

Lock-In-Verstärker

Friedrich Möller und Wilhelm Eschen

June 28, 2014

Contents

1	Aufgaben	2
2	Grundlagen	3
3	Auswertung	4
3.1	Versuchstag 1 - Grundlagen des Lock-In Verstärkers	4
3.2	Versuchstag 2 - Anwendung des Lock-in-Verstärkers	9
4	Diskussion	13

1 Aufgaben

2 Grundlagen

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} .

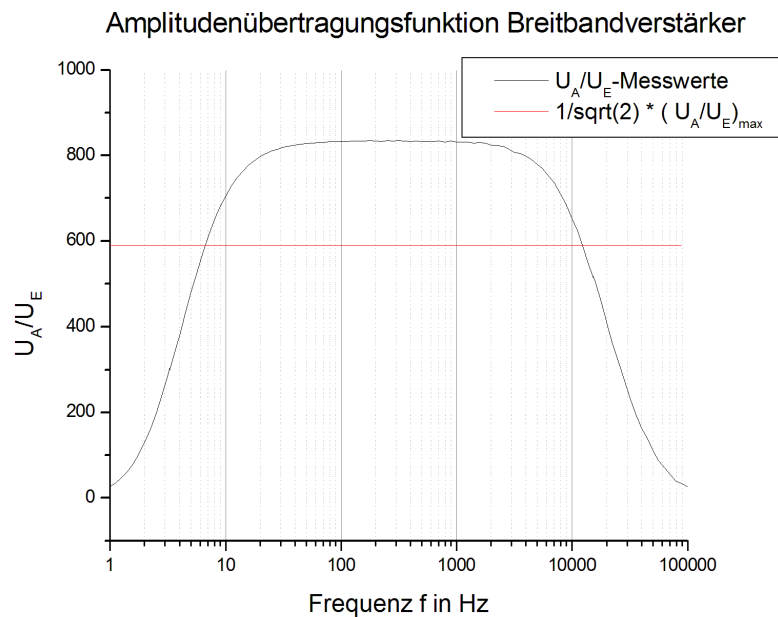


Figure 1: Amplitudenübertragungsfunktion Breitbandverstärker

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.

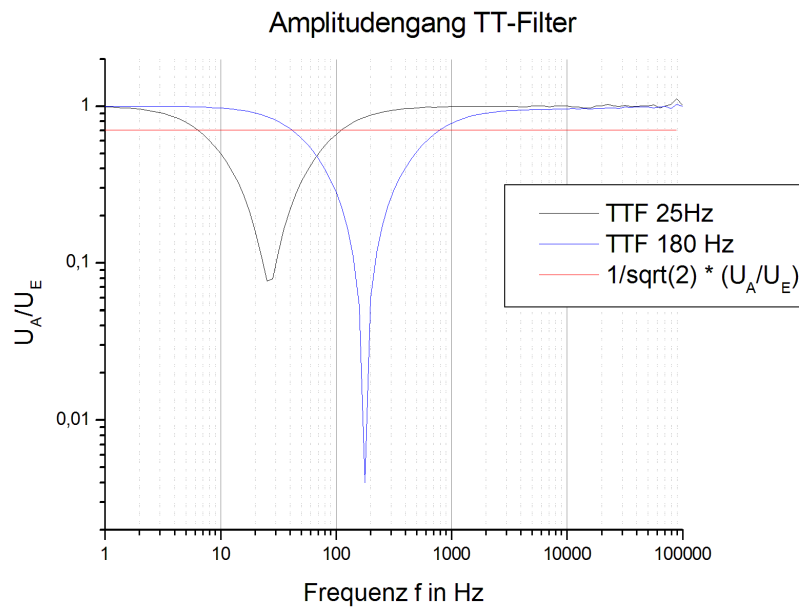


Figure 2: Amplitudenübertragungsfunktion TT-Filter

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 lassen 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

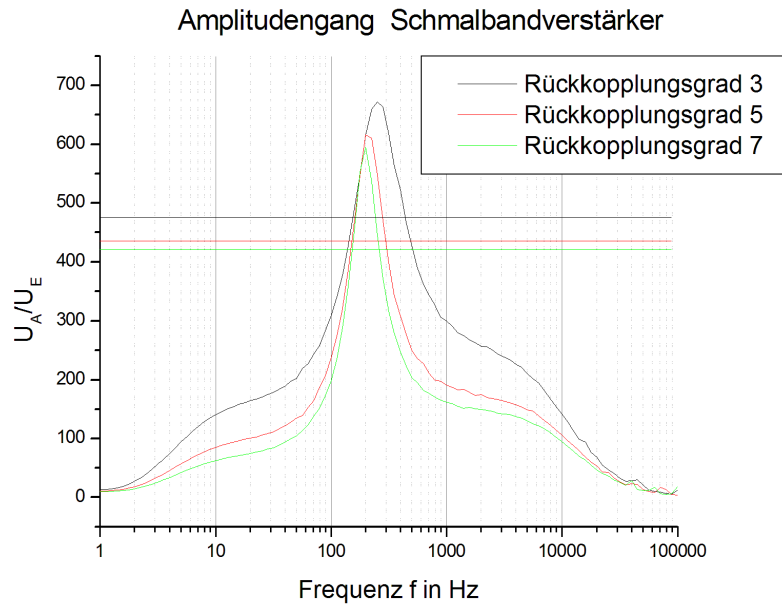


Figure 3: Amplitudengang Schmalbandverstärker für versch. Rückkopplungsgrade

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

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

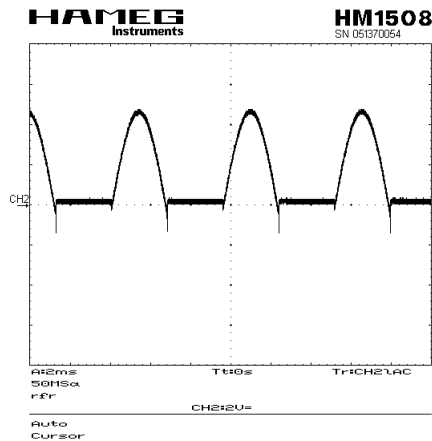
in eine Phasenverschiebung umrechnen lässt. Es wurden folgende Werte gemessen.

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

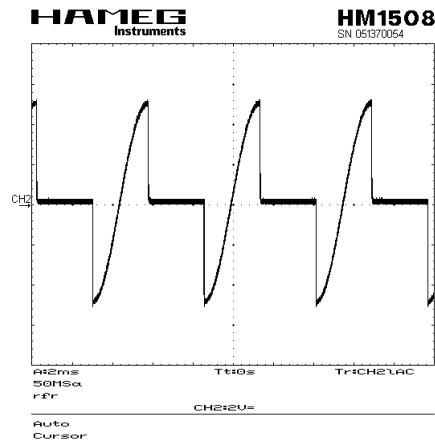
Folglich lässt sich für 0V am PEG und ein Referenzsignal von $f=180\text{Hz}$ eine maximale Phasenverschiebung von $191,8^\circ$ und für 5V eine von $158,8^\circ$ einstellen.

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 Einweggleichrichtung:



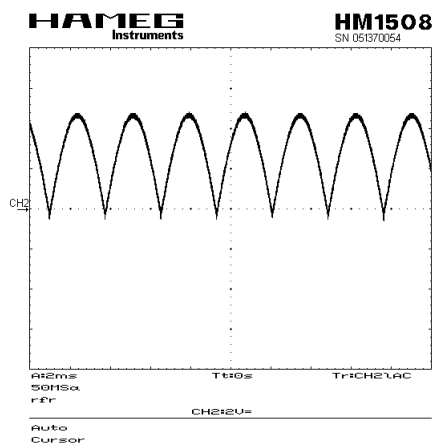
(a) *Einweggleichrichtung* : $\Delta\phi = 0^\circ$



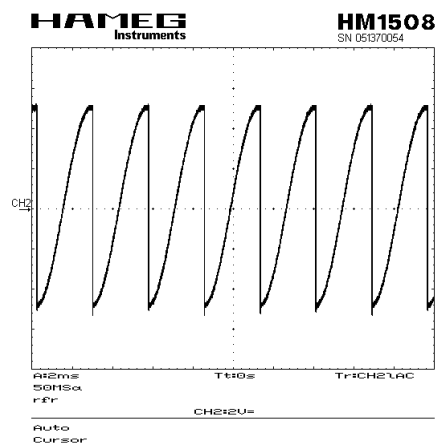
(b) $\Delta\phi = -90^\circ$

Im Prinzip kann man sich die Einweggleichrichtung 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 $\Delta\phi = 270^\circ$:

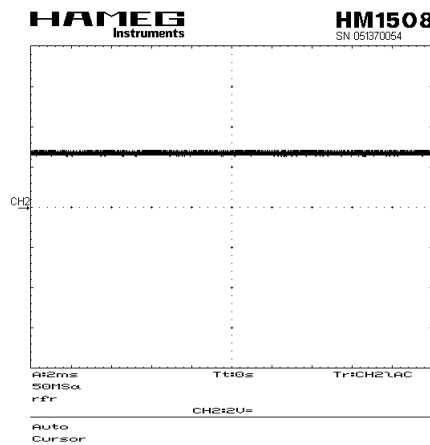


(c) *Zweiwegegleichrichtung* : $\Delta\phi = 0^\circ$

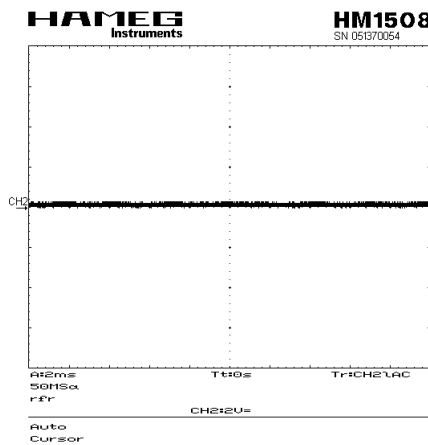


(d) $\Delta\phi = -90^\circ$

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 Zweigegegleichrichtung 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 $\Delta f = 560 \text{ Hz}$.

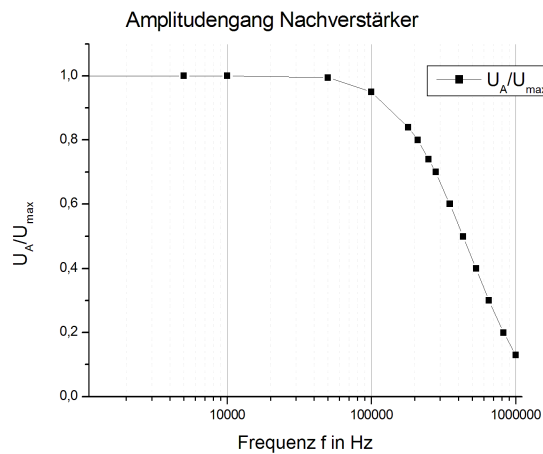


Figure 4: Amplitudengang Nachverstärker

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

In der Aufgabe 1.1 sollte der Lock-in als Spektralanalysator verwendet werden. 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:

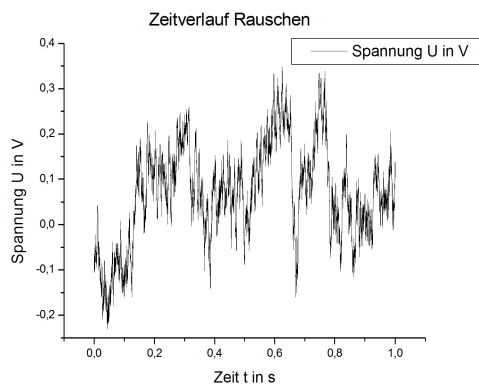
- Eingang: Rauschsignal mit $U_{Eingang} = \frac{U_{Rauschen}}{10} = \frac{U_{Agilent}}{10} = 30\text{ mV}_{pp}$
- Referenzeingang: Sinus mit $U_{Referenzeingang} \approx \frac{U_{Hameg}}{10 \cdot 10000} = 0,042\text{ mV}_{pp}$

Das Signal ist wie man sieht deutlich geringer als das Rauschen

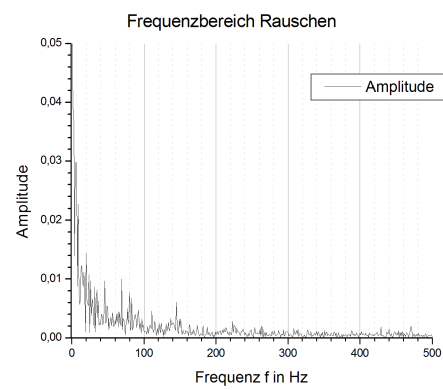
$$(SNR = \frac{U_{Signal}^2}{U_{Rauschen}^2} = 1,96 \cdot 10^{-6}).$$

Wir haben die folgenden Diagramme aufgenommen:

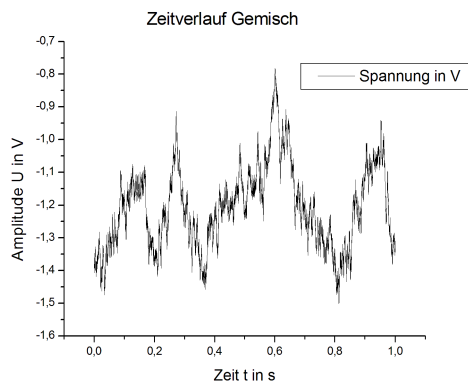
- Rauschen: a und b - ohne TT-Filter 180Hz
- Rauschen+Referenzsignal: c und d - ohne TT-Filter 180Hz
- Rauschen + Referenzsignal mit TT-Filter 180Hz:



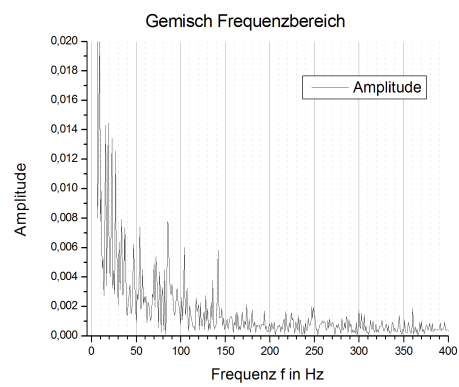
(a) Rauschen Zeitbereich



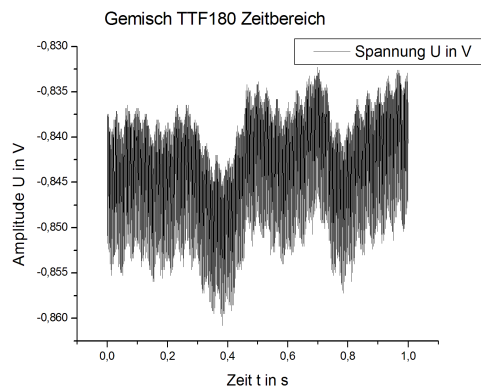
(b) Rauschen Frequenzbereich



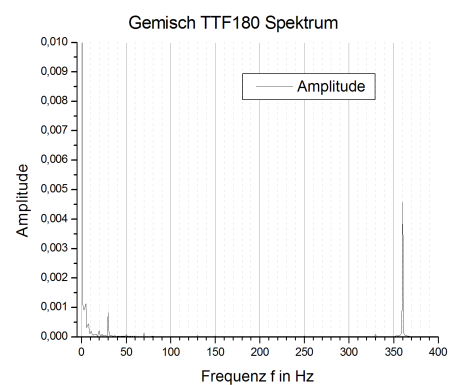
(c) Gemisch Zeitbereich



(d) Gemisch Frequenzbereich



(e) Gemisch mit TTF180 Zeitbereich



(f) Gemisch TTF180 Frequenzbereich

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

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

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

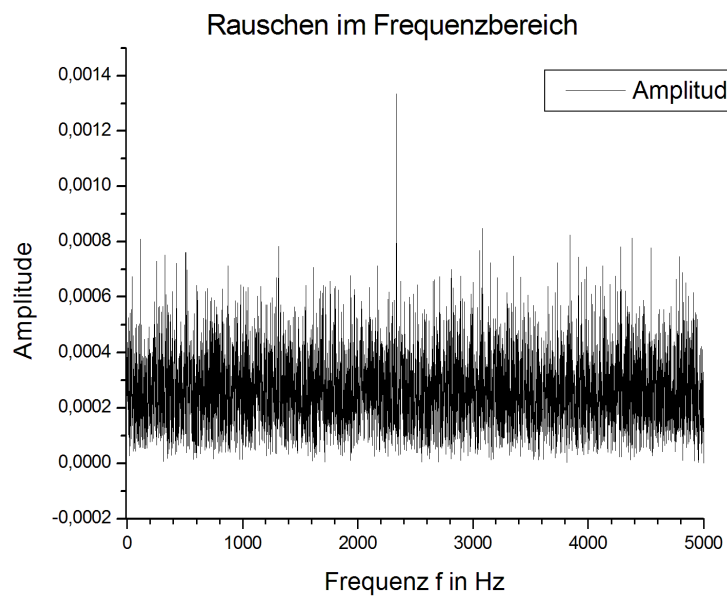


Figure 5: Weißes Rauschen im Frequenzbereich

4 Diskussion