

Lock-In-Verstärker

Friedrich Möller und Wilhelm Eschen

1. Juli 2014

Inhaltsverzeichnis

1	Aufgaben	2
1.1	Aufgaben des ersten Tages	2
1.2	Aufgaben des zweiten Tages	2
2	Grundlagen	4
2.1	Allgemeines zum Lock-in-Verstärker	4
2.2	Funktionsweise des Lock-in-Verstärkers	4
2.3	Anwendungen des Lock-In-Verstärkers	5
3	Auswertung	7
3.1	Versuchstag 1 - Grundlagen des Lock-In Verstärkers	7
3.2	Versuchstag 2 - Anwendung des Lock-in-Verstärkers	12
3.2.1	Aufgabe 1.1 - Lock-in als Spektralanalysator	12
3.2.2	Aufgabe 1.2 - Lock-in zur Detektion kleiner Signale	15
4	Diskussion	19

1 Aufgaben

1.1 Aufgaben des ersten Tages

- Komponenten des Lock-in-Verstärkers
 - Bestimmen Sie die Bandbreite des Breitbandverstärkers aus dessen Amplitudenübertragungsfunktion.
 - Untersuchen Sie die zwei TT-Filter des Lock-in-Baukastens. Bestimmen Sie die Mittenfrequenz sowie die Bandbreite der Filter. Wie groß ist jeweils die Güte?
 - Nehmen Sie die Amplitudenübertragungsfunktion für 5 verschiedene Rückkoppelgrade auf und bestimmen Sie erneut die Güte.
 - Welche maximale Phasenverschiebung kann mit dem vorliegenden Phasenschieber bei 180 Hz erhalten werden?
 - Nehmen Sie entsprechende Signalverläufe zur Beschreibung der Gleichrichtungswirkung des phasenempfindlichen Gleichrichters für Ein- und Zweiweggleichrichtung auf.
 - Welche Funktion hat der nachgeschaltete Tiefpass? Beschreiben Sie die Funktionsweise im Zeit- sowie Frequenzbereich.
 - Charakterisieren Sie den Nachverstärker.
- Funktion und Eigenschaften des Lock-in-Verstärkers
 - Bestimmen Sie experimentell die Bandbreite des Lock-in-Verstärkers.
 - Bis zu welchem Signal-Rausch-Verhältnis können Sie mit dem Lock-in ein Signal noch nachweisen?

1.2 Aufgaben des zweiten Tages

- Lock-in als Spektralanalysator
 - Legen Sie ein Rauschsignal an den Eingang des Lock-in-Verstärkers. Wählen Sie mit Hilfe eines Frequenzgenerators zwei Messfrequenzen aus und bestimmen Sie die spektrale Rauschamplitude des Eingangssignals.
 - Kalibrieren Sie die Verstärkung des Lock-in-Verstärkers.
 - Nehmen Sie das Spektrum des Rauschsignals auf. Bringen Sie das bestimmte Spektrum sowie die mit dem Lock-in gemessene Rauschamplitude in Einklang.
- Lock-in zur Detektion kleiner Signale
 - Machen Sie sich mit der Funktionsweise des LED Modulators vertraut.
 - Bestimmen Sie die maximale Distanz, über die ein niederfrequentes Signal unmoduliert übertragen werden kann.

- Modulieren Sie das Signal aus Aufgabe 1.2 b) mit einer Modulationsfrequenz von 180 Hz. Nutzen Sie den Schmalbandverstärker des Lock-in und bestimmen Sie erneut die maximal mögliche Übertragungsdistanz.
- Benutzen Sie nun den vollständigen Lock-in zum Nachweis des Signals aus Aufgabe 1.2 c). Wie weit können Sie nun das Signal übertragen?

2 Grundlagen

2.1 Allgemeines zum Lock-in-Verstärker

Ein Lock-in-Verstärker wird verwendet um ein schwaches Signal, das mit einer gegebenen Frequenz moduliert wurde zu verstärken. Der Lock-in-Verstärker ist dabei extrem schmalbandig. Durch dieses gezielte schmalbandige Verstärken, kann das Signal-Rausch-Verhältnis reduziert werden. Die Frequenzmodulation kann zum Beispiel mit einem Chopper und einem Laser erfolgen. Durch das periodische Verdecken des Laserstrahls kommt es zu einer Amplitudenmodulation (Multiplikation mit Rechteckfunktion).

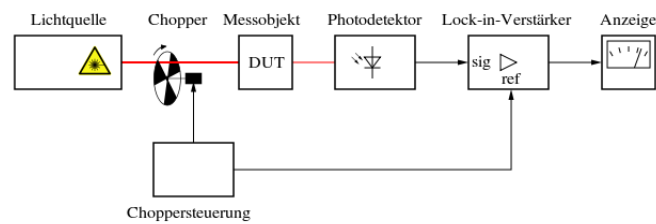
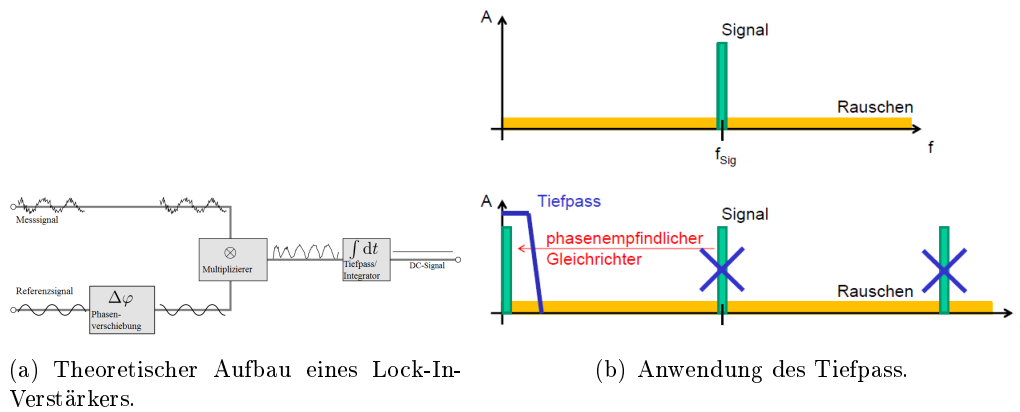


Abbildung 1: Beispiel der Anwendung eines Lock-in-Verstärkers

2.2 Funktionsweise des Lock-in-Verstärkers

Die Aufgabe des Lock-in-Verstärkers ist es ein modulierte Signal möglichst schmalbandig mit einem guten Signal-Rausch-Verhältnis zu verstärken. Dafür wird neben dem modulierten Messsignal auch ein Referenzsignal mit der Modulationsfrequenz benötigt. Diese beiden Signale werden miteinander gemischt und anschließend an einen Tiefpass angelegt. Durch die Modulation kommt es zu Seitenbändern, wobei da gilt $f_{Ref} - f_{Sig} = 0$ ein Seitenband an die Stelle $f = 0$ "gespiegelt" wird. Durch den dahinter verwendeten Tiefpass bleibt nur dieser Teil des Spektrum übrig und das andere Seitenband und das Hauptsignal werden weg gefiltert.



An den unterschiedlichen Stellen des Lock-In-Verstärkers ergeben sich somit folgende Zeitverläufe. Für das Referenzsignal wurde hier eine Rechteckspannung mit der Frequenz des Eingangssignal gewählt. Zum Modulieren wurde ein Einweggleichrichter bzw. Zweiweggleichrichter verwendet. Es wurden dabei unterschiedliche Phasenverschiebungen verwendet.

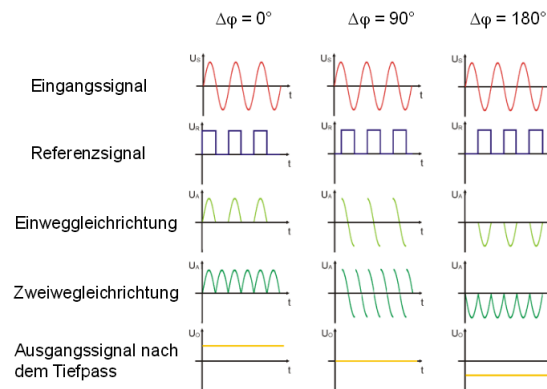


Abbildung 2: Zeitverläufe an unterschiedlichen Stellen und für unterschiedliche Phasenverschiebungen.

Somit verstärkt der Lock-In-Verstärker sehr schmalbandig in der Nähe der Modulations- bzw. Referenzfrequenz. Die Bandbreite des Lock-In-Verstärkers wird dabei durch die Grenzfrequenz des Tiefpasses fest gelegt. Da ein Tiefpass sich relativ einfach realisieren lässt (zum Beispiel Widerstand und Kondensator) können sehr kleine Bandbreiten erzielt werden. Durch einen Lock-In-Verstärker lassen sich Signale mit einem Singal-Rausch-Verhältnis von bis zu 10^{-6} nachweisen.

2.3 Anwendungen des Lock-In-Verstärkers

Der Lock-In-Verstärker wird dort verwendet wo kleine Signale mit einem kleinen Signal-Rausch-Verhältnissen gemessen werden müssen. Dabei muss das Signal modulierbar sein.

In diesem Versuch haben wir zum Beispiel eine modulierte Leuchtdiode über eine größere Entfernung übertragen. Technische Anwendungen sind zum Beispiel Signalübertragung, optische Spektroskopie, Phasenmessung und Spektrenanalysatoren.

3 Auswertung

3.1 Versuchstag 1 - Grundlagen des Lock-In Verstärkers

In Aufgabe 1.1 untersuchten wir die einzelnen Bestandteile eines Lock-In-Verstärkers. Begonnen haben wir hierbei in Aufgabe 1.1.a mit dem Breitbandverstärker. Es ergab sich die folgende Amplitudenübertragungsfunktion, bei einer Generatorspannung von 10 mV_{pp} .

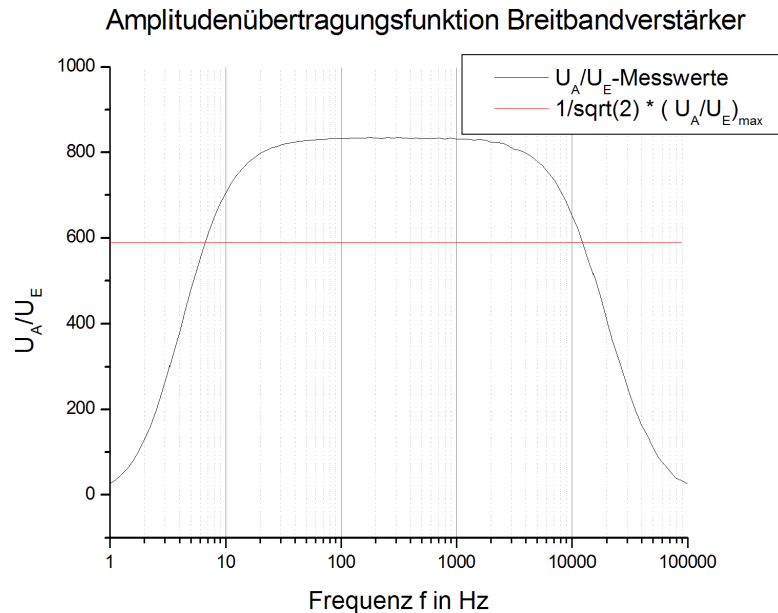


Abbildung 3: Amplitudenübertragungsfunktion Breitbandverstärker

In das Diagramm ist zusätzlich eine Gerade eingezeichnet, welche den $\frac{U_{max}}{\sqrt{2}}$ anzeigt. Die Schnittpunkte dieser Geraden mit der Amplitudenübertragungsfunktion ergeben die obere und untere Grenzfrequenz f_{unten} und f_{oben} . Die Differenz beider liefert uns die gesuchte Bandbreite unseres Breitbandverstärkers.

$$\Delta f = f_{oben} - f_{unten} = 11500\text{ Hz} - 7\text{ Hz} = 11493\text{ Hz}$$

Als nächstes sollten die beiden TT-Filter für 25Hz und 180Hz untersucht werden. Auch dazu wurden die Amplitudenübertragungsfunktionen aufgenommen. Daraus lassen sich analog die obere und untere Grenzfrequenz ablesen, sowie die Bandbreite berechnen. Die Güte der Filter ergibt sich nach $Q = \frac{f_{Grenz}}{\Delta f}$. Der 25Hz-TT-Filter wurde mit einer Spannungsamplitude von 10 mV_{pp} und der 180Hz-TT-Filter mit 1 V_{pp} gemessen. Es ergaben sich die folgenden Verläufe.

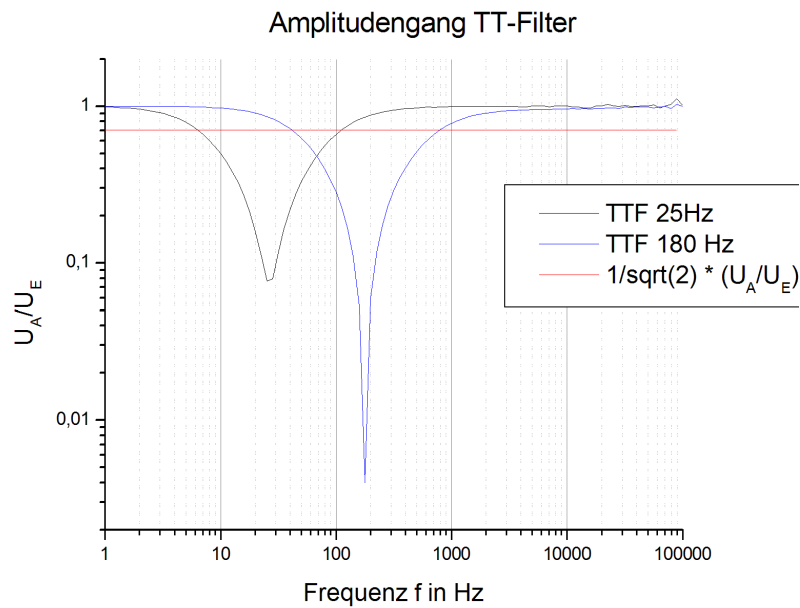


Abbildung 4: Amplitudenübertragungsfunktion TT-Filter

In der Tabelle sind alle Werte zusammengefasst:

f_{grenz} in Hz	f_{unten} in Hz	f_{oben} in Hz	Δf in Hz	Güte Q
25	6,2	110	103,8	0,241
180	41	800	759	0,237

Anschließend haben wir in Aufgabe 1.1.c den TT-Filter für 180Hz in die Rückkopplung des Bandbreitenverstärkers eingefügt. Für den dadurch entstandenen Schmalbandverstärker haben wir für drei Rückkopplungsgrade von 3,5 und 7 (=Stellradeinstellung) den Amplitudengang aufgenommen. Daraus kann man abermals die Grenzfrequenzen, die Bandbreite und die Güte bestimmen. Die Daten sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst.

Rückkopplungsgrad	f_{grenz} in Hz	f_{unten} in Hz	f_{oben} in Hz	Δf in Hz	Güte Q
3	230	130	426	296	0,777
5	210	130	300	170	1,240
7	200	130	240	110	1,818

Die Werte liessen sich aus dem nachfolgendem Diagramm ablesen. Die Ablesefehler werden hierbei vernachlässigt.

Mit steigendem Rückkopplungsgrad steigt auch die Güte des Schmalbandverstärkers. Im Vergleich zu dem Breitbandverstärker hat sich die Güte mehr als verdreifacht (von 0,24 auf 0,78 bei dem geringsten vermessenen Rückkopplungsgrad).

Um in Aufgabe 1.1.d die maximale Phasenverschiebung zu bestimmen, welche mit dem vorliegenden Phasenschieber bei 180Hz Referenzsignal zu erreichen ist, haben wir das

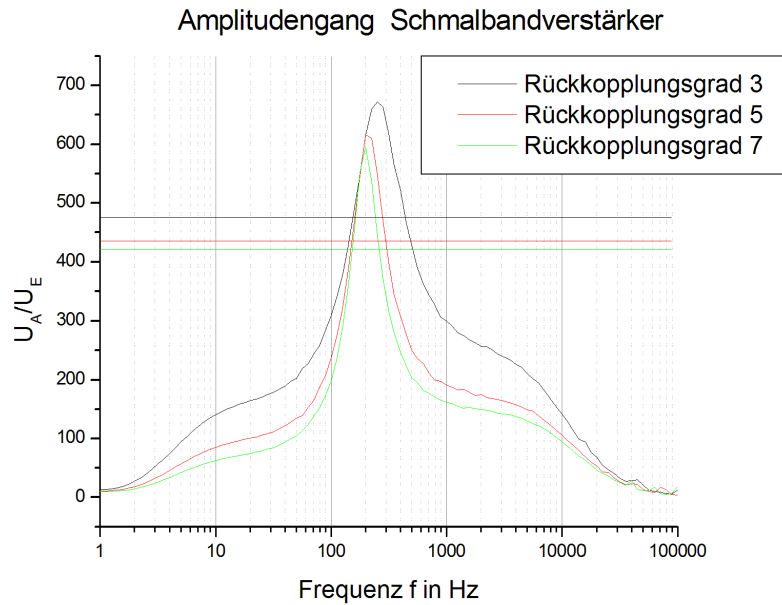


Abbildung 5: Amplitudengang Schmalbandverstärker für versch. Rückkopplungsgrade

Referenzsignal an das Oszilloskop auf Kanal 1 und den Ausgang des Phasenempfindlichen Gleichrichters (PEG), der mit 5V und 0V gespeist wurde, auf Kanal 2 gelegt. Im DUAL-Modus konnten nun zwischen den beiden Signalen die zeitliche Verschiebung gemessen werden, welche sich gemäß

$$\frac{\Delta t}{T} = \frac{\Delta \phi}{360^\circ} \quad \Rightarrow \quad \Delta \phi = f \cdot \Delta t \cdot 360^\circ$$

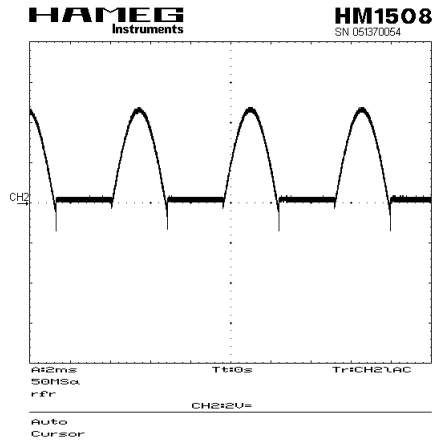
in eine Phasenverschiebung umrechnen lässt. Es wurden folgende Werte gemessen.

U in V	Stellrad Phase	Δt in ms	$\Delta \phi$ in $^\circ$
0	8	2,96	191,8
0	13	0,41	26,6
5	8	0,19	12,3
5	13	2,45	158,8

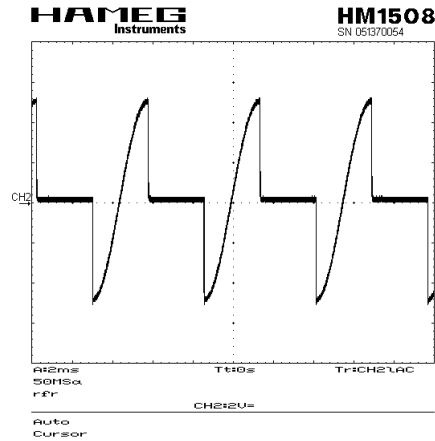
Folglich lässt sich für 0V am PEG und ein Referenzsignal von $f=180\text{Hz}$ eine maximale Phasenverschiebung von $191,8^\circ$ und für 5V eine von $158,8^\circ$ einstellen.

In Aufgabe 1.1.e sollte nun die Gleichrichtungswirkung des PEG untersucht werden. Dafür nahmen wir Bilder bei Einwegegleichrichtung und Zweiwegegleichrichtung auf.

Zunächst für die Einwegegleichrichtung:



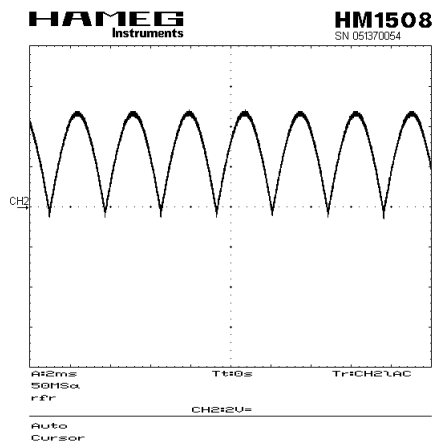
(a) Einwegegleichrichtung : $\Delta\phi = 0^\circ$



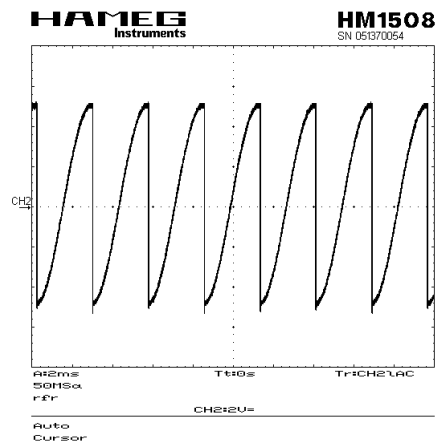
(b) $\Delta\phi = -90^\circ$

Im Prinzip kann man sich die Einwegegleichrichtung vorstellen wie eine Überlagerung/Multiplikation von einem Sinus mit einem Rechtecksignal, welches immer zwischen 0 (AUS) und 1 (AN) hin und her springt. Im linken Bild ist die Phasenverschiebung zwischen Sinus und Rechteck genau $\Delta\phi = 0^\circ$ und im rechten Bild $\Delta\phi = -90^\circ \simeq 270^\circ$.

Die Zweiwegegleichrichtung ergibt die folgenden Bilder für $\Delta\phi = 0^\circ$ und $\Delta\phi = 270^\circ$:

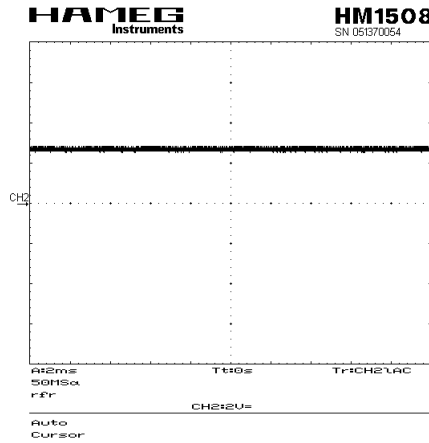


(c) Zweiwegegleichrichtung : $\Delta\phi = 0^\circ$

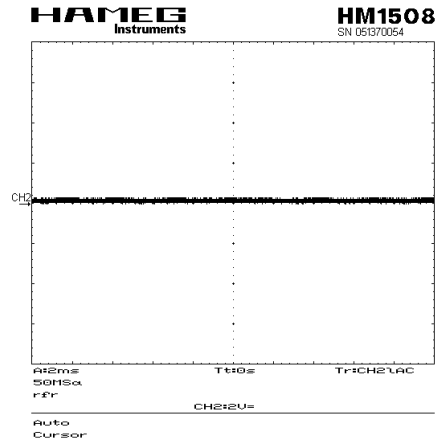


(d) $\Delta\phi = -90^\circ$

Anschließend untersuchten wir die Funktion des nachgeschalteten Tiefpasses. Diese wurde anhand der folgenden Bilder deutlich. Für die obigen Phasenverschiebungen und einen Tiefpass aus einem Widerstand mit $R = 18\text{ k}\Omega$ und einem Kondensator mit $C = 10\text{ }\mu\text{F}$, haben wir Bilder aufgenommen. Nach Durchlauf durch den Kondensator ergaben sich für Zweiwegegleichrichtung folgende Verläufe.



(e) Signal nach Tiefpass: $\Delta\phi = 0^\circ$



(f) $\Delta\phi = -90^\circ$

Ein Tiefpass mit hinreichend großer Zeitkonstante, hier $\tau = RC = 0,18 \Omega \cdot F$ erzeugt eine Gleichspannung, welche für $\Delta\phi = 0^\circ$ maximal, für $\Delta\phi = \pm 90^\circ$ Null und für $\Delta\phi = 180^\circ$ minimal ist. Im Frequenzbereich wird Rauschen höherer Frequenzen durch den Tiefpass unterdrückt, sodass nach der Gleichrichtung nur noch das schmale Frequenzband um $f=0$ vorliegt.

In Versuchsteil 1.1.g sollte nun noch der Nachverstärker charakterisiert werden. Dazu nahmen wir eine Amplitudenübertragungsfunktion auf, woraus sich die Bandbreite bestimmen lässt. Da wir nur den rechten Zweig aufgenommen haben, lässt sich nur die obere Grenzfrequenz ablesen als $f_{oben} = 280 \text{ kHz}$. Als Bandbreite verwende ich nun einfach 2 mal die obere Grenzfrequenz, als ob der Graph symmetrisch zu $f=0 \text{ Hz}$ wäre. Diese Annahme ergibt eine Bandbreite von $\Delta f = 560 \text{ Hz}$.

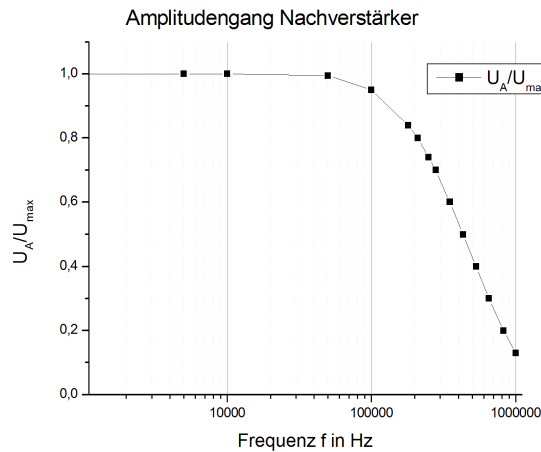


Abbildung 6: Amplitudengang Nachverstärker

In Aufgabe 1.2.1 sollte nun experimentell die Bandbreite des Lock-in bestimmt werden. Dazu haben wir keine ganze Amplitudenübertragungsfunktion aufgezeichnet, sondern nur die Grenzfrequenz f_g und die Werte für $U = U(f_g)/\sqrt{2}$, also f_{oben} und f_{unten} . Dazu verwendeten wir ein Referenzsignal von $f=180\text{Hz}$, welches vom Hameg-Generator erzeugt wurde. Als Signal-Generator diente der Agilent-Generator. Für einen

Tiefpass-Widerstand von $R = 560\text{ k}\Omega$ bestimmten wir:

$f_g = 180,053\text{ Hz}$, $f_{unten} = 180,038\text{ Hz}$ und $f_{oben} = 180,150\text{ Hz}$. Daraus lässt sich eine Bandbreite von $\Delta f = 0,112\text{ Hz}$ bestimmen.

Für $R = 2,4\text{ M}\Omega$ war eine Messwertaufnahme nicht möglich, da der Hameg nicht konstant war und uns das Signal immer weggedriftet ist.

Die Aufgabe 1.2.2 haben wir aus zeitlichen Gründen nicht mehr bearbeiten können. Zu erwarten gewesen wäre, dass der Lock-in bis zu einem Signal-Rausch Verhältnis von etwa 10^{-6} Signale nachweisen kann.

3.2 Versuchstag 2 - Anwendung des Lock-in-Verstärkers

3.2.1 Aufgabe 1.1 - Lock-in als Spektralanalysator

Zunächst sollte in Aufgabe 1.1.a ein durch den Agilent erzeugtes Rauschsignal an den Eingang des Lock-in gelegt werden, und für zwei Messfrequenzen die spektrale Rauschamplitude des Eingangssignals bestimmt werden. In Aufgabe 1.1.b soll anschließend noch die Verstärkung des Lock-in kalibriert werden. Dazu erzeugten wir mit dem Hameg ein Referenzsignal von $f=180\text{Hz}$, welches zu Beginn eine Amplitude von $U_{Hameg} = U_{Referenz} = 4,21\text{ V}_{pp}$ besaß. Die Amplitude des Rauschens war $U_{Rauschen} = U_{Agilent} = 300\text{ mV}_{pp}$. Da die Spannung des Hameg zu groß war, regelten wir diese über einen Spannungsteiler herunter. Die resultierende Spannung berechnet sich nach

$$U_{neu} = \frac{11\Omega \cdot U_{Hameg}}{R + 11\Omega} \approx \frac{U_{Hameg}}{10000} = 4,2 \cdot 10^{-4}\text{ V}_{pp}$$

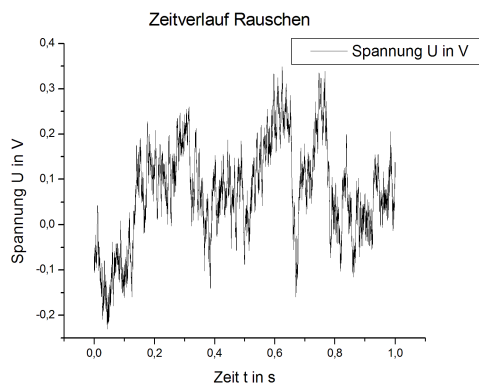
an bei einem Widerstand von $R = 100\text{ k}\Omega$. Mittels eines Mischers konnten wir entweder Rauschen alleine, Rauschen und Referenzsignal oder nur das Referenzsignal betrachten. Allerdings sorgte dieser nochmal wegen eines Spannungsteilers zu einem Abfall der Spannung um den Faktor 10 (aus $\frac{910\Omega}{(8,2\text{ k}\Omega + 910\Omega)} \approx 0,1$). Daher kamen am Lock-In-Verstärkers folgende Signale an:

- Eingang: Rauschsignal mit $U_{Eingang} = \frac{U_{Rauschen}}{10} = \frac{U_{Agilent}}{10} = 30\text{ mV}_{pp}$
- Referenzeingang: Sinus mit $U_{Referenzeingang} \approx \frac{U_{Hameg}}{10 \cdot 10000} = 0,042\text{ mV}_{pp}$

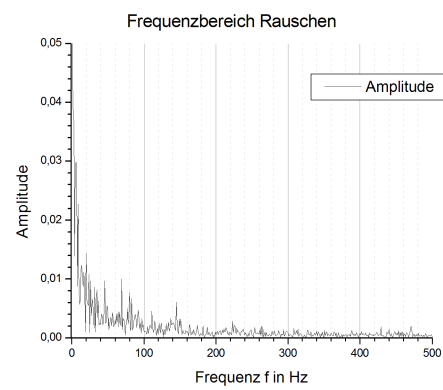
Das Signal ist deutlich geringer als das Rauschen ($SNR = \frac{U_{Signal}^2}{U_{Rauschen}^2} = 1,96 \cdot 10^{-6}$).

Wir haben die folgenden Diagramme aufgenommen:

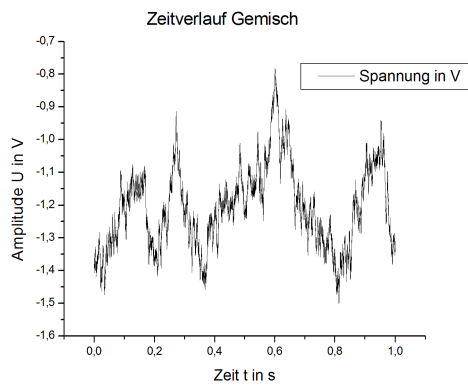
- Rauschen: a und b - ohne TT-Filter 180Hz
- Rauschen+Referenzsignal: c und d - ohne TT-Filter 180Hz
- Rauschen + Referenzsignal mit TT-Filter 180Hz:



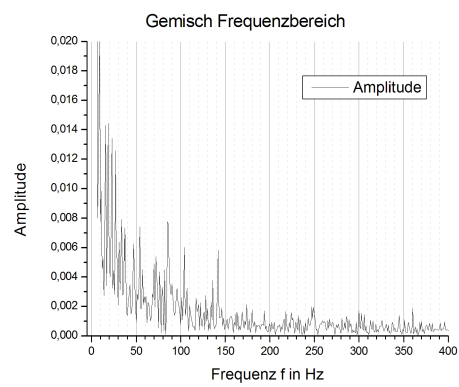
(a) Rauschen Zeitbereich



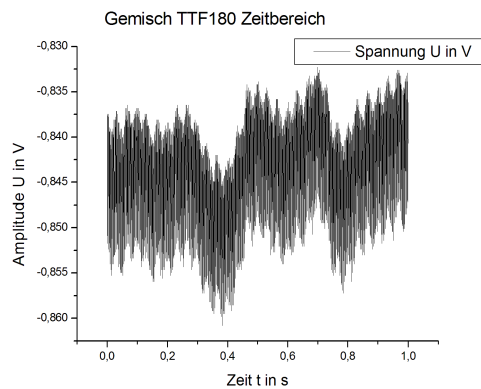
(b) Rauschen Frequenzbereich



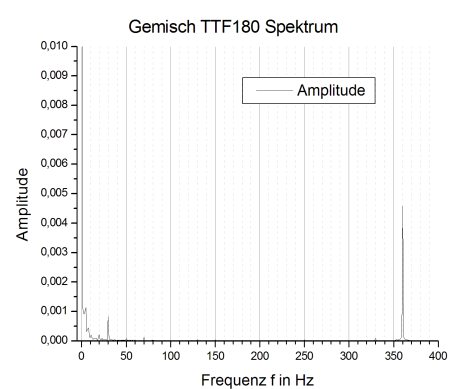
(c) Gemisch Zeitbereich



(d) Gemisch Frequenzbereich



(e) Gemisch mit TTF180 Zeitbereich



(f) Gemisch TTF180 Frequenzbereich

Für alle Daten wurde ein Tiefpass mit einem Widerstand von $R = 18\text{ k}\Omega$ und einem Kondensator mit $C = 10\text{ }\mu\text{F}$ verwendet. Aus den Messwerten des Zeitbereichs kann man den Mittelwert, die Standardabweichung und die Varianz berechnen. Für alle drei Diagramme sind diese hier in nachfolgender Tabelle zusammengefasst.

	Mittelwert in V	Standardabweichung in V	Varianz in V^2
Rauschen	0,0707	0,10782	0,01162
Rauschen+Referenzsignal	-1,20722	0,23692	0,01611
Gemisch mit TTF180Hz	-0,84358	0,00545	2,97E-05

Das Rauschen alleine wird durch den Lock-in ohne den TT-Filter um den Faktor

$$V = \frac{U_{\text{Ausgang}}}{U_{\text{Eingang}}} = \frac{0,10782\text{V}}{0,5 \cdot 30 \cdot 10^{-3}\text{V}} = 7,2$$

verstärkt [Faktor 0,5 für Umrechnung V_{pp} zu V]. Das Gemisch ohne den TT-Filter liefert weder im Frequenzbereich, noch im Zeitbereich einen Hinweis auf das Referenzsignal von $f=180\text{Hz}$. Bei beiden Frequenzbereichen ist jedoch immer ein sehr großer Gleichspannungsanteil bei $f=0\text{Hz}$ zu erkennen. Dieser kommt durch das Wirken des PEG (Phasenempfindlichen Gleichrichters).

Erst im Frequenzbereich des Gemischs mit dem TT-Filter für 180Hz lässt sich deutlich ein Peak bei 360Hz , also der doppelten Referenzsignalfrequenz erkennen. Das der Peak bei der doppelten Frequenz liegt, lässt sich durch nachfolgende Rechnung einfach nachvollziehen:

$$\begin{aligned} \text{Additionstheorem :} \quad \sin(x) \cdot \sin(y) &= \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)] \\ \text{Fall } x = y : \quad \sin^2(x) &= \frac{1}{2} [1 - \cos(2x)] \end{aligned}$$

Es ergibt sich bei der Überlagerung zweier Signale (hier vereinfacht zwei Sinus und nicht ein Sinus mit Rauschen) - und nichts anderes geschieht im Multiplikator - ein Gleichspannungsanteil $0,5$ und ein Peak bei der doppelten Signalfrequenz $0,5 \cdot \cos(2x)$. Wenn man das weiß, so kann man das Signal von $f=180\text{Hz}$, welches ja deutlich kleiner ist, als das Rauschen [\Rightarrow SNR] deutlich identifizieren.

In Aufgabe 1.1.c sollte nun das Spektrum des Rauschens aufgenommen werden. Dieses ist ein einfaches weißes Rauschen mit den charakteristischen Werten:

	Varianz in V^2	Standardabweichung in V
vor Lock-in	0,000444	0,0211
nach Lock-in	0,01162	0,10782

Der zugehörige Graph ist unten dargestellt:

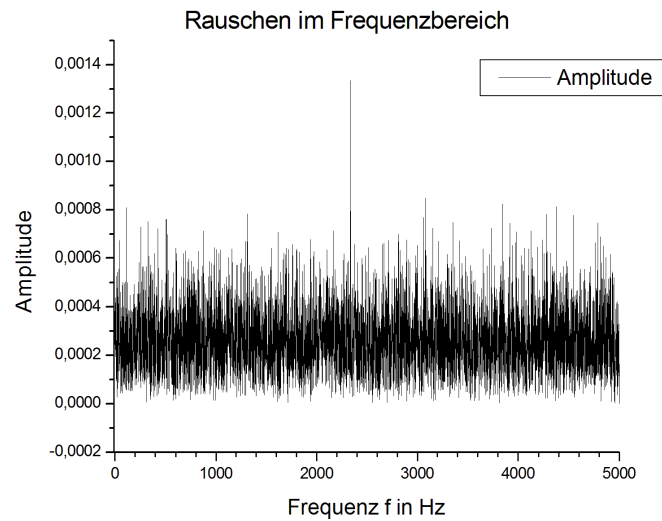


Abbildung 7: Weißes Rauschen im Frequenzbereich

3.2.2 Aufgabe 1.2 - Lock-in zur Detektion kleiner Signale

In der nächsten Aufgabe sollte der Lock-in in seiner Anwendung zur Detektion kleiner Signale genutzt werden. Als Modulationseinrichtung wurde ein LED Modulator verwendet, der mit einem langsam veränderlichen Signal (1Hz, sinus, 5V) gespeist wurde. Dies lies die Helligkeit der LED langsam, aber merklich anschwellen und abschwellen. Mithilfe einer Photodiode, welche mit einem $R = 1\text{ M}\Omega$ -Widerstand parallel geschaltet wurde, konnte das Signal gelesen, und am Oszilloskop dargestellt werden. In diesem Aufbau konnte man das Signal nur erkennen, wenn man die Photodiode unmittelbar vor/an die LED gehalten hat:

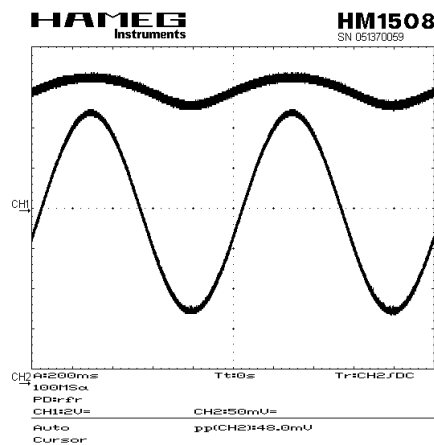
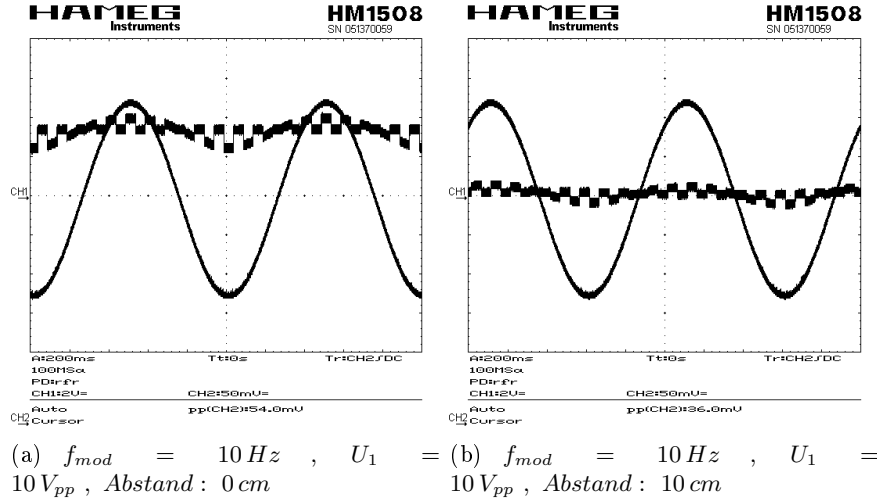


Abbildung 8: unmoduliertes Signal mit $U = 5\text{ V}$, unmittelbar vor LED

Hierbei ist das größere Signal das Eingangssignal (1Hz), und das nach oben verschobene Signal das Photodiodensignal. Es zeigt sich, dass die Amplitude des an der Photodiode aufgezeichneten Signals mit $U_2 = 48 \text{ mV}_{pp}$ wesentlich geringer ist, als das abgestrahlte Signal mit einer Spannungsamplitude von $U_1 = 10 \text{ V}_{pp}$. Daher haben wir uns im späteren Versuchsteil entschlossen eine Spannung von $U = 10 \text{ V}$ anzulegen, um das Signal unmittelbar vor dem LED-Modulator deutlicher zu erkennen. Nun wurde zusätzlich eine Modulationsfrequenz von $f_{mod} = 10 \text{ Hz}$ angelegt. Was diese mit dem Signal macht, ist in nachfolgenden Bildern veranschaulicht. Da die



Modulationsfrequenz so gering gewählt ist, kann man deutlich erkennen, wie das Signal "gepulst" wird. Die Photodiodenspannung ist dabei von $U_{2,0cm} = 54,0 \text{ mV}_{pp}$ auf $U_{2,10cm} = 36,0 \text{ mV}_{pp}$ gesunken. Nun haben wir die Eingangsamplitude erhöht auf $U_1 = 10 \text{ V}$ und fanden für dieselben Einstellungen wie oben:

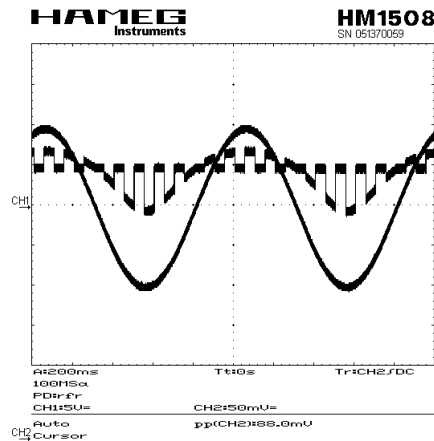
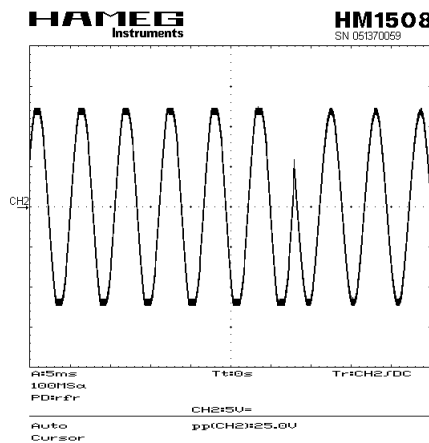
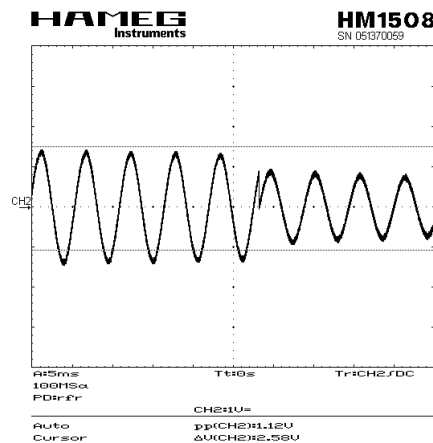


Abbildung 9: $f_{mod} = 10 \text{ Hz}$, $U_1 = 20 \text{ V}_{pp}$, Abstand : 0 cm

Die Photodiodenspannungsamplitude ist mit $U_2 = 88,0 \text{ mV}_{pp}$ noch immer klein gegenüber der Eingangsspannung, jedoch deutlich besser zu erkennen als zuvor. In Aufgabe 1.2.b haben wir nun den maximal möglichen Abstand bestimmt, für den das unmodulierte Signal noch auflösbar ist. Im Prinzip ist die Lösung schon in Abbildung b) der letzten Seite dargestellt. Denn zunächst haben wir rein optisch geurteilt, bis wann noch eine Schwingung erkennbar ist. Dies war bei einem Abstand von 10cm der Fall. Für Aufgabe 1.2.c haben wir uns schließlich entschieden, dass wir die Entfernung l messen, bei der die Amplitude der Photodiode auf 10% der Amplitude direkt vor der LED ($l=0$) abgefallen ist. Im Nachhinein war diese Entscheidung nicht besonders günstig. Die Eingangsspannung des LED Modulators blieb bei $U_1 = 10 \text{ V}_{pp}$. Für eine Modulationsfrequenz von 180 Hz, war mit dem Breitbandverstärker die Amplitude $U_2(l = 0 \text{ cm}) \approx 128 \text{ mV}$ in $l=25 \text{ cm}$ auf $U_2(l = 25 \text{ cm}) \approx 12,8 \text{ mV}$ abgefallen [kein Bild aufgenommen]. Nur wenige Zentimeter weiter entfernt, war das Signal nicht mehr auflösbar. Für den exakteren Schmalbandverstärker mit dem hinzugeschalteten TT-Filter für 180Hz war hingegen - und das lässt an dem Bewertungskriterium zweifeln - schon in $l=17 \text{ cm}$ die Spannungsamplitude der Photodiode von $U_2(l = 0 \text{ cm}) \approx 24,3 \text{ V}$ [!!!] auf $U_2(l = 17 \text{ cm}) \approx 2,4 \text{ V}$ gefallen. Dies ist in nachfolgenden Diagrammen illustriert.

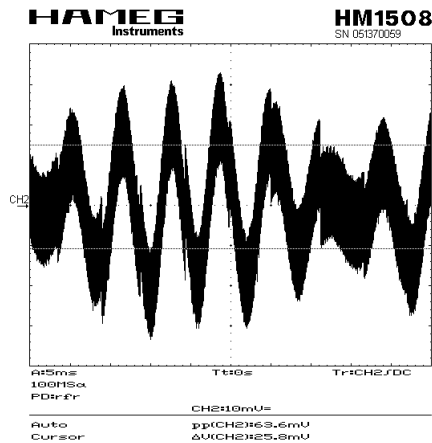


(a) Schmalbandverstärker, $l=0\text{cm}$

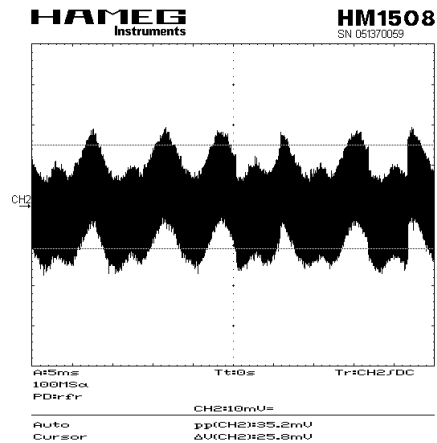


(b) Schmalbandverstärker, $l=17\text{cm}$

Es lassen sich in beiden Diagrammen Unstetigkeiten erkennen. Diese entstehen jedoch dadurch, dass LED Modulator und Photodiode nicht fest justiert sind, sondern von den Experimentatoren per Hand gehalten und ausgelenkt werden (-> Diskussion). Jedoch am Ende des Tisches in 1 m Entfernung ergab sich noch folgendes, unten dargestelltes, auflösbares Signal. Rechts daneben ist im Vergleich das "Nullpunktrauschen" der Photodiode aufgenommen, d.h. das Ausgangssignal bei ausgeschaltetem LED-Modulator. Wie man gut erkennt, ist das Signal durchaus noch auflösbar und unterscheidet sich sowohl in Intensität, als auch in der Form von dem Nullpunktrauschen.



(c) Schmalbandverstärker, $l=1\text{ m}$



(d) Schmalbandverstärker, Nullpunkts-rauschen

Zum Schluss verwendeten wir in Aufgabenteil 1.2.d) den vollständigen Lock-in, mit dem TT-Filter 180Hz. Da direkt vor der LED die Ausgangsspannung ungeheuer groß wurde, haben wir ausnahmsweise bei $l=2\text{ cm}$ mit $U_2(l=2\text{ cm}) = 15,7\text{ V}$ unseren "Nullpunkt" gesetzt. Jedoch schon nach $l=19\text{ cm}$ ist die Spannung auf 10% des Ausgangswertes abgefallen.

Dann testeten wir, in welcher Entfernung das Signal noch auflösbar war. Dazu nahmen wir die Kabelrolle mit dem BNC-Kabel und versuchten das Signal aufzufangen. Dies war durch den gesamten Versuchsraum möglich und noch gut auflösbar. Also kann man qualitativ für die maximal auflösbare Distanz nur sagen: $> 7,5\text{ m}$. Ein interessanter Test wäre es gewesen, wenn wir für fest-justierte und ausgerichtete LED-Modulator und Photodiode die maximal mögliche Distanz ausgetestet hätten (Gang, etc.). Denn da Potential des Lock-in ist wesentlich größer.

Die dritte Aufgabe 1.3 sollte nicht bearbeitet werden.

4 Diskussion

In Aufgabe 1.2 d) sollte sich ein Kriterium überlegt werden um die unterschiedlichen Verstärker (Lock-In, Breitband-, Schmalband-Verstärker) zu Vergleichen. Unser Kriterium war dabei so gewählt, dass die Photodiode direkt vor die Leuchtdiode gehalten wurde und die verstärkte Amplitude gemessen wurde. Wir haben dann festgelegt, dass man Signale noch erkennen kann, solange diese größer als 10 % der Ursprungsamplitude sind. Dabei ist uns aufgefallen, dass dieses Kriterium nicht aussagekräftig ist, da für alle drei untersuchten Verstärker ungefähr der gleiche Abstand gemessen wurde, obwohl beim Lock-In-Verstärker das Signal noch für deutlich größere Entfernung mit dem Auge erkennbar war. Schlauer wäre gewesen zu Beginn die Photodiode nicht direkt vor die Leuchtdiode zu halten sondern in einem festgelegten Abstand (zum Beispiel 10 cm) zu wählen und die an dieser Stelle gemessene Amplitude als Referenzamplitude zu nehmen. Eine andere aufwändigere Methode wäre gewesen als Kriterium ein Signalrauschverhältnis von 1 zu wählen. Des weiteren war es schwer die Photodiode mit der Hand ruhig zu halten und es kann durch aus sein, dass das Rauschen in den Abbildungen (c) und (d) zu der Signalübertragung mit der modulierten Leuchtdiode durch das Wackeln mit der Hand verursacht wurde. Hinzu kommt auch noch, dass wir die maximal übertragbare Distanz mit dem Lock-In-Verstärker leider nicht ermitteln konnten, da uns leider nur der Gang zwischen den Versuchsplätzen zur Verfügung stand und es uns zeitlich leider nicht möglich war auf den Flur zu gehen. Jedoch lies sich feststellen, dass das Signal der Leuchtdiode über eine Strecke von $7,5\text{ m}$ übertragen lies und noch gut zu erkennen war. Dies ist sehr beachtlich, da für diesen Versuch der Raum nicht verdunkelt wurde sondern mit Streulicht gearbeitet wurde.

In den Diagrammen zur Übertragung des Signals mit dem Schmalbandverstärker sind Unstetigkeitsstellen im Bereich von $t = 0$ zu sehen. Da für die Aufnahme der Bilder das Oszilloskop im Digitalmodus betrieben werden musste, gehe ich davon aus, dass diese durch ein Wackeln der Photodiode zustande gekommen sind.