

102 – Lock-In-Verstärker

F-Praktikum – Hilfsmittel der modernen Experimentalphysik

Tobias Krähling <Tobias.Kraehling@SemiByte.de>
Tomislav Skoda <TomicaSkoda@gmx.de>

02.04.2008
Version: 1.1

1. Einleitung

In der Physik und anderen Natur- und Ingenieurwissenschaften sind häufiger die zu messenden Signale sehr klein, die bis hin zur völligen Unkenntlichkeit durch Rauschen überlagert werden. Die meßtechnische Problemstellung besteht nun darin, daß Signal gegenüber dem Rauschen hervorzuheben, um dies deutlich vom Rauschen abgrenzen zu können, andererseits die Signalform möglichst unverändert dem Detektor zur Verfügung zu stellen. Neben der Reduzierung der Störquellen (Rauschquellen) gibt es verschiedene Möglichkeiten, das Signal elektronisch aufzubereiten und damit das Signal-zu-Rausch-Verhältnis zu verbessern. Phasenempfindliche Meßgeräte wirken als Frequenzfilter und lassen nur die Signalanteile, die mit der Modulationsfrequenz auftreten, passieren, während die Rauschanteile, die i. a. andere Frequenzkomponenten besitzen, abgeschwächt werden. Voraussetzung hierfür ist eine streng periodisch modulierte Signal. Dieses Prinzip wird beim Lock-In-Verstärker, der in diesem Versuch behandelt wird, angewendet.

Lock-In-Verstärker werden also verwendet, um sehr kleine AC-Signale zu messen. Dabei können selbst aussagekräftige Ergebnisse erzielt werden, wenn das zu messende Signal um viele Größenordnungen kleiner als das Rauschen ist.

2. Grundlagen

2.1 Störsignale/Rauschen

Die Verfälschung des Nutzsignals durch unerwünschte Beimischungen von Signalen wird prinzipiell als Rauschen bezeichnet. Das thermische oder Widerstandsrauschen entsteht durch die Braunsche Bewegung der Ladungsträger im Festkörper, wobei die maximale Rauschleistung $P_{r,max}$ eines Widerstandes nur von der absoluten Temperatur T und des ausgenutzten Frequenzbereiches abhängt Δf :

$$P_{r,max} = kT\Delta f \quad (1)$$

(mit der Boltzmann-Konstante k). Da dieses über dem gesamten Frequenzbereich auftritt, wird dies auch als „weißes Rauschen“ bezeichnet. Durch die Quantelung der Ladungsträger entsteht – wenn ein elektrischer Strom eine Potentialbarriere überwinden muß – eine zeitlich nicht konstante Ladungsverteilung, die zu einem Rauschen führt – dem Schrotrauschen – mit einer maximalen Rauschleistung:

$$P_{r,max} = 2eIR\Delta f \quad (2)$$

(mit der Elementarladung e , dem Strom I und dem Widerstand R). Wie das thermische Rauschen, so ist auch das Schrotrauschen unabhängig von der Frequenz und ist ebenfalls ein „weißes Rauschen“. Der Unterschied zwischen thermischem Rauschen und Schrotrauschen ist, daß Letzteres vom Stromfluß abhängt. Eine Erniedrigung des Stromflusses durch das Bauteil führt zu einer Reduktion des Schrotrauschens. Unterhalb von etwa 2 kHz überwiegt

häufig das $1/f$ - oder Funkel-Rauschen, dessen Ursache noch nicht endgültig geklärt ist. Man vermutet einen Zusammenhang mit Potentialbarrieren in Korngrenzen und Versetzungen.

Eine häufige Störquelle sind jedoch Umwelteinflüsse die Störsignale liefern (beispielsweise das Netzbrummen durch die Stromversorgung oder Einspeisungen aus dem Radiofrequenzband usw.).

Neben den elektronischen Ursachen für Störquellen können, je nach Meßaufbau und Signalverarbeitung, weitere Quellen für Rauschen auftreten. Beispielsweise führen verunreinigte Trägergase bei der Gaschromatographie meist zu einem höheren Untergrundrauschen, da der Detektor neben den Eluaten ebenfalls die Verunreinigungen im Trägergas detektiert. Bei einem Photodetektor ist das Streulicht mit eine Ursache für zusätzliche Störsignale.

Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (S/N) ist dabei ein Qualitätsmaß für ein verrauschtes Signal, bei dem die Signalleistung mit der mittleren Rauschleistung ins Verhältnis gesetzt wird.

Ziel ist die Verbesserung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses. Neben der Reduktion der Rauschquellen (z. B. eine höhere Frequenz verwenden, um das $1/f$ -Rauschen zu minimieren, Abdunklung zur Reduktion des Streulichts, Molekularfilter für die Reinigung von Trägergasen zwischenschalten. . .) und optimierteren Meßaufbauten (Abschirmung, Erdung, Verwendung von Koaxialkabeln. . .) können, bei vorliegen von elektrischen Signalen, elektronische Filter das S/N -Verhältnis verbessern. Treten Signal und Rauschen bei unterschiedlichen Frequenzen auf, so kann mittels elektronischer Filter das Signal vom Rauschen separiert werden oder zumindest die Bandbreite reduziert werden, so daß nach Gl. (1) und (2) das Rauschen linear mit der Bandbreite abnimmt. Dabei werden vier Grundtypen unterschieden:

- der *Tiefpaß* läßt tiefe Frequenzen passieren und sperrt bei hohen Frequenzen;
- der *Hochpaß* sperrt bei tiefen Frequenzen und läßt hohe Frequenzen passieren;
- der *Bandpaß* ist für einen Frequenzbereich durchlässig und sperrt ansonsten;
- die *Bandsperr*e sperrt für einen Frequenzbereich und ist ansonsten durchlässig.

Die Übertragungscharakteristiken dieser vier Grundtypen sind in Abbildung 1 dargestellt.

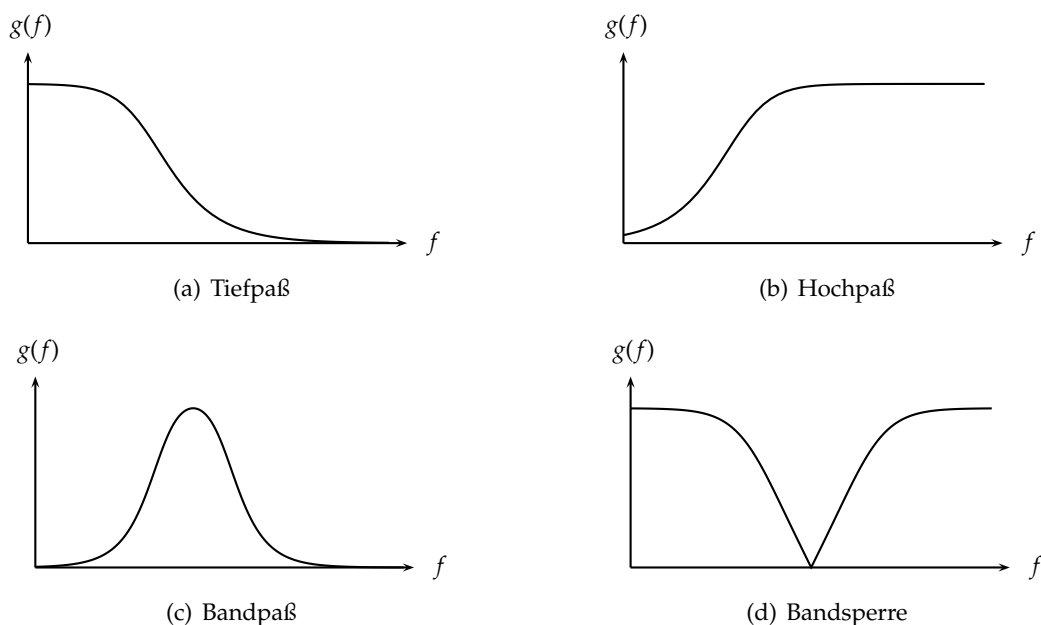


Abbildung 1: Übertragungscharakteristiken der Grundfilter

Bei sehr stark verrauschten periodischen Signalen ist die Signalmittlung ein probates Mittel zur Signalverbesserung, da bei einer statistisch Verteilung des Rauschens dies bei der Mittelung

über N Iterationen nur mit dem Faktor \sqrt{N} im Gegensatz zum Faktor N beim Signal eingeht, so daß eine Signal/Rausch-Verbesserung um den Faktor \sqrt{N} mit dieser Methode erreicht werden kann.

2.2 Lock-In-Verstärker

Der Einsatz eines Lock-In-Verstärkers ist eine häufig angewandte Technik zur Signal/Rausch-Verbesserung, wobei Analogsignale in bis zu 4 Größenordnungen größerem Rauschen detektiert werden können. Voraussetzung für den Einsatz ist ein streng periodisches Signal mit fester Phasenbeziehung – Gleichsignale müssen zunächst zerhackt (choppen) werden, bei optischen Messungen beispielsweise mittels einer rotierenden, den Lichtstrahl periodisch unterbrechenden, Zerhackerscheibe. Mit dem Lock-In-Verstärker kann die Amplitude, wie auch die Phase bezüglich eines Referenzsignals gleicher Frequenz ermittelt werden.

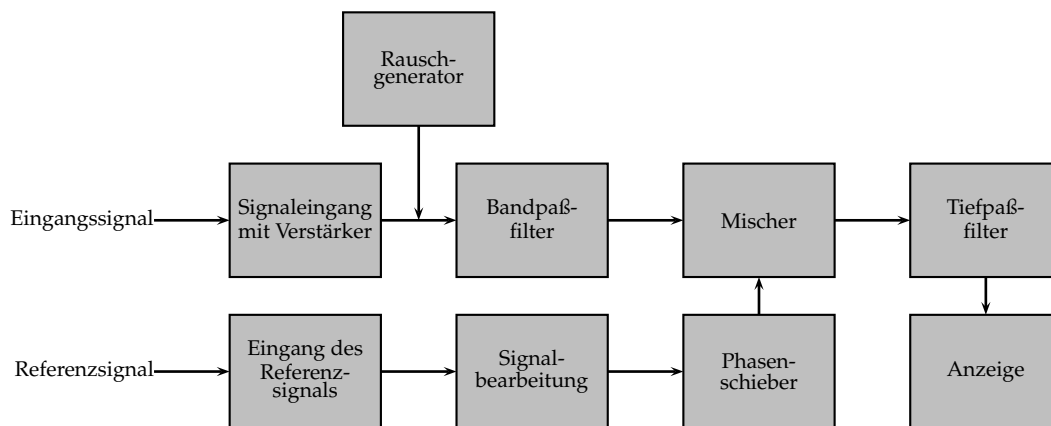


Abbildung 2: Blockdiagramm des Lock-In-Verstärkers

Der Signaleingang ist beim vorliegenden Lock-In-Verstärker die Soundkarte, bei Bedarf kann die Verstärkung des Eingangssignals sowohl an den Mixer-Einstellungen der Soundkarte, wie auch im Software-Teil (LabView-Programm) des Lock-In-Verstärkers vorgenommen werden. Der Rauschgenerator ist optional und überlagert das Eingangssignal mit einem zusätzlichen Rauschen, um die Funktionsweise des Verstärkers zu verdeutlichen. Ebenfalls optional für die prinzipielle Arbeitsweise des Verstärkers ist der Bandpaßfilter – dieser ermöglicht, wie oben bereits erläutert, das Signal-zu-Rausch-Verhältnis zu verbessern, indem nur der Frequenzbereich herausgefiltert wird, in dem auch das Nutzsignal vorliegt. Das Referenzsignal, eine Rechteckspannung, kann sowohl intern im Lock-In-Verstärker generiert werden als auch extern zugeführt werden, wobei das externe Signal zunächst in der Signalbearbeitung zu einem normierten Rechtecksignals aufbereitet wird. Zentrales Element des Lock-In-Verstärkers ist der Mischer oder Multiplizierer, zusammen mit Phasenschieber und Tiefpaß-Filter, die das eigentliche Meßprinzip realisieren – Multiplizierer mit Tiefpaß wird auch als „phasenempfindlicher Gleichrichter“ (PSD) bezeichnet. Ist die Phase des Referenzsignals mit der des Nutzsignals identisch, so wird im Multiplizierer durch eine Multiplikation beider Signal eine Gleichrichtung vorgenommen. Der nachgeschaltete Tiefpaß mit großer Zeitkonstante läßt nur den Gleichstromanteil durch. Dieses Signal ist proportional zur Amplitude des Eingangssignals und kann über die Fourier-Komponenten berechnet werden, bei einem Sinus-Eingangssignal läßt sich dies bestimmen zu:

$$U_{out} = \frac{2}{\pi} U_{in} \quad (3)$$

Man erhält somit ein Ausgangssignal, welches man mit der Amplitude des Eingangssignals direkt in Beziehung setzen kann. Das maximale Ausgangssignal erhält man jedoch nur, wenn

Signal und Referenzsignal in Phase sind – andernfalls liefert der Multiplikator positive und negative Signalanteile die bei der anschließenden Mittelung im Tiefpaß ein geringeres Ausgangssignal liefern, wobei hierbei die Beziehung

$$U_{out} = \frac{2}{\pi} U_{in} \cos(\phi) \quad (4)$$

mit der Phasenverschiebung ϕ gilt. Damit erhält man die Möglichkeit, über den Phasenschieber die Phasenverschiebung zwischen Signal und Referenzsignal direkt zu ermitteln.

Der Lock-In-Verstärker wirkt somit als Bandpaß, die Mittelfrequenz ist die Resonanzfrequenz und die Bandbreite durch die doppelte Bandbreite des Tiefpasses gegeben. Je nach Frequenzverteilung des Rauschens kann damit eine Verbesserung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses erreicht werden

3. Versuchsdurchführung

3.1 Erster Aufgabenteil

Im ersten Aufgabenteil sollen die Fourier-Komponenten eines Rechtecksignals mit $U_{ss} = 2\text{ V}$ mittels einem Software-Oszilloskop über den Mikrophoneingang bestimmt werden und anschließend mit diesen ermittelten Komponenten das entsprechende Signal zeichnerisch dargestellt werden.

Der externe Signalgenerator wird hierfür über entsprechend konfektionierte BNC-Kabel an den Mikrophoneingang der Soundkarte angeschlossen. Zusätzlich wurde der Signalgenerator an ein externes Oszilloskop angeschlossen, um die eingestellte Frequenz des Rechtecksignals zusätzlich zu prüfen. Anschließend wurde die Amplitude am Software-Oszilloskop auf die benötigten $U_{ss} = 2\text{ V}$ eingestellt – dies konnte sowohl über die Ausgangsspannungsregler am Signalgenerator wie auch an den Mixereinstellungen der Soundkarte vorgenommen werden. Für das Rechtecksignal wurde eine Frequenz von 1 kHz gewählt.

Ein Rechtecksignal $R(t)$ mit einer Amplitude A und Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ läßt sich als Fourier-Reihe in der Form

$$R(t) = \frac{4A}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right] = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega t] \quad (5)$$

darstellen und enthält nur die ungeraden Sinusanteile. Die Grundfrequenz ist identisch mit der Frequenz des Rechtecksignals mit einer relativen Amplitude von 1, die Amplituden der n -ten Harmonische zur Grundfrequenz nimmt mit dem Faktor $1/n$ ab.

i	f / kHz	$A_r / \%$	$A_{r,t} / \%$	
1	1	0,43	0,500	
2	3	0,11	0,167	
3	5	0,060	0,100	i : laufende Nummer
4	7	0,058	0,071	f : Frequenz der Fourier-Komponente
5	9	0,048	0,056	A_r : relative Amplitude der Fourier-Komponente
6	11	0,033	0,045	$A_{r,t}$: theoretische relative Amplitude der Fourier-Komponente
7	13	0,029	0,038	
8	15	0,021	0,033	
9	17	0,018	0,029	
10	19	0,013	0,026	

Tabelle 1: Fourier-Komponenten des Rechtecksignals

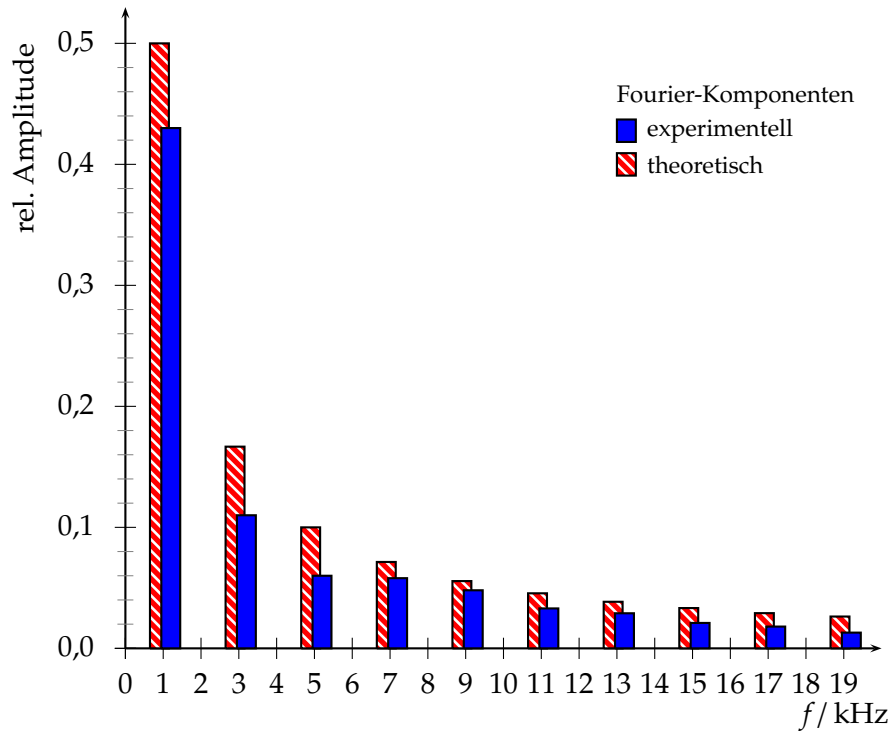


Abbildung 3: Theoretische und ermittelte Fourier-Komponenten

Die mit dem Software-Oszilloskop ermittelten Fourier-Komponenten des Rechtecksignals sind in Tabelle 1 und Abbildung 1 zusammen mit den theoretischen wiedergegeben. Bei der experimentellen Ermittlung der Fourier-Komponenten wurden dabei nur die Grundfrequenz sowie die Harmonischen aufgenommen. Zu beachten ist noch, daß das Software-Oszilloskop die relativen Amplituden bezüglich der Spitze-Spitze-Spannung ausgibt, so daß hier für die theoretischen relativen Amplituden der n -ten Harmonischen nicht wie oben angegeben der Wert $1/n$, sondern $1/(2 \cdot n)$ verwendet werden muß.

Das Software-Oszilloskop zeigte neben den nach Gl. (5) erwarteten Fourier-Komponenten auch noch in der näheren Umgebung von jeder Harmonischen viele Komponenten mit geringer relativer Amplitude, die bei wachsendem Abstand von der Harmonischen stark abfielen. Diese wurden nicht explizit aufgenommen. Zwischen experimentellen und theoretischen relativen Amplituden sind verhältnismäßig große Abweichungen (zw. 14 und 50%) nach unten zu beobachten, wodurch das rücktransformierte Rechtecksignal (siehe Abbildung 4) ebenfalls größere Abweichungen vom theoretischen Signal aufweist, insbesondere beträgt die Amplitude nur etwa 85% vom theoretischen Wert. Bis auf die geringere Amplitude ist das Rechtecksignal über die ermittelten Fourier-Komponenten gut rekonstruierbar.

Ursächlich für die geringere Amplitude sind wahrscheinlich die beobachteten Fourier-Komponenten in der näheren Umgebung der Harmonischen, die möglicherweise durch den Signalgenerator hervorgerufen werden, wenn dieser für die Bildung des Rechtecksignals neben den theoretischen Fourier-Komponenten weitere Frequenzen verwendet bzw. durch den Schaltungsaufbau eingeschleust werden. Ebenfalls könnte durch den elektronischen Aufbau der Soundkarte und die Digitalisierung der analogen Signale diese zusätzlichen Komponenten als Fehler eingebracht worden sein. Ebenfalls könnte die Implementierung der Fourier-Analyse im Software-Oszilloskop eine weitere Fehlerquelle darstellen.

Eine zusätzliche Fehlerquelle ist das Ablesen der relativen Amplituden am Software-Oszilloskop. Die Fourier-Analyse wird bei dieser Software nur graphisch in halblogarithmischer Darstellung in einem verhältnismäßig kleinem Ausgabefenster ausgegeben, eine zahlenmäßige Wertangabe war nicht vorhanden, so daß die relativen Amplituden aus dem Diagramm

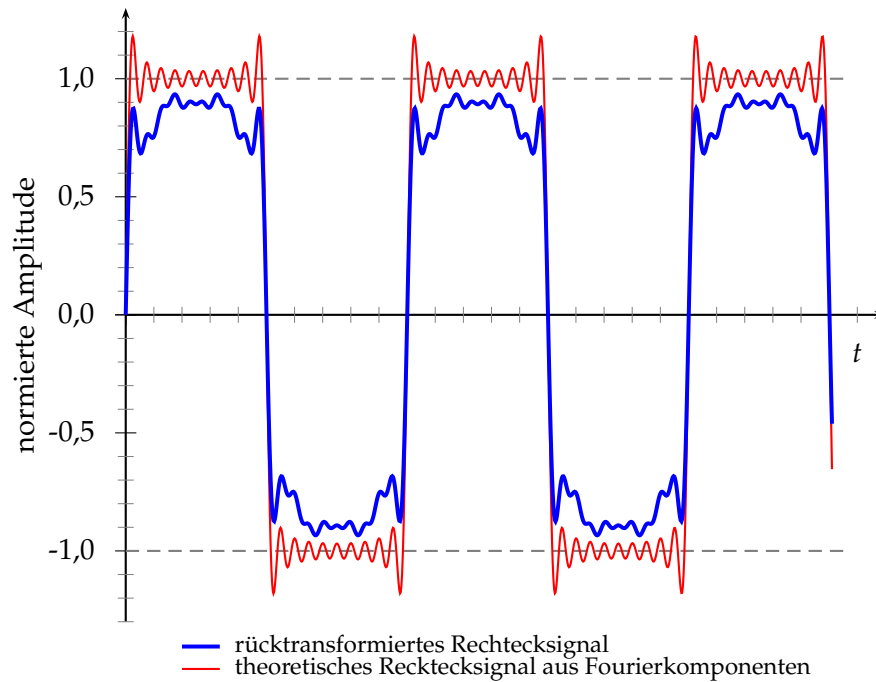


Abbildung 4: rücktransformiertes Rechtecksignal

abgelesen und die logarithmischen Werte entsprechend umgerechnet werden mußten.

3.2 Zweiter Aufgabenteil

Im zweiten Aufgabenteil sollen einige Eigenschaften des Lock-In-Verstärkers untersucht werden. Um den Lock-In-Verstärker meßtechnisch verwenden zu können, sollten die Eigenschaften Linearität und dynamischer Bereich sowie die Frequenzabhängigkeit näher untersucht werden. Der vorliegende Lock-In-Verstärker besteht aus einem Software-Modul (LabView-Programm) sowie aus dem Interface (Soundkarte des PC-Systems), die zu untersuchenden Eigenschaften werden durch die technischen Daten des Interfaces hervorgerufen.

3.2.1 Linearität und dynamischer Bereich

Zur Definition der Begriffe Linearität und dynamischer Bereich wird hier diejenige von Habfast und Aulinger angeführt: „Der »dynamische Bereich« einer Meßanordnung (auch Anzeige- oder Aussteuerungsbereich) ist der gesamte erfassbare Bereich der Meßwerte zwischen der Nachweisgrenze und der Aussteuerungsgrenze. Den Teil des dynamischen Bereichs, in dem die Eichkurve mit einer bestimmten Genauigkeit (Präzision) reproduzierbar ist, nennt man den Meßbereich. Er kann den gesamten oder einen Teil des Anzeigegebietes umfassen, etwa nur den Linearitätsbereich, in dem die Abweichung der Eichkurve von einer Geraden innerhalb angegebener Grenzen bleibt.“ [HA68, S. 156f]

Für die Ausgangsspannung des Lock-In-Verstärkers in Abhängigkeit von der Eingangsspannung gilt die Beziehung:

$$U_{out} = \frac{2}{\pi} U_{s,in} = \frac{U_{ss,in}}{\pi} \quad (6)$$

Um die Linearität und den dynamischen Bereich des Lock-In-Verstärkers zu bestimmen wird der Signalgenerator mit dem Interface des Lock-In-Verstärkers verbunden (Signal- und Triggerleitung). Bei einer fest eingestellten Frequenz des Sinus-Signals wird die Ausgangsamplitude in Abhängigkeit der Eingangsamplitude, die im Bereich von 1 mV und 1 V_{ss} variiert werden soll, aufgenommen. Die Signalfrequenz sollte dabei unter 200 Hz liegen.

Für die Meßreihe wurde eine Frequenz von 100 Hz und für den Bandpaßfilter eine Güte von $Q = 10$ bei $f_0 = 100$ gewählt. Die anderen Einstellungsmöglichkeiten wurden auf den Default-Werten belassen, der Rauschgenerator deaktiviert und ein externes Referenzsignal (Triggersignal vom Signalgenerator) verwendet sowie die Phase über den Phasenschieber entsprechend angepaßt.

i	U_{ss}/V	U_A/V	$\varphi/^\circ$	$U_{A,theo}/V$
1	1	0,3108	248	0,3183
2	0,8	0,2527	248	0,2546
3	0,6	0,1892	248	0,1910
4	0,4	0,1248	248	0,1273
5	0,2	0,0627	247	0,0637
6	0,1	0,03097	247	0,03183
7	0,08	0,02463	247	0,02546
8	0,06	0,01857	247	0,01910
9	0,04	0,01209	247	0,01273
10	0,019	0,00607	247	0,006048
11	0,0097	0,00304	247	0,003088
12	0,0049	0,00152	247	0,001560

i : laufende Nummer
 U_{ss} : Eingangsspannung (Spitze-Spitze)
 U_A : Ausgangsspannung
 $U_{A,t}$: theoretische Ausgangsspannung
 φ : eingestellte Phase

Tabelle 2: Meßwerte zur Linearität und dynamischer Bereich

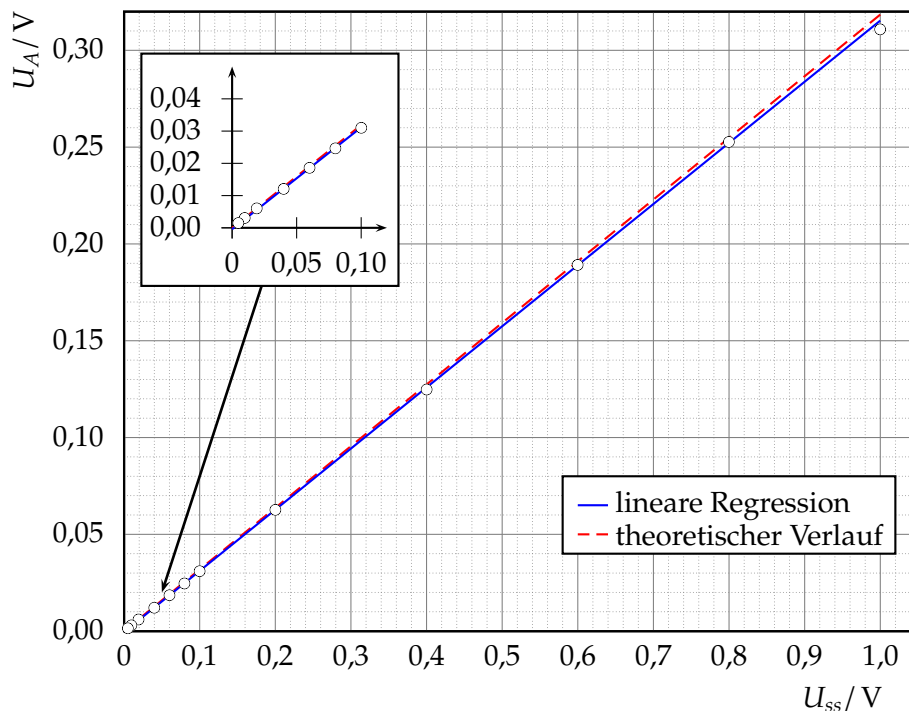


Abbildung 5: Eingangsspannung zur Ausgangsspannung

An der Abbildung 5 erkennt man, daß sowohl die Nachweis- wie auch Aussteuerungsgrenze in dem untersuchten Eingangsspannungsbereich noch nicht erreicht wurde. Die Nachweisgrenze wird sich somit zwischen 5 mV und der Spannungsaufösung der Soundkarte befinden, die bei einer maximalen Eingangsamplitude der Soundkarte von $U_s = 1$ V und einer Auflösung von 16 Bit gegeben ist über:

$$\Delta U = \frac{U_{ss}}{16 \text{ Bit}} = \frac{2 \cdot U_s}{2^{16}} = 3,05 \cdot 10^{-5} \text{ V} = 30,5 \mu\text{V}.$$

Oberhalb von 0,8 V und unterhalb von 10 mV scheint der Lock-In-Verstärker nicht mehr linear zu arbeiten, der gemessene Wert bei 1 V weicht bereits um 2,4%, bei 5 mV um 2,6% vom theoretischen Wert ab [Gl. (6)]. Für den Bereich von 10 mV bis 0,8 V konnten mittels linearer Regression der Form $y = a + bx$ die Werte:

a/V	$-0,00044 \pm 0,00020$
b	$0,3158 \pm 0,0006$

Tabelle 3: Ermittelte Koeffizienten der linearen Regression

ermittelt werden. Mit diesen Werten liegt der gemessene Wert bei 1 V wie auch bei 5 mV immer noch außerhalb des Vertrauensbereiches, womit die Hypothese des linearen Bereiches zwischen 10 mV und 0,8 V haltbar ist.

Zusammenfassend ist der dynamische Bereich über einen Eingangsamplitudenbereich von 5 mV bis 1 V_{ss} gegeben. Der Verstärker arbeitet im Bereich von 10 mV bis 0,8 V linear, wobei ein linearer Zusammenhang der Form:

$$U_{out} = (-0,00044 \pm 0,00020) V + (0,3158 \pm 0,0006) U_{ss,in}$$

ermittelt wurde.

3.2.2 Frequenzabhängigkeit

Das Interface des Lock-In-Verstärkers stellt einen Hochpaß dar. In diesem Teil soll nun die Frequenzabhängigkeit des Verstärkers im unteren Frequenzbereich untersucht werden (im oberen Bereich ist der Arbeitspunkt durch die maximale Abtastrate und das Nyquist-Shannonsche Abtasttheorem beschränkt). Der Versuchsaufbau ist identisch zu vorherigen. Beim Signalgenerator wird eine feste Sinus-Ausgangsspannung gewählt und in Abhängigkeit der Frequenz die Ausgangsspannung am Lock-In-Verstärker aufgenommen, wobei ein Frequenzbereich von 1 – 2000 Hz untersucht wird. Der Bandpaßfilter des Lock-In-Verstärkers wurde auf Frequenzkopplung umgestellt, da die maximal manuell einstellbare Frequenz den zu untersuchenden Frequenzbereich nicht abdeckt. Die Amplitude des Eingangssignals wurde mit dem Oszilloskop auf $U_{ss} = 0,1 V$ eingestellt, die eingestellte Verstärkung des Lock-In-Verstärkers betrug Faktor 3 (Mixer-Einstellung der Soundkarte).

i	f/Hz	U_A/V	$\varphi/^\circ$	τ/s^{-1}	i	f/Hz	U_A/V	$\varphi/^\circ$	τ/s^{-1}
1	2000	0,0912	242	44100	12	80	0,09011	240	44100
2	1800	0,09139	264	44100	13	60	0,08751	230	44100
3	1600	0,09199	266	44100	14	40	0,08135	212	44100
4	1400	0,09198	267	44100	15	20	0,08050	242	44100
5	1200	0,09176	268	44100	16	10	0,02070	98	5000
6	1000	0,09150	264	44100	17	15	0,04585	137	5000
7	800	0,09134	260	44100	18	18	0,05815	151	5000
8	600	0,09110	259	44100	19	12	0,03031	113	5000
9	400	0,09081	260	44100	20	5	0,00502	53	5000
10	200	0,09101	264	44100	21	4	0,00418	47	2000
11	100	0,09052	264	44100	22	3	0,00201	38	2000

i : laufende Nummer

f : eingestellte Frequenz

φ : eingestellte Phase

τ : eingestellte Abtastrate

Tabelle 4: Meßwerte Frequenzabhängigkeit

In der Meßreihe wurde bei jeder Frequenz die Phase neu eingeregelt, da sich die Phasen zwischen Signal und Triggersignal jeder Frequenzänderung am Signalgenerator änderten. Bei

niedrigen Frequenzen wurde am Oszilloskop beobachtet, daß der Signalgenerator die eingestellte Spannung nicht halten konnte und wurde entsprechend nachgeregelt, so daß am Lock-In-Verstärker für jeden Meßpunkt eine gleiche Eingangsspannung vorliegt. Zusätzlich wurde bei niedrigen Frequenzen die Abtastrate verringert, um bessere (stabilere) Ausgangsspannungen zu erhalten.

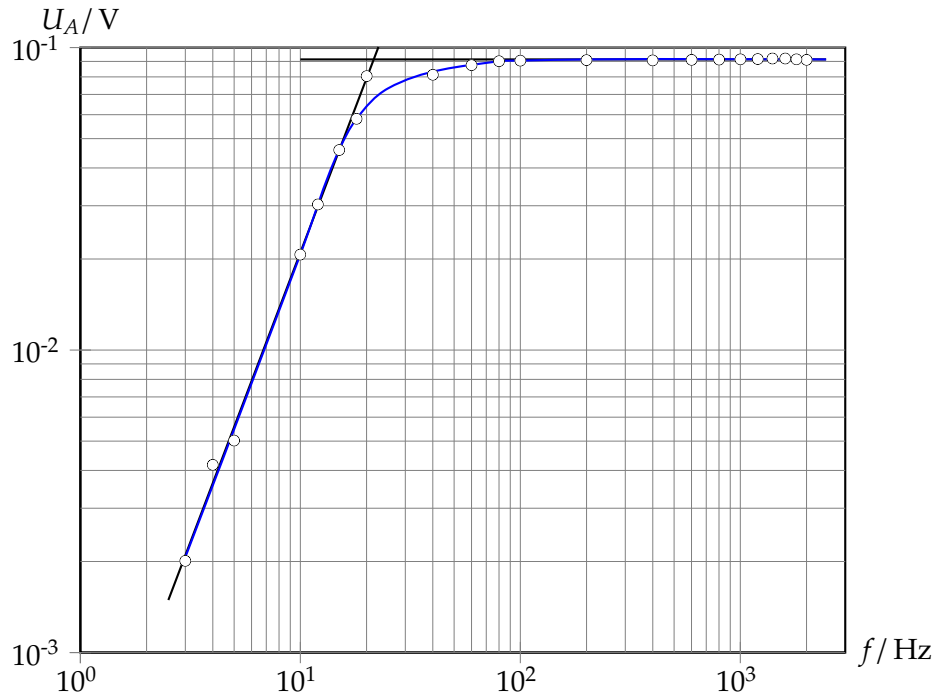


Abbildung 6: Frequenzabhängigkeit des Lock-In-Verstärkers

An Abbildung 6 erkennt man sehr gut den typischen Verlauf eines Hochpasses. Der bestimmte Wert bei $i = 15$ scheint nach der Abbildung ein Ausreißer zu sein. Gegebenenfalls wurde hier die Nachregelung der Ausgangsspannung des Signalgenerator nicht optimal durchgeführt. Definiert ist die Grenzfrequenz als diejenige Frequenz, an der die Ausgangsspannung U_A um 3 dB abgefallen ist, d. h. diejenige Frequenz, an der U_A auf die Hälfte seines Ursprungswertes abgesunken ist. Die mittlere Ausgangsspannung im Durchlaßbereich wurde mit den Werten von $i = 1 \dots 10$ bestimmt zu:

$$U_{out,d} = (0,0914 \pm 0,0004) \text{ V.}$$

Für die Steigungsgerade (lineare Regression der logarithmierten Werte) wurden die Messungen $i = 16, 17, 19 \dots 22$ berücksichtigt und man erhält für die lineare Regression:

a	$-3,59 \pm 0,05$
b	$1,91 \pm 0,06$

Tabelle 5: Ermittelte Koeffizienten der linearen Regression der logarithmierten Werte

Die Grenzfrequenz $f(U_{out,d}/2)$ läßt sich nun mit der Steigungsgerade und Spannungsmittelwert im Durchlaßbereich bestimmen zu:

$$\log\left(\frac{1}{2}U_{out,d}\right) = a + b \log(f) \Rightarrow f = 10^{\frac{1}{b}(\log(\frac{1}{2}U_{out,d}) - a)} = \mathbf{15,1 \text{ Hz.}}$$

Mittels Gauß'scher Fehlerfortpflanzung läßt sich der Fehler unter Zuhilfenahme der oben

bestimmten Standardabweichungen abschätzen zu:

$$\Delta f = \frac{1}{b} \left[\left(\frac{10^{\frac{1}{b}} (\log(\frac{1}{2} U_{out,d}) - a)}{U} \Delta U_{out,d} \right)^2 + \left(\ln(10) \cdot 10^{\frac{1}{b}} (\log(\frac{1}{2} U_{out,d}) - a) \Delta a \right)^2 + \left(\frac{10^{\frac{1}{b}} (\log(\frac{1}{2} U_{out,d}) - a) (\log(\frac{1}{2} U_{out,d}) - a) \ln(10)}{b} \Delta b \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= 1,6 \text{ Hz}$$

Somit erhält man für die Grenzfrequenz des Lock-In-Verstärkers:

$$f_g = (15,1 \pm 1,6) \text{ Hz} = 15,1(1 \pm 11\%) \text{ Hz}$$

Die ermittelte Grenzfrequenz des Lock-In-Verstärkers scheint plausibel zu sein, da diese vom Interface (Soundkarte) herrührt. Der menschliche Hörbereich beginnt etwa ab 20 Hz und Soundkarten sollten diesen entsprechend abdecken können.

3.3 Dritter Aufgabenteil

Im letzten Aufgabenteil soll das Frequenzverhalten eines Photodetektors untersucht werden – das Frequenzverhalten bezieht sich dabei auf die Belichtungszeiten. Hierzu wird die Meßapparatur nach Abbildung 7 aufgebaut. Die Lichtquelle wird mit einer konstanten Spannung be-

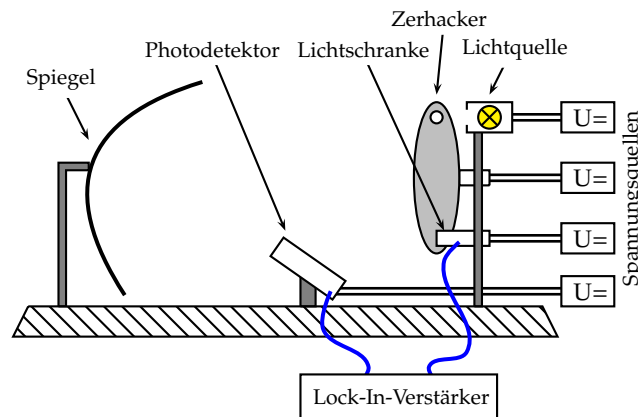


Abbildung 7: Schematischer Versuchsaufbau des dritten Aufgabenteils

trieben, so daß man, nachdem sich ein konstanter Strom eingestellt hat, von einem konstanten emittierten Lichtstrom ausgehen kann. Über einen Zerhacker (Chopper) wird der Lichtstrom periodisch unterbrochen – einerseits um ein periodisches Signal für die Auswertung mittels dem Lock-In-Verstärker zu erhalten, anderes um die Belichtungszeiten des Photodetektors zu variieren und damit das Frequenzverhalten desselben zu eruieren. Um das Referenzsignal für den Lock-In-Verstärker bereitzustellen ist am Zerhacker zusätzlich eine Lichtschranke angebracht. Der periodisch modulierte Lichtstrom wird mit einem Konkavspiegel auf die Photozelle fokussiert, wobei vor die Photozelle noch ein Grünfilter ($\lambda = 500 \text{ nm}$, Filter 175) eingebracht wurde. Dieser sollte das Signal abschwächen, so daß der Einsatz eine Lock-In-Verstärkers zur Signalanalyse aufgrund des verrauschten Signals angezeigt ist. Um ein stärker verrauschtes Signal zu erhalten, wurde – nicht wie bei optischen Versuchen sonst üblich – die Umgebung verdunkelt, sondern die Raumbeleuchtung beibehalten.

Beim Lock-In-Verstärker wurden für die Kanalauswahl und Tiefpaßfilter die Standardwerte beibehalten, der zusätzliche Rauschgenerator deaktiviert und der Bandpaß bei einer Güte

von $Q = 2$ auf Frequenzkopplung eingestellt. Das externe Referenzsignal entspricht der Belichtungsfrequenz, die Phasenbeziehung zwischen Signal und Referenzsignal wurde bei jeder Änderung der Umdrehungsgeschwindigkeit des Zerhackers kontrolliert und ggf. nachjustiert. Bei unterschiedlichen Umdrehungsgeschwindigkeiten des Zerhackers – einstellbar über die angelegte Motorspannung – wurde anschließend die Ausgangsspannung des Lock-In-Verstärkers, die proportional zur Spannung der Photozelle ist, in Abhängigkeit der Belichtungsfrequenz (Frequenz des Referenzsignals) aufgenommen (Tabelle 6).

i	f/Hz	U_A/V	$\varphi/^\circ$	i	f/Hz	U_A/V	$\varphi/^\circ$
1	683	0,00737	134	11	113	0,02889	137
2	585	0,00836	134	12	80	0,03530	137
3	516	0,00885	137	13	65	0,04262	137
4	452	0,00987	140	14	100	0,03177	137
5	387	0,01086	140	15	70	0,03750	137
6	324	0,01428	146	16	55	0,04459	137
7	276	0,01565	146	17	25	0,05000	137
8	235	0,01815	146	18	130	0,02925	137
9	183	0,02164	146	19	120	0,02950	137
10	150	0,02362	144				

i : laufende Nummer
 f : eingestellte Frequenz
 U_A : Ausgangsspannung Lock-In-Verstärker
 φ : eingestellte Phase

Tabelle 6: Meßwerte Photodetektor

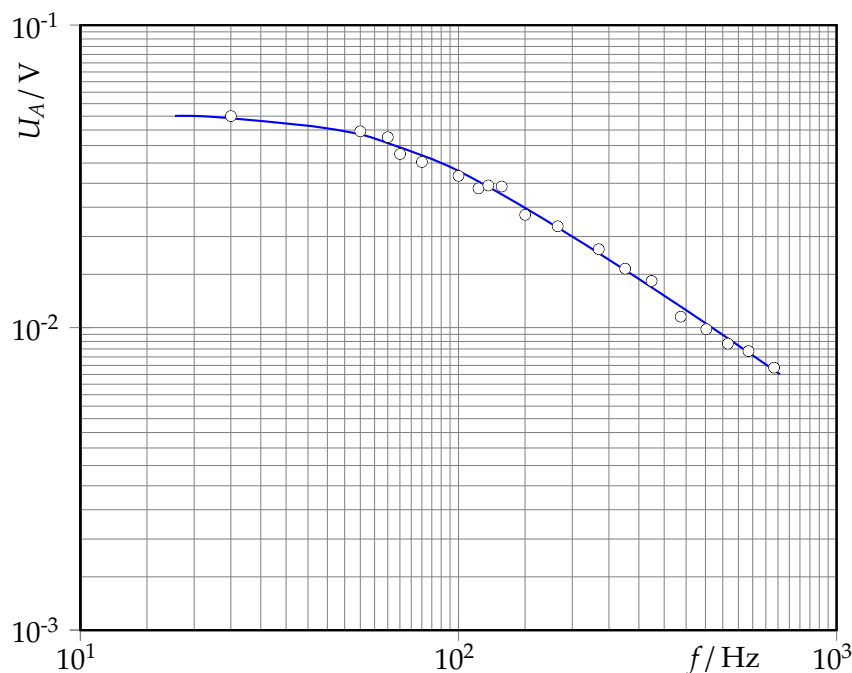


Abbildung 8: Frequenzabhängigkeit des Photodetektors

Am Bode-Plot (Abbildung 8) erkennt man gut die Abhängigkeit des Ausgangssignals von der Belichtungszeit. Bei langen Belichtungszeiten, d. h. bei kleinen Frequenzen, tritt eine Sättigung des Ausgangssignals ein, bei zunehmenden Frequenzen nimmt der Pegel des Ausgangssignals ab. Das Ausgangssignal der Photozelle mit Verstärkeraufbau ist proportional zur Beleuchtungsstärke (dem Lichtstrom). Die Lichtquelle emittiert einen konstanten Lichtstrom, durch die Umdrehungsfrequenz des Zerhackers verändert sich der Lichtstrom auf die Photozelle. Durch die endliche Reaktionszeit der Photozelle nimmt die Ausgangsspannung bei steigender Umdrehungsfrequenz des Zerhackers ab. Es ist zu erwarten, daß bei höheren Umdrehungsfrequenzen, die Ausgangsspannung unterhalb der Nachweisgrenze absinkt. Dies konnte jedoch

aufgrund der technischen Eigenschaften des Zerhackers nicht überprüft werden. Bei niedrigen Frequenzen erreicht die Photozelle, aufgrund der längeren Belichtungszeiten, die Sättigungsspannung für die auftreffende Beleuchtungsstärke. Dieser Sättigungsbereich konnte nicht bei noch kleineren Umdrehungsfrequenzen eruiert werden, da diese beim Zerhacker aufgrund von Reibungsverlusten nicht realisierbar waren.

Zusammenfassend erkennt man, daß das Ausgangssignal einer Photozelle abhängig von der Belichtungszeit ist und sich wie ein Tiefpaß verhält. Dies muß bei Messungen, wo aufgrund des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses beispielsweise ein Lock-In-Verstärker verwendet werden soll und das Signal daher periodifiziert werden muß, berücksichtigt werden und der Arbeitsbereich im Sättigungs- oder linearen Bereich gewählt werden.

4. Fazit

Der Versuch zeigt eine effektive Möglichkeit auf, wie mittels einer Meßmethode selbst Nutzsignale bei starker Überlagerung mit Störsignalen und schlechtem Signal-zu-Rausch-Verhältnis detektiert werden können. Zudem werden Eigenschaften des Meßaufbaus dargestellt, die auf dem ersten Blick nicht ersichtlich sind, jedoch bei der Konstruktion eines Meßaufbaus sowie der Auswertung von Meßwerten berücksichtigt werden müssen, da diese Eigenschaften die erhaltenen Meßwerte beeinflussen. Bei einer Photozelle würde man zunächst nicht eine Frequenzabhängigkeit erwarten, durch den gewählten Aufbau und Meßmethodik wird diese jedoch eingebracht und müßte, bei quantitativen Analysen, berücksichtigt werden. Ebenfalls würde man bei dem größtenteils softwarebasierten Lock-In-Verstärker eine Frequenzabhängigkeit und Dynamikbereich nicht vermuten, durch die externe Schnittstelle, der Soundkarte, existiert diese ebenfalls und muß bei Meßaufbauten berücksichtigt werden. Der Versuch schärft daher das Verständnis für Probleme, die bei dem apparativen Aufbau von Experimenten auftreten können.

Literatur

- [HA68] HABFAST, Karleugen ; AULINGER, Fritz.: Massenspektrometrische Meßtechnik. In: KIENITZ, Hermann (Hrsg.): *Massenspektrometrie*. Verlag Chemie, GmbH, Weinheim, 1968, Kapitel B3, S. 155–224
- [Hum] Humboldt-Universität zu Berlin, Institut für Physik: *Projekt: Lock-In-Verstärker*. – Zugriff: 23.02.2007. <http://www.physik.hu-berlin.de/studium/vlv/f-praktikum/elektronik/anleitungen/lock-in-ver.pdf>
- [Kol] KOLLMEIER, Birger: *Physikalische Meßtechnik und Digitale Signalverarbeitung: Kapitel 4 – Digitale Signalverarbeitung*. Carl von Ossietzky Universität Oldenburg, Fakultät V, Institut für Physik. – Zugriff: 23.02.2007. http://medi.uni-oldenburg.de/download/docs/lehre/kollm_phys_mess/kap4.pdf
- [Ric] RICHTER, W.: *Physikalisches Praktikum für Fortgeschrittene: Signal/Rausch-Verbesserung*. Physikalisches Institut der Universität Bayreuth. – Zugriff: 23.02.2007. http://www.praktika.physik.uni-bayreuth.de/Signal_Rausch.pdf
- [Tec] Technische Universität Berlin, Institut für Festkörperphysik: *Praktikum: Methoden der Angewandten Physik, Signalverarbeitung mit Lock-In-Verstärker*. – Zugriff: 23.02.2007. http://sol.physik.tu-berlin.de/htm_group/teaching/scripte/LockIn_2004.pdf

Liste der Versionen

Version	Datum	Bearbeiter	Bemerkung
0.9	21.02.2008	Krä/Sko	Versuchsdurchführung
1.0	04.03.2008	Krä/Sko	Versuchsauswertung
1.1	02.04.2008	Krä/Sko	Korrektur