

Entrega final del proyecto “Aplicación de las técnicas de detección de fase en el régimen de frecuencias ópticas ”

Natalia Copete Plazas and Jose David Peñaranda Rivera

(Dated: 14 de diciembre de 2020)

Las técnicas de detección sensible a la fase (PSD por sus siglas en inglés) engloban un conjunto de herramientas, de gran importancia en el ámbito experimental, que permiten la identificación de señales en ambientes altamente ruidosos. Sin embargo, estudiantes con labores experimentales no suelen tener profundos conocimientos en este tipo de procedimientos. Así, este proyecto tiene como objetivo suplir los vacíos teóricos y prácticos que pueden surgir al interactuar con este tipo de técnicas. De esta manera, profundizaremos en la PSD a partir de su instrumento estrella, el amplificador lock-in, y circuitos alternativos con esta misma funcionalidad. Finalmente, presentamos un circuito capaz de implementar las técnicas de PSD y de modulación de señales al régimen óptico.

I. INTRODUCCIÓN

La detección sensible a la fase es una técnica experimental muy utilizada en laboratorios de física e ingeniería. Lo atractivo de esta técnica reside en que permite extraer señales en ambientes altamente ruidosos [1]. En la actualidad, existen modelos comerciales de instrumentos especializados en la detección de fase. Este tipo de instrumentos se conocen como amplificadores lock-in [2]. El funcionamiento de estos últimos es relativamente sencillo y su aplicación es de gran importancia a la hora de tomar medidas de alta precisión [3].

Sin embargo, cuando las frecuencias a las que se les desea realizar un proceso de filtrado para reducir el ruido de una señal son demasiado altas, el lock-in pierde su efectividad. En el caso de la óptica, esta deficiencia se hace notable pues las frecuencias usadas llegan a alcanzar valores de THz. Por lo tanto, la aplicación de la técnica de detección sensible a la fase en el régimen óptico, requiere sobrepasar las capacidades del lock-in. Generalmente, para poder utilizar este último en el régimen óptico, lo que se hace es llevar a cabo un proceso de modulación de la señal [4].

El objetivo general de este proyecto fue el de entender la técnica de detección sensible a la fase para distintos rangos de frecuencias. En particular, en una primera instancia se buscó estudiar y entender el concepto de detección sensible a la fase. Enseguida, se buscó mejorar el entendimiento de este concepto mediante dos simulaciones aplicadas a un rango de frecuencias de entre 1 Hz y 100 kHz. La primera simulación pretendía ilustrar el funcionamiento del amplificador lock-in. La segunda, buscaba aclarar el concepto de detección sensible a la fase de forma más genérica. Finalmente, se pretendió hallar en la literatura un montaje experimental sencillo que permitiera aplicar los conocimientos adquiridos al régimen de frecuencias ópticas.

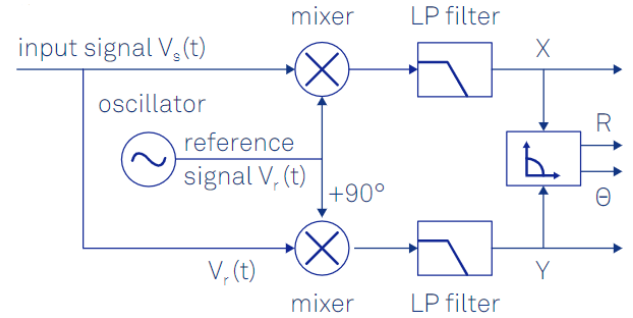


Figura 1: Esquema de operación del amplificador lock-in. La señal de entrada se ve multiplicada por una señal de referencia, así como con la señal de referencia desfasada 90° . Posteriormente, se realiza el proceso de filtrado a través de un filtro pasa bajas. [2]

II. MARCO TEÓRICO: DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR LOCK-IN.

Como se mencionó anteriormente, las técnicas de detección de fase son de gran importancia en ambientes experimentales y su principal exponente son los amplificadores lock-in. Estos instrumentos hacen uso de la técnica de detección sensible a la fase para identificar señales deseadas en ambientes de alto ruido. Su funcionamiento consta de dos pasos fundamentales los cuales se pueden observar en la figura 1. En primer lugar, se lleva a cabo una mezcla o producto de la señal de entrada con una señal de referencia, identificada por una frecuencia específica, y de su equivalente señal desfasada 90° . En segundo lugar, la señal obtenida para cada producto es introducida en un filtro pasa bajas, de tal forma que su componente en DC pueda ser extraída e identificada como la amplitud de la señal inicial.[2]

Ahora bien, para ejemplificar los procesos realizados por un amplificador lock-in, asumimos una señal de referencia dada dada por

$$V_{in} = gA_S \cos(2\pi f_S t + \phi) \quad (1)$$

en donde la señal ya ha sido amplificada por un amplificador operacional en un factor de g . [5] Esta señal se busca mezclar con una señal de referencia y con su desfase de 90°

$$V_{RX} = \cos(2\pi f_R t)$$

$$V_{RY} = \sin(2\pi f_R t).$$

Para lograr este objetivo, la señal de entrada debe ser multiplicada con ambas señales de referencia y así determinar las frecuencias principales del sistema. Así,

$$V_{MX} = V_{in} * V_{RX}$$

$$V_{MY} = V_{in} * V_{RY}$$

Reemplazando cada una de las señales tenemos que:

$$V_{MX} = \frac{1}{2} gA_S (\cos[\omega_- t + \phi] + \cos[\omega_+ t + \phi]) \quad (2)$$

$$V_{MY} = \frac{1}{2} gA_S (\sin[\omega_- t + \phi] + \sin[\omega_+ t + \phi]) \quad (3)$$

donde $\omega_- = 2\pi(f_s - f_R)$ y $\omega_+ = 2\pi(f_s + f_R)$. Ahora bien, consideramos el caso en el que $f_s = f_R$, el cuál suele ser el caso en el laboratorio. De esta manera, tenemos que $f_s - f_R = 0$ y $f_s + f_R = 2f_R$. Por lo tanto, las señales resultantes del proceso de mezcla serían

$$V_{MX} = \frac{1}{2} gA_S (\cos \phi + \cos[4\pi f_R t + \phi]) \quad (4)$$

$$V_{MY} = \frac{1}{2} gA_S (\sin \phi + \sin[4\pi f_R t + \phi]). \quad (5)$$

Finalmente, aplicamos estas señales a un filtro pasa bajas, lo cual resulta en dos salidas de la forma

$$V_{OutX} = \frac{1}{2} gA_S (\cos \phi) \quad (6)$$

$$V_{OutY} = \frac{1}{2} gA_S (\sin \phi) \quad (7)$$

las cuales corresponden a señales DC extraídas de la componente de frecuencia baja de la señal. Haciendo uso de estas ecuaciones es posible definir una relación entre

las señales de salida y el voltaje y la fase de la señal de entrada tal y como se muestra a continuación:

$$A_S = \frac{2}{g} \sqrt{V_{OutX}^2 + V_{OutY}^2} \quad (8)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{V_{OutY}}{V_{OutX}} \right) \quad (9)$$

En otras palabras, un amplificador lock-in puede considerarse como una herramienta que realiza la siguiente operación: [3]

$$V_{in} = V_0 \sin(\omega t + \phi) + \text{"ruido"} \rightarrow V_{out} = V_0 \cos \phi. \quad (10)$$

III. METODOLOGÍA

A. Simulación e ilustración del proceso realizado por un amplificador lock-in

El primer paso para cumplir los objetivos del proyecto es comprender y estudiar las técnicas de detección de fase por medio de su instrumento estrella, el amplificador lock-in. En este sentido, debemos analizar el funcionamiento de esta herramienta, así como sus usos, aplicaciones y casos en los que es de gran importancia. Para facilitar este proceso de aprendizaje, emplearemos herramientas de simulación que nos permitan considerar distintas configuraciones y características de forma rápida y eficaz. Así, se hizo uso de una simulación diseñada y programada por Seth Devore y colaboradores [5], construida con el fin de facilitar los procesos de aprendizaje de esta herramienta a estudiantes universitarios. La simulación fue programada por medio de la herramienta Labview desarrollada por National Instruments (NI). En la figura 2 se presenta el diseño y estructura de la simulación propuesta por Devore en su artículo, la cual incluye un menú de señales, en donde se puede modificar los principales parámetros de las señales de entrada y de referencia, un visualizador de las señales y la cuadratura de salida del lock-in.

Con el fin de lograr un adecuado aprendizaje del funcionamiento de esta herramienta se decidió considerar 3 casos de prueba, de tal forma que los fundamentos detrás del lock-in fueran analizados. En primer lugar, consideramos el caso en el que la señal de entrada tiene la misma frecuencia que la señal de referencia pero que difiere de esta en un ángulo θ . En segundo lugar, consideramos una señal de frecuencia igual a la frecuencia de referencia, la cual se encuentra inmersa en un ambiente ruidoso de frecuencia mucho menor. Finalmente, consideramos una señal de igual frecuencia a la frecuencia de referencia inmersa en un ambiente ruidoso de frecuencia cercana a ella.

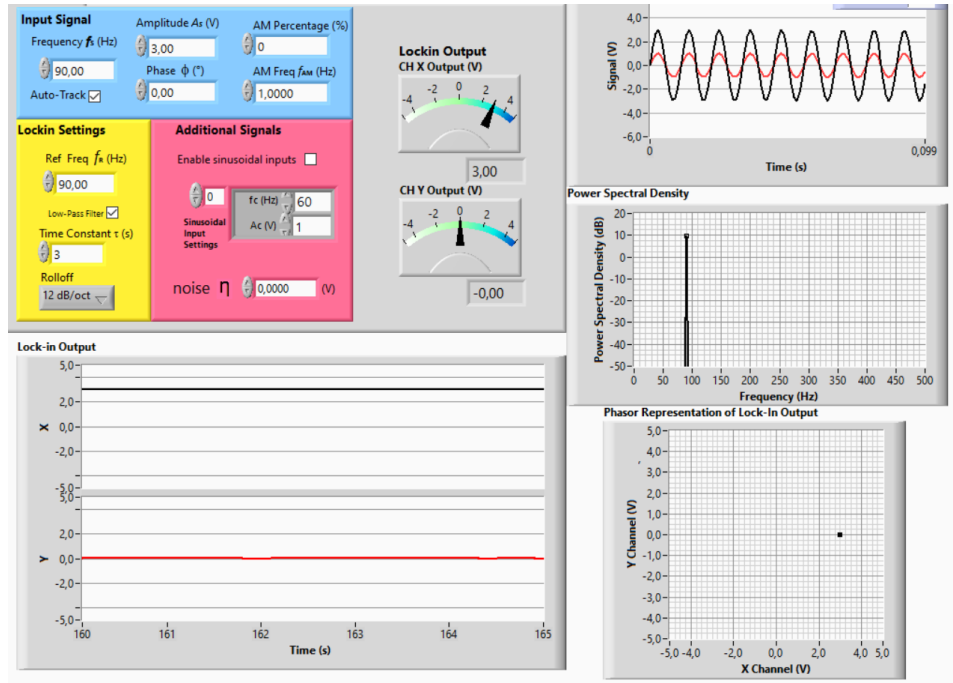


Figura 2: Estructura de la simulación presentada por Seth DeVore para mejorar el entendimiento y comprensión del funcionamiento del amplificador lock-in. [5] La simulación cuenta con la posibilidad de añadir distintas señales de entrada, así como modificar parámetros de la señal de referencia. En la parte derecha de la simulación se muestran las señales utilizadas y la representación del output en una cuadratura (X,Y).

B. Simulación de un circuito de detección sensible a la fase

Para cumplir con los objetivos de entender el concepto de detección sensible a la fase y de realizar una simulación que lo ilustre, se llevó a cabo una simulación del circuito propuesto por Wolfson [6]. Este circuito tiene principalmente objetivos pedagógicos. Pretende dar una ilustración del concepto de detección sensible a la fase a estudiantes. De hecho, está propuesto como parte de un laboratorio de pregrado. La simulación se realizó en el programa Multisim, desarrollado por National Instruments. En la figura 3 se presenta el circuito construido en dicho programa. El circuito recibe tres señales: la señal de interés, a la cual simplemente nos referiremos como SEÑAL; la señal de referencia; y el ruido que deseamos inyectarle a la SEÑAL. Por otro lado, el interruptor analógico S1 actúa como *chopper* y modula la SEÑAL. Este, oscila entre la SEÑAL y la tierra, con la frecuencia de la señal de referencia. Por otro lado, el sumador adiciona la SEÑAL modulada con el ruido. Esta parte del circuito tiene como objetivo emular la adición de ruido en un experimento. Enseguida, el detector sensible a la fase (PSD por sus siglas en inglés) muestrea entre la señal a la salida del sumador (figura 3, punto B) y esa misma señal pero invertida mediante un amplificador inversor (ganancia = -1) (figura 3, punto C). Esto, gracias al interruptor S2 el cual oscila entre estos dos puntos, con la frecuencia de referencia. A

la salida del PSD se encuentra un filtro pasabajas, el cumple la función de promediar la señal. Con el fin de que el entendimiento del circuito fuera el mejor posible, se analizó la señal paso a paso, en cada punto importante del circuito. Además se realizaron diferentes pruebas que permitieran entender mejor el funcionamiento del circuito.

C. Montaje experimental de aplicación a frecuencias ópticas

Para concluir el proyecto se presentó un modelo de montaje experimental hallado en la literatura, el cual emplea las técnicas de detección sensible a la fase para identificar una señal en el régimen óptico. Este montaje implementa los conocimientos adquiridos en las secciones II, III A y III B puesto que hace uso de un amplificador lock-in y del concepto de modulación de la señal con la frecuencia de referencia.

IV. RESULTADOS Y ANÁLISIS

A. Simulación de amplificador lock-in

Como se mencionó anteriormente, analizamos 3 casos bases en nuestro análisis de lock-in a partir de la simula-

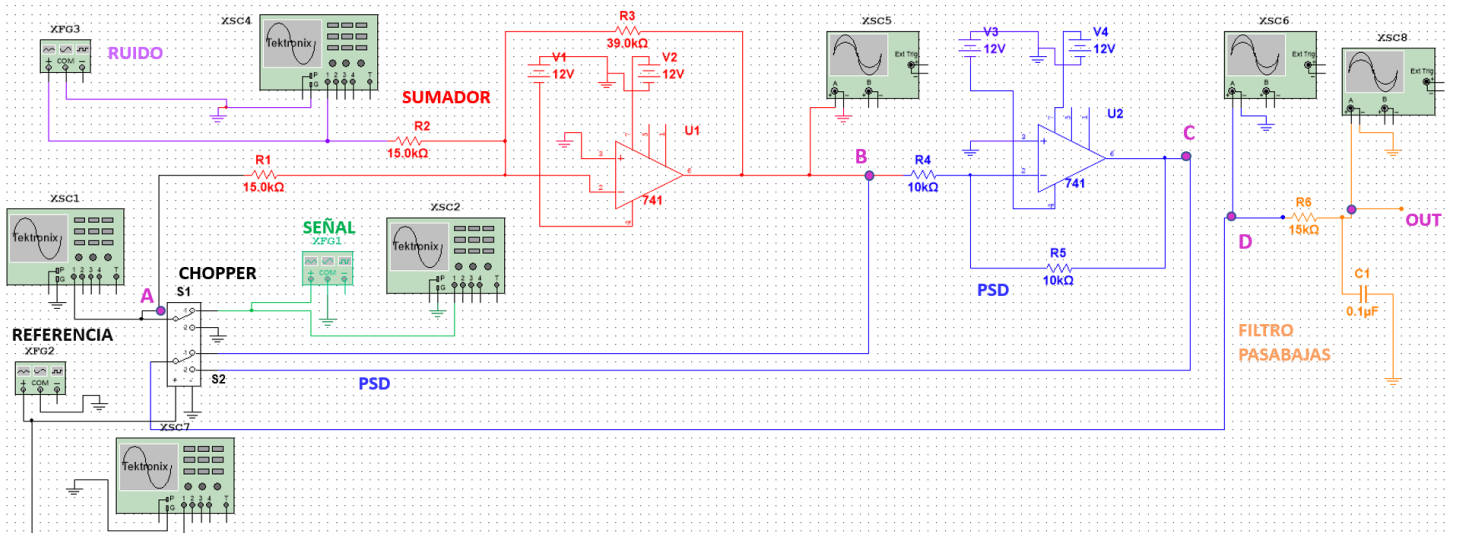


Figura 3: Circuito de detección sensible a la fase. El circuito consta de un interruptor analógico de modulación S1 (*chopper*); de un sumador que adiciona el ruido a la SEÑAL modulada; de un detector sensible a la fase (PSD por sus siglas en inglés); y de un filtro pasabajos que filtra la señal a la salida del PSD. Este circuito fue propuesto por Wolfson [6].

ción propuesta por DeVore.

En primer lugar, observamos el caso de una señal de entrada con igual frecuencia que la señal de referencia, ambas iguales a 90 Hz, pero con un desfase de 90° entre ambas. La configuración y output del lock-in se observan en la figura 4. La señal de entrada tiene una amplitud de 3V y un desfase de 45° . Se observa que el output se compone de un único punto en las coordenadas (2.1, 2.1) aproximadamente. De esta manera, haciendo uso de las ecuaciones 8, 9 es posible reproducir la amplitud y fase de la señal de entrada. Así, observamos que el lock-in logra detectar las diferencias de fase entre la señal y la referencia.

En segundo lugar, nos encontramos con una señal de 3V, sin desfase y con frecuencia 90 Hz, igual a la frecuencia de referencia. En este caso añadimos una señal adicional (ruido) de frecuencia 30 Hz. La configuración y output del lock-in se observan en la figura 5. Se observa que la salida se compone de un único punto en las coordenadas (3,0). Al igual que en el caso anterior esto nos permite identificar la amplitud y fase de la señal de entrada. Por lo tanto, se observa que la medición de la señal, hecha por el instrumento, no se ve afectada por la señal de ruido. Esto nos confirma el potencial de la detección de fase a la hora de extraer señales en ambientes ruidosos.

Finalmente, consideramos una señal de 2 V, sin desfase y frecuencia 10Hz, igual a la frecuencia de referencia. En este caso añadimos una señal adicional (ruido) de 1V y 10.2 Hz de frecuencia. La configuración y output se pueden observar en la figura 6. Se observa que la salida en este caso no es un único punto, pues se produce una oscilación en la salida como consecuencia de la interacción entre la señal de referencia y del ruido. En particular, la

señal representada es una superposición de la interacción de ambas señales con la referencia, pues es un círculo de radio 1 centrado en las coordenadas (2,0). Así, se pone en evidencia la necesidad de identificar de forma clara la frecuencia de nuestra señal, para configurar nuestra referencia, y de reducir al máximo señales de ruido con frecuencias similares a las de entrada.

B. Simulación de un circuito de detección sensible a la fase

En una primera instancia, para observar con claridad el efecto del *chopper*, se tomó la SEÑAL con forma triangular; con 50 Hz de frecuencia y 0.5 Vp de amplitud. Y, se observó la salida del *chopper* para una frecuencia de modulación de 700 Hz. En la figura 7 se presentan la SEÑAL y el *output* del *chopper* (figura 3, punto A) para dicho caso.

Ya habiendo observado el efecto de la modulación, se cambió la frecuencia de referencia a una mucho más alta, para obtener mejores resultados de recuperación de señal. En la tabla I se presentan las características de las señales que se utilizaron en esta siguiente etapa de análisis del circuito. Es importante notar que la relación señal/ruido que se está imponiendo es de 1:5. En este caso, el efecto de la modulación no se observa con claridad en el osciloscopio a causa de la alta frecuencia de modulación. En la figura 8 se presenta la señal a la salida del sumador (figura 3, punto B). Se puede observar que el ruido es fuertemente dominante en este punto del circuito. No hay rastros de la señal de interés. En la figura 9 se muestran la señal a la salida

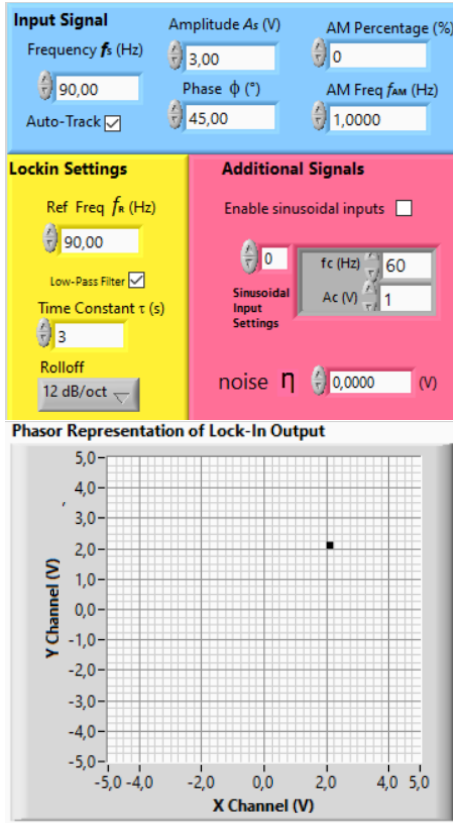


Figura 4: Caso 1: $A_s = 3$ V, $f_s = f_r = 90$ Hz, $\phi = 45^\circ$ y no se añade ruido a la señal. Se observa que el output del lock-in está compuesto por un único punto, con coordenadas iguales para X y Y. La norma asociada a este punto es $\sqrt{2} * X = 3$.

del PSD (figura 3, punto D) y el *output* global del circuito (figura 3, punto D). Se observa que se recupera la SEÑAL en frecuencia, amplitud y forma, con una calidad considerablemente buena.

TABLA I: Características de la SEÑAL, del ruido y de la referencia para el primer análisis de recuperación de señal.

	Forma	Frecuencia (Hz)	Amplitud (Vp)
SEÑAL	triangular	50	0.5
Ruido	sinusoidal	70	2.5
Referencia	cuadrada	20 k	5

Llegados a este punto, vale la pena mencionar el principio bajo el cual el PSD recupera la SEÑAL. Tanto la frecuencia como la fase del interruptor S2 están sincronizadas (*locked*) con la SEÑAL modulada. Esto, va a significar que cuando la SEÑAL modulada sea positiva, se va a muestrear en el punto B, mientras que cuando la SEÑAL modulada sea negativa, se va a muestrear en el punto C (figura 3). De esta forma, la salida del PSD

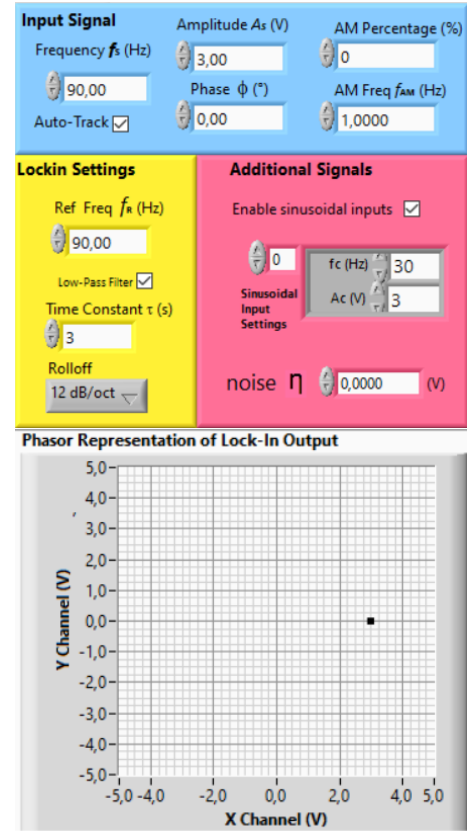


Figura 5: Caso 2: $A_s = 3$ V, $f_s = f_r = 90$ Hz, $\phi = 0^\circ$ y se añade ruido a la señal con una frecuencia de 30 Hz. Se observa que el output del lock-in está compuesto por un único punto, con coordenadas (3,0).

siempre va a ser positiva. En cambio, cualquier señal que no esté sincronizada con el interruptor S2, va a ser muestreada aleatoriamente en el tiempo de tal forma que su integral va a tender a ser cero. Es importante resaltar que esta implementación del concepto de detección sensible a la fase difiere de la que se presentó en la sección II. En esta última, el rol de detector sensible a la fase lo cumple el multiplicador o *mixer*. Sin embargo, en ambos casos se tiene una frecuencia y una fase de referencia que permiten recuperar la señal de interés. Y en ambos casos, el *output* del detector sensible a la fase se pasa por un filtro pasabajas para eliminar las frecuencias que no son de interés. Se puede decir que en términos genéricos la idea principal detrás de la detección sensible a la fase es la de privilegiar la frecuencia y la fase de la señal de interés en un circuito.

En una siguiente instancia del análisis del circuito, se cambió la forma de la SEÑAL y del ruido. En la tabla II se encuentra la nueva configuración utilizada. Y en la figura 10 se presenta la señal a la salida del sumador y el *output* global del circuito. De nuevo se observa que la SEÑAL modulada se pierde en el ruido a la salida del sumador. Y, de nuevo se observa una recuperación en

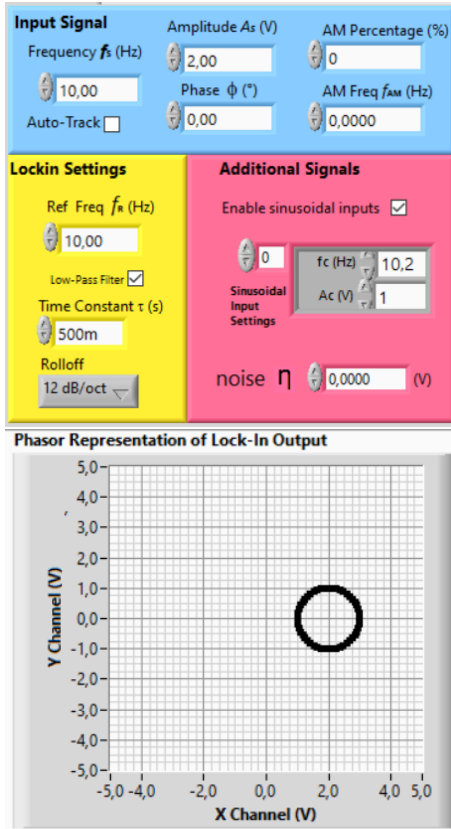


Figura 6: Caso 3: $A_s = 2$ V, $f_s = f_r = 10$ Hz, $\phi = 0^\circ$ y se añade ruido a la señal con una frecuencia de 10.2 Hz y amplitud 1 V. Se observa que el output del lock-in está compuesto por un set de puntos distribuidos un círculo de radio 1 centrado en (2,0).

frecuencia amplitud y forma de la SEÑAL a la salida global del circuito.

TABLA II: Características de la SEÑAL, del ruido y de la referencia para el segundo análisis de recuperación de señal.

	Forma	Frecuencia (Hz)	Amplitud (Vp)
SEÑAL	sinusoidal	50	0.5
Ruido	cuadrada	70	2.5
Referencia	cuadrada	20 k	5

Para continuar con las prueba de análisis del circuito, se hizo un barrido en frecuencia del ruido. Se usaron las mismas características de las señales de la tabla I, a excepción de la frecuencia del ruido, sobre la cual se hace el barrido en frecuencia. El barrido se realizó entre 0 y 15 kHz y se pudo observar que para valores de frecuencia del ruido entre 0 y 11 kHz, la SEÑAL era recuperada satisfactoriamente. Un caso notable, es aquel para el cual se toma la frecuencia de ruido igual a la de la SEÑAL (50 Hz). En la figura 11 se muestra la señal a la salida del

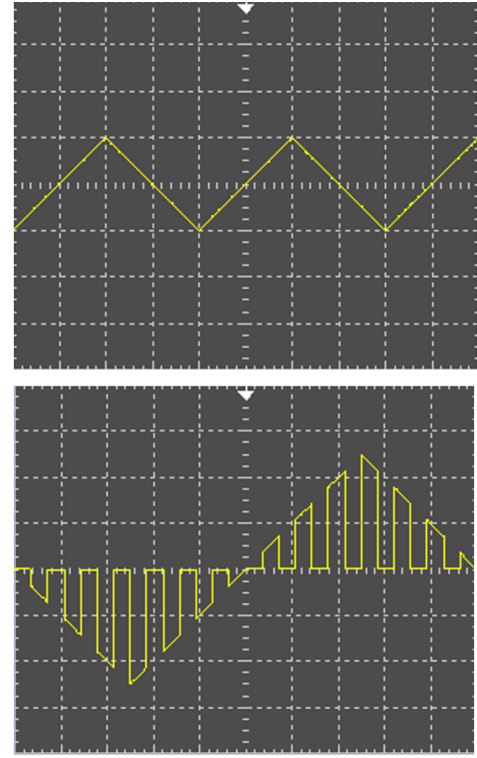


Figura 7: Imagen de arriba: SEÑAL (triangular, 50 Hz, 0.5 mVp). Escalas vertical y horizontal de 500 mV/div y 5 ms/div, respectivamente. Imagen de abajo: output del chopper. Escalas vertical y horizontal de 200 mV/div y 2 ms/div, respectivamente.

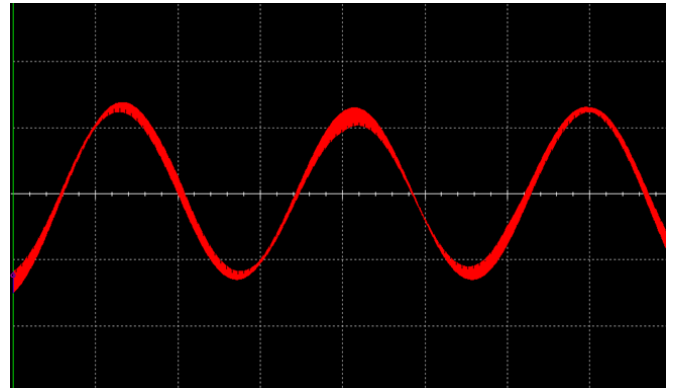


Figura 8: Señal a la salida del sumador. Se observa que el ruido domina en este punto del circuito. Escalas vertical y horizontal de 5 V/div y 5 ms/div, respectivamente. Las señales utilizadas son las de la tabla I.

sumador y el output global del circuito para dicho caso. Se observa que el circuito logra recuperar la señal. Ahora bien, a partir de una frecuencia de ruido de 11 kHz, se observa que la amplitud de la SEÑAL no se recupera. A partir de dicha frecuencia, la amplitud del output global del circuito empieza a disminuir gradualmente

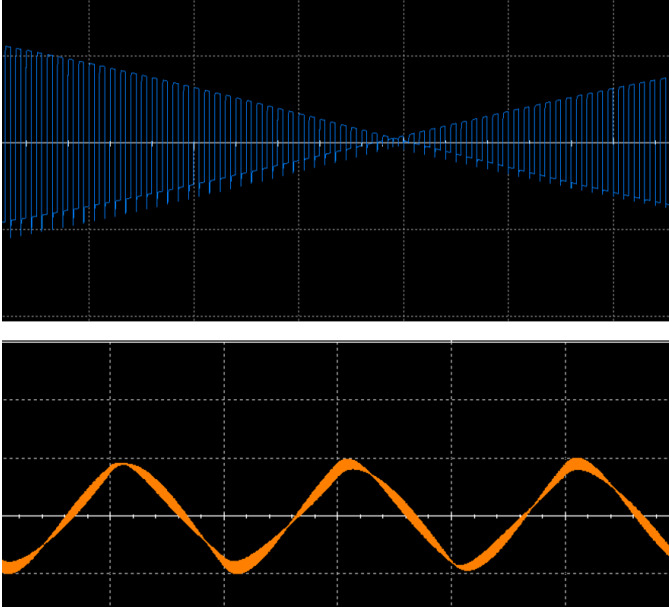


Figura 9: Imagen de arriba: señal a la salida del PSD. Escalas vertical y horizontal de 5 V/div y 500 μ s/div, respectivamente. Imagen de abajo: salida global del circuito. Se observa que se recupera la SEÑAL en frecuencia, amplitud y forma. Escalas vertical y horizontal de 500 mV/div y 10 ms/div, respectivamente. Las señales utilizadas son las de la tabla I.

con la frecuencia del ruido. Sin embargo, cabe mencionar que la frecuencia y la forma se siguen recuperando.

Finalmente, para concluir el análisis del circuito, se analizó el efecto de cambiar la constante de tiempo τ del filtro. Puesto que $\tau = RC$, donde C es la capacitancia y R es la resistencia del filtro, se varió τ mediante R . En la figura 12 se muestra la señal de salida global del circuito para la configuración de la tabla I y para diferentes valores de R . Los valores de R utilizados fueron 20 Ω , 1 k Ω , 10 k Ω , 20 k Ω y 50 k Ω . El valor de la capacitancia se mantuvo constante en un valor de 0.1 μ F. En la figura se puede observar que la señal se recupera de forma adecuada sólo en un intervalo determinado de R . En realidad, para valores muy pequeños de R (por ejemplo 20 Ω y 1 k Ω en la figura 12) y para valores muy grandes de R (por ejemplo 50 k Ω en la figura 12) el *output* del circuito no reproduce la SEÑAL. Esto se puede entender en términos de la frecuencia de corte del filtro f_c ($= \tau^{-1}$): para que la frecuencia de modulación (de referencia) f_R sea filtrada adecuadamente y la frecuencia de la SEÑAL f_S pase sin atenuación, es necesario que se cumpla la relación $f_S \ll f_c \ll f_R$. De acuerdo con lo que se aprendió en la simulación de DeVore y colaboradores [5], en términos más precisos se suele decir que, para que una señal de frecuencia f sea completamente atenuada por el filtro pasabajos, se debe cumplir

$$10 \times f_c \leq f. \quad (11)$$

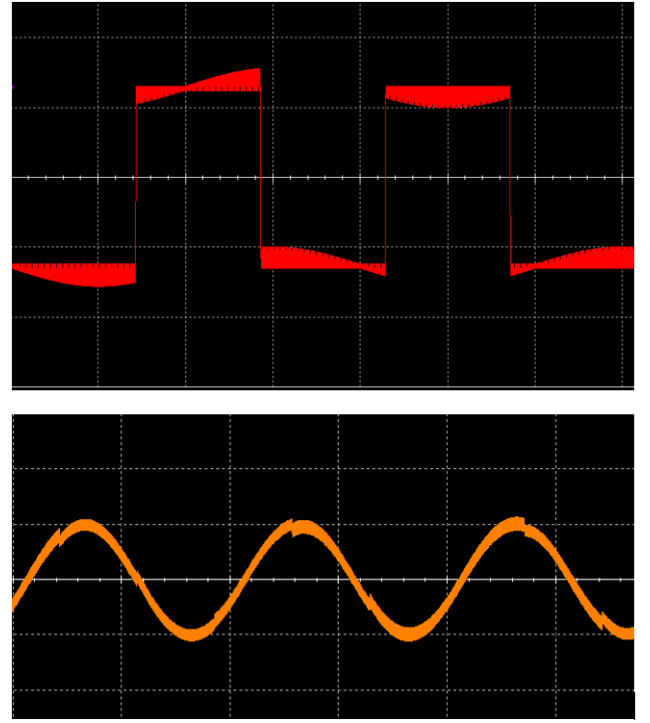


Figura 10: Imagen de arriba: señal a la salida del sumador. Se observa que el ruido domina en este punto del circuito. Escalas vertical y horizontal de 5 V/div y 5 ms/div, respectivamente. Imagen de abajo: salida global del circuito. Se observa que se recupera la SEÑAL en frecuencia, amplitud y forma. Escalas vertical y horizontal de 500 mV/div y 10 ms/div, respectivamente. Las señales utilizadas son las de la tabla II.

Y, para que una señal de frecuencia f pase por el filtro pasabajos sin atenuación alguna se debe cumplir:

$$f \leq 0,1 \times f_c. \quad (12)$$

Estas dos desigualdades explican satisfactoriamente los resultados presentados en la figura 12. Para los valores de R de 20 Ω y 1 k Ω , no se cumple la ecuación (11) para la frecuencia de referencia f_R . Y, para el valor de 50 k Ω no se cumple la ecuación (12) para la frecuencia de la SEÑAL f_S . En cambio, para los valores de 10 k Ω y 20 k Ω las ecuaciones sí se cumplen y f_S pasa sin atenuación alguna, mientras que f_R es completamente atenuada.

C. Montaje experimental de aplicación a frecuencias ópticas

Para cumplir el objetivo de proponer un montaje experimental que aplique la detección sensible a la fase al régimen óptico, se propone el montaje experimental de la figura 13. Este, es un montaje experimental sencillo, el cual fue hallado en la literatura [7]. En particular, hace parte de una guía de un laboratorio de la Universidad

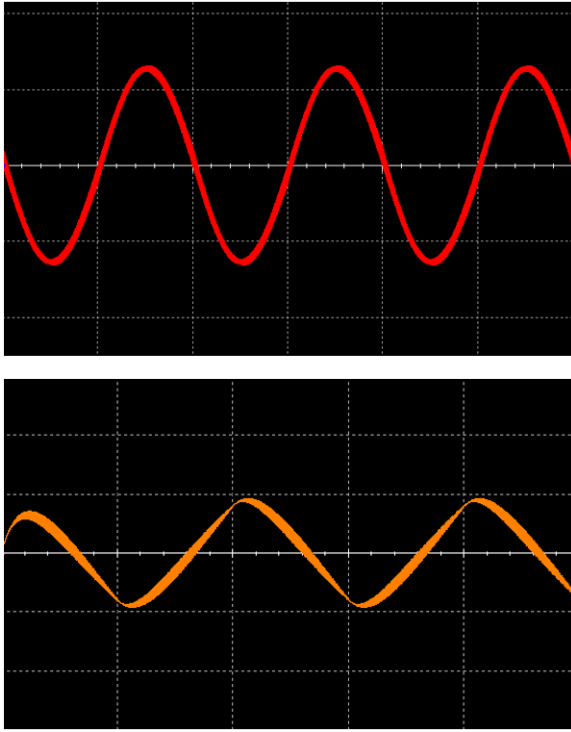


Figura 11: Imagen de arriba: señal a la salida del sumador. Escalas vertical y horizontal de 5 V/div y 10 ms/div, respectivamente. Imagen de abajo: salida global del circuito. Escalas vertical y horizontal de 500 mV/div y 10 ms/div, respectivamente. Las señales utilizadas son las de la tabla I, con una frecuencia de 50 Hz para el ruido, en lugar de 70 Hz.

Estatad Politécnica de California, en el que se introduce a los estudiantes al concepto de detección sensible a la fase. En el montaje, la luz emitida por el LED se encuentra modulada por el generador con una frecuencia de 1 kHz. Dicha frecuencia, alimenta el canal de referencia del lock-in. El fotodiodo detecta la luz del LED y el voltaje resultante se amplifica mediante un amplificador operacional. A la salida del amplificador se conecta un osciloscopio para observar la señal que está entrando al lock-in. La idea del experimento, es realizarlo en dos configuraciones distintas: 1) en ausencia de luz de ambiente (con las luces del laboratorio apagadas) y 2) en presencia de luz de ambiente (con las luces del laboratorio encendidas). De acuerdo con la guía, el experimento debería mostrar el poder del lock-in para detectar la señal del LED en presencia de un ambiente altamente ruidoso (las luces del laboratorio).

V. DISCUSIÓN

Llegados a este punto cabe mencionar que, el tema que tratamos nos pareció muy interesante. Entender las técnicas de detección sensible a la fase nos parece

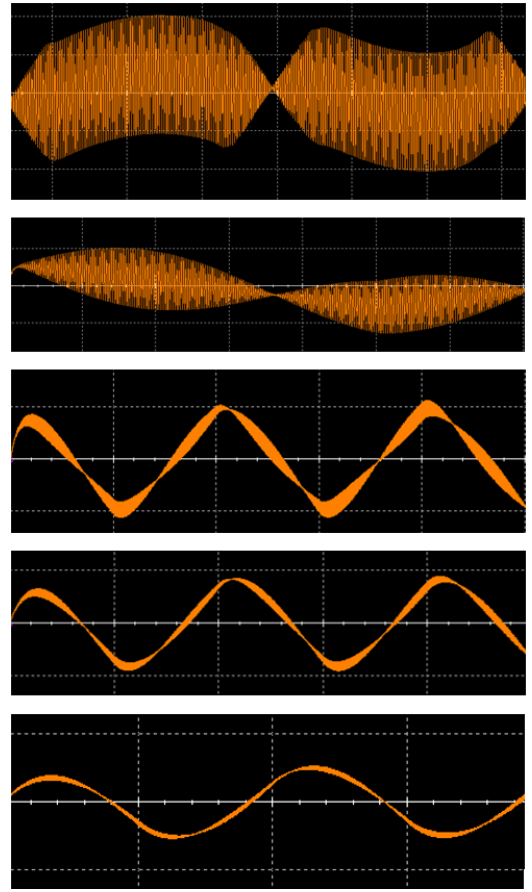


Figura 12: Señal a la salida global del circuito para la configuración de la tabla I y para diferentes valores de resistencia del filtro pasabajas. Imágenes de arriba para abajo corresponden a los siguientes valores de R: 20 Ω ; 1 k Ω ; 10 k Ω ; 20 k Ω ; 50 k Ω . Imágenes de arriba para abajo corresponden a los siguientes valores de escalas vertical y horizontal, respectivamente: 2 V/div y 2 ms/div; 1 V/div y 2 ms/div; 500 mV/div y 10 ms/div; 500 mV/div y 10 ms/div; 500 mV/div y 10 ms/div.

algo muy valioso a nivel experimental. Creemos que este tema debería ser incluido en alguno de los laboratorios de pregrado en física en la Universidad.

Por otro lado, el montaje experimental que presentamos es considerablemente sencillo; principalmente lo que busca es dar una ilustración del poder de detección de señales que posee el lock-in, y de la necesidad de realizar un proceso de modulación cuando se está tratando con frecuencias ópticas. En futuros trabajos sería importante profundizar mucho más en las aplicaciones en el régimen óptico. En particular, sería importante ahondar en el concepto de detección homodina, un equivalente a la detección de fase en el régimen de frecuencias ópticas [8].

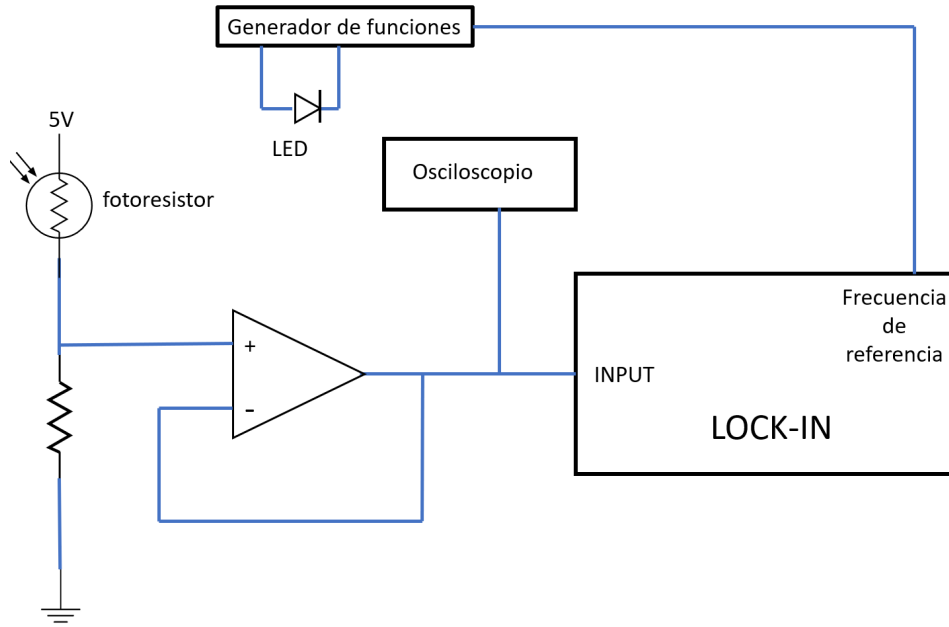


Figura 13: Montaje experimental que aplica la detección sensible a la fase (mediante el lock-in) al régimen óptico. La luz emitida por el LED se encuentra modulada por el generador con una frecuencia de 1 kHz. Dicha frecuencia, alimenta el canal de referencia del lock-in. Este montaje hace parte de una guía de un laboratorio de la Universidad Estatal Politécnica de California [7].

VI. CONCLUSIONES

En conclusión, en el presente trabajo se estudió el concepto de detección sensible a la fase desde varias perspectivas. Primero, se construyó un fundamento teórico mediante la revisión de bibliografía existente al respecto. Enseguida, se realizaron dos simulaciones en el rango de frecuencias entre 1 Hz y 100 kHz, las cuales permitieron ilustrar y entender mejor el tema. La primera simulación pretendía ilustrar el funcionamiento de la principal herramienta en el ámbito de detección sensible a la fase, el amplificador lock-in. De esta manera, se definieron 3 casos de estudio los cuales nos permitieron identificar las principales configuraciones y formas de uso de este instrumento. Así, observamos la gran capacidad que tiene el lock-in de identificar señales en ambientes de alto ruido, aplicando señales de frecuencia similar a la deseada. Igualmente, estas simulaciones nos permitieron comprender la importancia de lograr identificar la frecuencia de la señal deseada para lograr una extracción efectiva de la señal. La segunda, consistió en emular un circuito de detección sensible a la fase para la recuperación de señales.

Dicha simulación permitió entender la detección sensible a la fase como una técnica más allá de los multiplicadores usados en el lock-in. Se entendió que la idea principal detrás de esta técnica es privilegiar la frecuencia y la fase de la señal de interés en el circuito. Finalmente, se presentó un montaje experimental hallado en la literatura, el cual aplica los conocimientos adquiridos en instancias anteriores del proyecto a la detección de señales con frecuencias en el régimen óptico. En particular, dicho montaje pretende ilustrar el poder de detección de señales que posee el lock-in y la necesidad de realizar un proceso de modulación cuando se está tratando con frecuencias ópticas.

VII. AGRADECIMIENTOS

Agradecemos al Laboratorio de Óptica Cuántica de la Universidad de los Andes. En particular, a la profesora Alejandra Valencia por la oportunidad de realizar este proyecto y por su constante colaboración que ayudó a que este se llevara a cabo. Además, agradecemos a Johnny Tenorio por sus invaluable ayuda.

[1] H.-A. Bachor, T. C. Ralph, S. Lucia, and T. C. Ralph, *A guide to experiments in quantum optics*, Vol. 1 (Wiley Online Library, 2004).

[2] Z. instruments, "Principles of lock-in detection," <https://www.zhinst.com/americas/resources/principles-of-lock-in-detection>.

- [3] G. B. Armen, “Phase sensitive detection: the lock-in amplifier,” (2008).
- [4] G. Kloos, *Applications of Lock-in Amplifiers in Optics* (SPIE PRESS, 2018).
- [5] S. DeVore, A. Gauthier, J. Levy, and C. Singh, *American Journal of Physics* **84**, 52 (2016).
- [6] R. Wolfson, *American Journal of Physics* **59**, 569 (1991).
- [7] CalPolyPomona, “Experiment 8 phase sensitive detection,” <https://www.cpp.edu/~kvandervoort/ElecLab8.pdf>.
- [8] D.-G. Welsch, W. Vogel, and T. Opatrný, *II Homodyne Detection and Quantum-State Reconstruction*, edited by E. Wolf, *Progress in Optics*, Vol. 39 (Elsevier, 1999) pp. 63 – 211.

alexandra valencia .