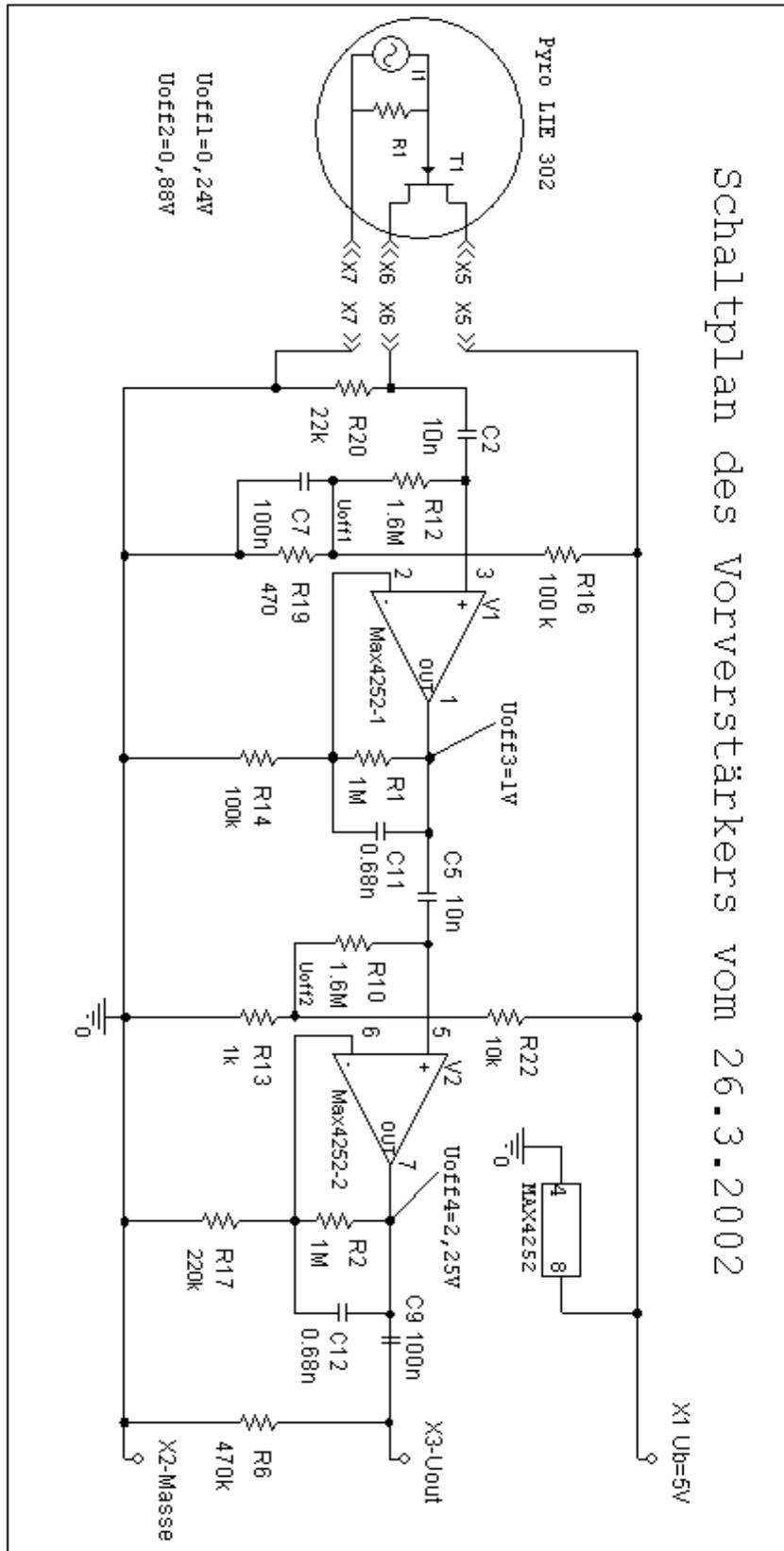


Anhang 1 Blockschaltbild des Lock-In-Verstärkers LIA-BV-150 von Fa. Femto



Anhang 2 Abbildung des Lock-In-Verstärkers LIA-BV-150 von Fa. Femto

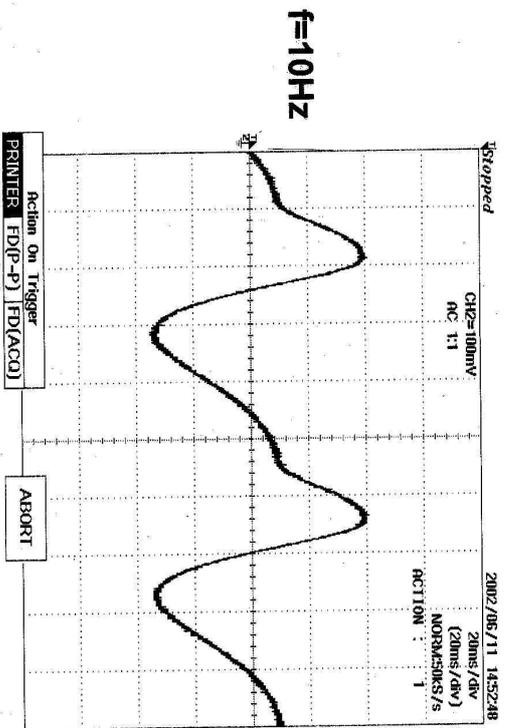
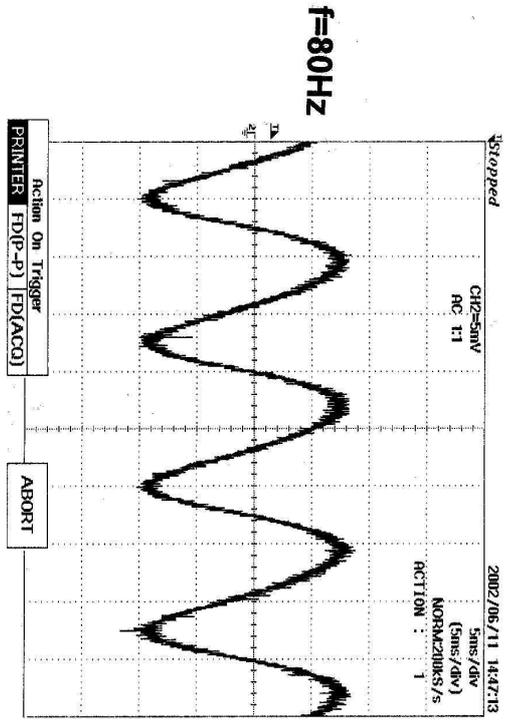
Schaltplan des Vorverstärkers vom 26.3.2002



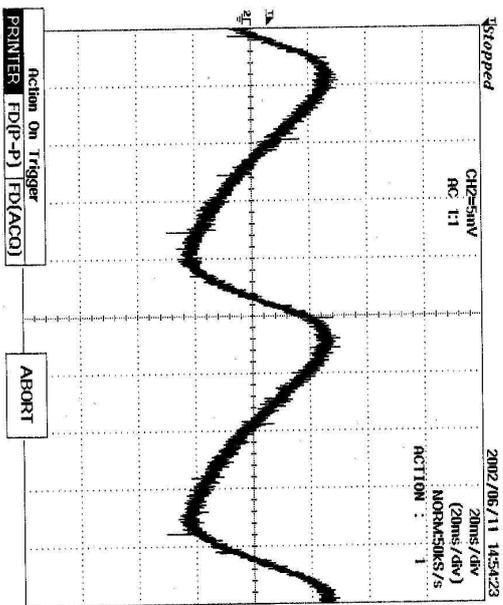
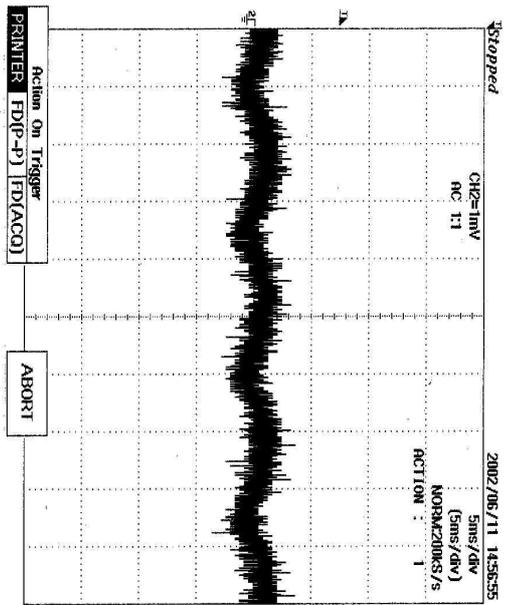
Analogien der Bauelemente:	
Funktion	Schaltplan
HP1	C2-R12
TP1	C11-R1-R14
HP2	C5-R10
TP2	C12-R2-R17
HP3	C9-R6
MathCad-Simulation	
	C1-R1
	C2-R2-R3
	C4-R4
	C5-R5-R6
	C7-R7

Signalformen des Pyrodetektors LIE 302

Ausgangsspannungen des Verstärkers



Ausgangsspannungen des Pyrodetektors LIE302



Element size / type	2x2 mm ² lithium-tantalate with black layer
Aperture	5.0 sq.
Feedback components [LIE 300]	standard 5GΩ ±10% // 2.2±0,25pF
Electrical time constant [LIE 300]	standard = 11ms
Electrical time constant [LIE 302]	standard = 6s
Thermal time constant	150ms
Polarity [LIE300]	negative signal by positive IR flux change
Polarity [LIE 301, 302]	positive signal by positive IR flux change
Responsivity [LIE 300]	> 6,500 V/W
Current responsivity [LIE 301]	> 1.6 μA/W
Responsivity [LIE 302]	> 300 V/W
{500K, 10Hz, 25°C, without window}	
Noise density [LIE 300]	< 9 μV/Hz ^{1/2}
Noise density [LIE 302]	< 150 nV/Hz ^{1/2}
{10Hz, BW 1Hz, 25°C}	
Detectivity [LIE 300]	> 1.4*10 ⁸ cmHz ^{1/2} /W
Detectivity [LIE 302]	> 4.0*10 ⁸ cmHz ^{1/2} /W
{500K, 10Hz, 1Hz, 25°C, without window}	
Element capacitor [LIE 301]	typ. 75pF {1kHz, 1V, 25°C}
Element dielectric loss [LIE 300, 301]	<10 ⁻³ {1kHz, 1V, 25°C}
Offset voltage [LIE 300] (Feedback-to-Source)	-0.4 ... -1.5 V
Offset voltage [LIE 302] @ I _{Dopt} =10-100μA	0.4 - 1.5 V
U _{DSmax} [LIE 300, 302] @ I _{Dopt} =10-100μA	18V
Operating/Storage temperature	-25 ... 85°C
Standard filters (extract from complete list)	A: CaF ₂ 0.7 thick
	D: NBP 4.24μm / 180nm [CO ₂]
	H: NBP 3.95μm / 90nm [Ref]
	N: Si LWP 6.5μm
	others on request

Anhang 6 Datenblatt für LIE300, LIE301, LIE302

Element size / type	2x2 mm ² lithium-tantalate with black layer
Aperture	5.0 sq.
Feedback resistor [LIE 34X / 35X]	24 GOhm ±10% / 5 GOhm ±10%
Feedback capacitor	0.68±0.1 pF NPO
Electrical time constant [LIE 34X / 35X]	16 ms / 4 ms
Thermal time constant	150 ms
Polarity	negative signal by positive IR flux change
Responsivity {500K, 10Hz, 25°C, without window}	> 20.000 V/W [LIE 341, 345] > 7.500 V/W [LIE 351, 355]
Noise density {10Hz, BW 1Hz, 25°C}	< 19 µV/Hz ^{1/2} [LIE 341] < 28 µV/Hz ^{1/2} [LIE 345] < 12 µV/Hz ^{1/2} [LIE 351] < 14 µV/Hz ^{1/2} [LIE 355]
Detectivity {500K, 10Hz, 1Hz, 25°C, without window}	> 2.1*10 ⁸ cmHz ^{1/2} /W [LIE 341] > 1.4*10 ⁸ cmHz ^{1/2} /W [LIE 345] > 1.2*10 ⁸ cmHz ^{1/2} /W [LIE 351] > 1.0*10 ⁸ cmHz ^{1/2} /W [LIE 355]
Maximum supply voltage V ⁺ - V ⁻	15 V
Operating supply voltage V ⁺	4,5 ... 15 V
Recommended supply voltage	V ⁺ = +5 V; V ⁻ = -5 V
Supply current {output load 1MOhm}	< 50µA
Offset voltage {25°C; output load 1MOhm}	< 3 mV
Optimal output load	10 ... 47 kOhm
Absolute output current	< 5 mA
Operating/Storage temperature	-25 ... 85°C
Standard filters (extract from complete list)	A: CaF ₂ 0,7 thick D: NBP 4,24µm / 180nm [CO ₂] H: NBP 3,95µm / 90nm [Ref] others on request

Anhang 7 Datenblatt für LIE351 mit integriertem I-U-Wandler für den Strommodus

alle Spannungsangaben sind in mV

f/Hz	U_{pyro} 302ss	U_{pyro} 303ss	U_{out} 302ss	U_{out} 303ss	V_u 302/dB	V_u 303/dB	V_u berech	S/NdB 302	S/NdB 303
10	14,10	39,60	353,00	1256,00	27,97	30,03	29,24	96,96	96,39
15	7,07	26,00	260,00	941,00	31,31	31,17	32,29	90,97	92,74
20	3,62	15,80	191,00	687,00	34,45	32,77	33,60	85,15	88,41
25	2,60	10,18	141,00	497,00	34,68	33,77	34,25	82,28	84,59
30	1,90	7,00	106,00	364,00	34,93	34,32	34,60	79,55	81,34
35	1,46	5,26	80,80	275,00	34,86	34,37	34,80	77,27	78,86
40	1,10	3,90	64,50	211,00	35,36	34,66	34,90	74,81	76,26
45	0,91	3,00	52,12	164,00	35,16	34,75	34,95	73,16	73,98
50	0,74	2,40	42,68	130,00	35,17	34,67	34,97	71,41	72,04
55	0,63	2,18	35,69	118,65	35,13	34,72	34,95	69,90	71,21
60	0,53	1,70	30,10	91,36	35,09	34,62	34,91	68,46	69,03
65	0,45	1,37	25,57	73,25	35,09	34,56	34,86	67,04	67,17
70	0,39	1,14	22,14	60,18	35,02	34,45	34,79	65,87	65,58
75	0,35	0,95	19,29	49,61	34,88	34,36	34,71	64,81	63,99
80	0,31	0,80	17,11	40,50	34,81	34,14	34,62	63,83	62,44
85	0,28	0,68	15,01	34,17	34,58	34,07	34,52	62,92	61,04
90	0,25	0,57	13,58	28,54	34,63	33,93	34,42	62,01	59,62
95	0,23	0,48	12,17	23,33	34,55	33,72	34,31	61,14	58,08
100	0,21	0,41	11,06	19,74	34,43	33,72	34,19	60,42	56,63
105	0,19	0,35	10,04	16,29	34,32	33,38	34,06	59,69	55,29
110	0,17	0,28	8,77	12,50	34,25	33,06	33,93	58,59	53,32

Tabelle 2 Alle Messwerte für den Spannungsmodus

Frequenz/Hz	Zeit/ms	Uoutss/mV	Urausch /mV	Impedanz /Ohm	I301/A(errechnet)	S/N /dB
10	100,00	57,30	0,6	9,96E+08	5,75E-11	39,60
15	66,67	44,46	0,6	9,91E+08	4,49E-11	37,40
20	50,00	35,92	0,6	9,84E+08	3,65E-11	35,54
25	40,00	29,70	0,6	9,76E+08	3,04E-11	33,89
30	33,33	24,77	0,6	9,66E+08	2,57E-11	32,32
35	28,57	21,16	0,6	9,54E+08	2,22E-11	30,95
40	25,00	18,32	0,6	9,41E+08	1,95E-11	29,70
45	22,22	15,98	0,6	9,26E+08	1,73E-11	28,51
50	20,00	14,05	0,6	9,10E+08	1,54E-11	27,39
55	18,18	13,06	0,6	8,93E+08	1,46E-11	26,76
60	16,67	11,08	0,6	8,76E+08	1,27E-11	25,33
65	15,38	9,98	0,6	8,57E+08	1,16E-11	24,42
70	14,29	8,97	0,6	8,38E+08	1,07E-11	23,49
75	13,33	8,06	0,6	8,18E+08	9,85E-12	22,56
80	12,50	7,24	0,6	7,98E+08	9,07E-12	21,63
85	11,76	6,56	0,6	7,78E+08	8,43E-12	20,78
90	11,11	5,91	0,6	7,58E+08	7,80E-12	19,87
95	10,53	5,34	0,6	7,37E+08	7,24E-12	18,99
100	10,00	4,84	0,6	7,17E+08	6,75E-12	18,13
105	9,52	4,21	0,6	6,97E+08	6,04E-12	16,92
110	9,09	3,90	0,6	6,77E+08	5,76E-12	16,26

Tabelle 3 Messwerte für den Strommodus

Messwerte für Modulationshubbestimmung

f/Hz	U _{pyross} 302 /mV	U _{pyross} 303 /mV	U _{pyross} 301 /mV	U _{pyroCh} 302 /mV	U _{pyroCh} 303 /mV	U _{pyroCh} 301 /mV	U _{60upyro} ss /mV	U _{60uCh} ss /mV	U _{40upyro} ss /mV	U _{40uCh} ss /mV
10	14,10	39,60	57,30	24,14	83,07	90,70	1,544	11,85	3,900	5,84
15	7,07	26,00	44,46	16,03	56,13	90,03	0,673	8,09	1,790	3,79
20	3,62	15,80	35,92	12,37	43,02	89,89	0,380	6,02	0,980	2,83
25	2,60	10,18	29,70	9,64	34,44	89,72	0,243	4,92	0,640	2,32
30	1,90	7,00	24,77	8,02	28,16	89,35	0,169	4,07	0,450	1,92
35	1,46	5,26	21,16	6,96	24,57	89,24	0,124	3,45	0,330	1,65
40	1,10	3,90	18,32	6,04	21,37	88,81	0,096	3,05	0,260	1,45
45	0,91	3,00	15,98	5,36	19,36	88,30	0,076	2,68	0,200	1,28
50	0,74	2,40	14,05	4,84	17,16	87,82	0,062	2,38	0,170	1,14
55	0,63	2,18	13,06	4,42	15,59	87,41	0,052	2,19	0,137	1,04
60	0,53	1,70	11,08	4,03	14,52	86,78	0,044	1,98	0,115	0,96
65	0,45	1,37	9,98	3,70	13,40	85,94	0,037	1,84	0,100	0,90
70	0,39	1,14	8,97	3,48	12,34	85,24	0,033	1,72	0,085	0,82
75	0,35	0,95	8,06	3,25	11,61	84,23	0,028	1,59	0,074	0,77
80	0,31	0,80	7,24	3,05	10,92	84,11	0,026	1,51	0,065	0,73
85	0,28	0,68	6,56	2,86	10,23	83,84	0,023	1,40	0,058	0,69
90	0,25	0,57	5,91	2,69	9,75	83,21	0,020	1,29	0,053	0,64
95	0,23	0,48	5,34	2,53	9,19	81,71	0,018	1,22	0,048	0,60
100	0,21	0,41	4,84	2,40	8,69	80,55	0,017	1,19	0,043	0,57
105	0,19	0,35	4,21	2,30	8,32	79,54	0,015	1,14	0,039	0,54
110	0,17	0,28	3,90	2,16	7,83	78,09	0,014	1,06	0,037	0,50
	Pac= elektrisch 0,6W/4 moduliert			Pdc= Chopper moduliert 0,6W 100% ModHub			Pac=	Pdc=	Pac=	Pdc=
							1W/4	0,25W	0,8W/4	0,2W

Tabelle 4 Mess- bzw. Rechenwerte für die Modulationshubbestimmung

Frequenz	U _{pyro} 302ss	U _{pyro} P Spice	Modhub Patinor	ModHu PatP Sp	U _{pyro} Chss	Up302 P Sp
10	14,1	14,1	58	58,01	24,14	24,11
15	7,07	7,45	44	45,46	16,03	16,25
20	3,62	4,52	29	36,63	12,37	12,23
25	2,6	3,01	27	30,41	9,64	9,8
30	1,9	2,14	24	25,89	8,02	8,18
35	1,46	1,59	21	22,49	6,96	7,01
40	1,1	1,23	18	19,85	6,04	6,14
45	0,91	0,98	17	17,75	5,36	5,46
50	0,74	0,8	15	16,05	4,84	4,91
55	0,63	0,66	14	14,64	4,42	4,47
60	0,53	0,56	13	13,45	4,03	4,09
65	0,45	0,47	12	12,44	3,7	3,78
70	0,39	0,41	11	11,57	3,48	3,51
75	0,35	0,36	11	10,81	3,25	3,28
80	0,31	0,31	10	10,15	3,05	3,07
85	0,28	0,28	10	9,56	2,86	2,89
90	0,25	0,25	9	9,04	2,69	2,73
95	0,23	0,22	9	8,57	2,53	2,59
100	0,21	0,2	9	8,14	2,4	2,46
105	0,19	0,18	8	7,76	2,3	2,34
110	0,17	0,17	8	7,41	2,16	2,23
Hz	mV	mV	Prozent	Prozent	mV	mV
	gemess	normiert			gemessen	normiert

Tabelle 5 Werte zur Verifizierung des Modelles aus Pyro und Strahler