

TÉCNICAS DE MEDICIÓN EN CORRIENTE ALTERNA AMPLIFICADORES *LOCK-IN*

5.1 Resumen

Las medidas de resistencia pueden ser realizadas tanto en corriente continua (CC) como en alterna (CA). La elección de uno u otro método depende de la consideración de diferentes factores, siendo la relación señal-ruido el de más peso. En este capítulo se estudia cuál es el principio de funcionamiento de un amplificador *lock-in*, se analiza cómo trabaja, se comparan instrumentos analógicos con digitales y se determina cuándo es conveniente utilizarlo.

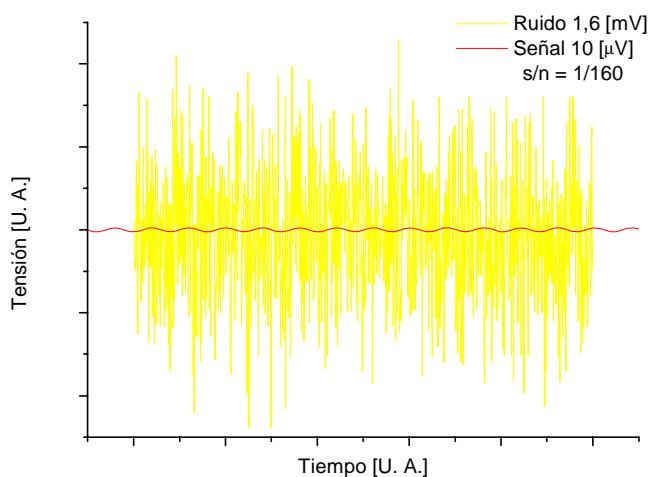
5.2 Introducción

Para medir y detectar señales de corriente alterna muy pequeñas (pocos nanovolts) pueden realizarse mediciones exactas aún cuando en apariencia las señales a medir estén “ocultas” por el ruido. Esto es posible gracias a los amplificadores *lock-in* que utilizan una señal de referencia y una técnica conocida como detección sensible a la fase. Las señales de ruido y las de otras frecuencias que no sean la de referencia se rechazan y no afectan la medida, permitiendo así que el instrumento tenga una enorme sensibilidad.

5.3 ¿Cuándo es necesario utilizar un amplificador *Lock-in*?

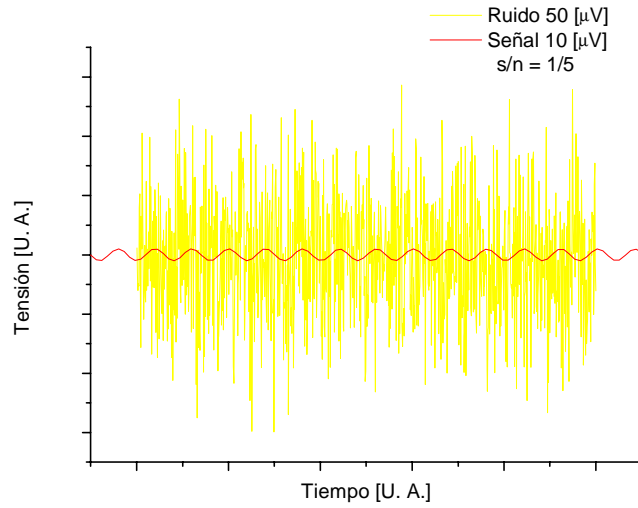
Veamos el siguiente ejemplo: supongamos que tenemos una señal senoide de 10 nV con una frecuencia de 10 kHz. Es claro que se requerirá alguna amplificación

para sacar la señal del ruido. Un buen amplificador de bajo ruido podría tener una relación de $\frac{5nV}{\sqrt{Hz}}$ de nivel de ruido a la entrada. Si el ancho de banda del amplificador es de, por ejemplo, 100 kHz y la ganancia es de 1000, entonces podemos esperar una salida de 10 μV de señal ($10\text{ nV} \times 1000$) y una amplitud de ruido 1.6 mV $\left(\frac{5nV}{\sqrt{Hz}} \times \sqrt{100kHz \times 1000}\right)$. No habrá mucha suerte, a menos que la señal de interés sea de una frecuencia claramente definida. Ver Figura 1.



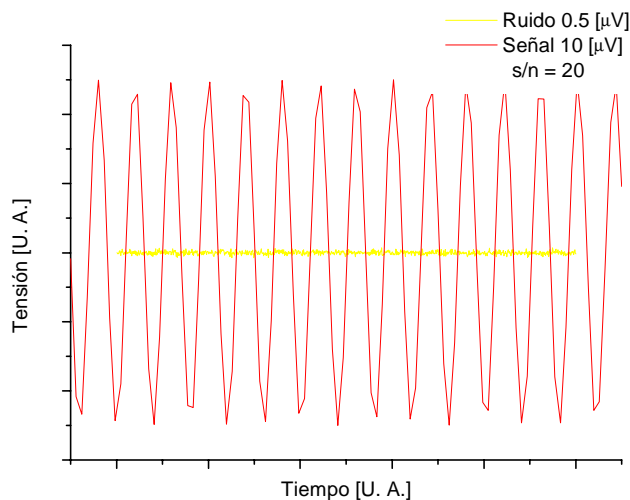
- Fig. 1 La sigla U. A. significa que se utilizaron unidades arbitrarias para poder representar gráficamente una aproximación de la relación señal-ruido de 1/160. Por razones obvias no es posible utilizar la misma escala para la señal que para el ruido. Al menos se pretende mostrar que la señal está totalmente enmascarada por el ruido. -

Si al amplificador le adjuntamos un filtro pasabanda que tenga un $Q = 100$ (es un buen filtro) centrado a 10 kHz, detectaría cualquier señal de 100 Hz de ancho de banda ($10\text{ kHz}/Q$). El ruido ahora con el filtro pasabanda será de 50 μV $\left(\frac{5nV}{\sqrt{Hz}} \times \sqrt{100Hz \times 1000}\right)$. La señal sigue siendo de 10 μV . La Figura 2 muestra que a pesar de la presencia del filtro aún la salida de ruido es mucho mayor que la señal y también se puede apreciar que el hecho de aumentar la ganancia no nos ayuda a resolver el problema del ruido.



- Fig. 2 La relación señal-ruido mejoró ahora a 1/5. Si bien la amplitud de la señal creció bastante y comienza a verse definida, todavía la señal está “perdida” en el ruido. -

Ahora tratemos de amplificar la señal con un detector sensible a la fase (PSD). La característica más importante es que un PSD puede detectar la señal de 10 kHz con un ancho de banda muy restringido, por ejemplo 0.01 Hz. En este caso, el ruido en la banda de detección será de $0.5 \mu\text{V} \left(\frac{5nV}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{0.01\text{Hz}} \times 1000 \right)$ mientras que la señal a la salida seguirá siendo de 10 μV . Ahora la relación señal ruido es 20 y es posible medir la señal con una precisión aceptable. Ver Figura 3.



- Fig. 3 Ahora es posible medir la señal aceptablemente ya que la relación señal-ruido es 20. -

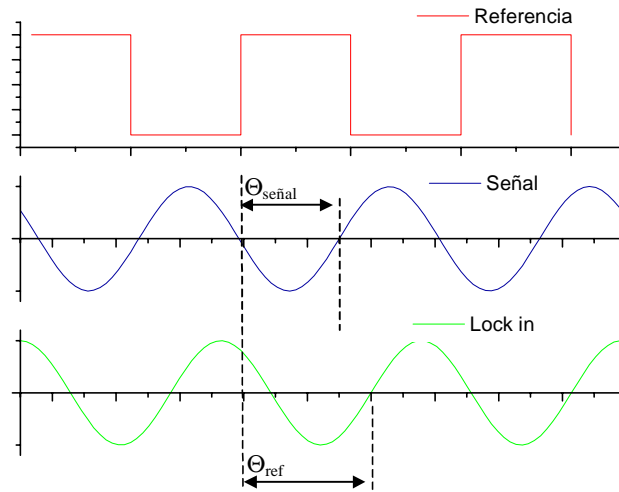
5.4 Principio de funcionamiento

5.4.1 Detección sensible a la fase (PSD)

Para medir con amplificador *lock-in* es necesario contar con una frecuencia de referencia. En un experimento típico se utiliza un oscilador o generador de funciones para excitar el sistema bajo observación con una frecuencia de referencia fija, luego el *lock-in* detecta la respuesta a esa frecuencia de referencia. Generalmente se usa una señal con forma de onda cuadrada para la frecuencia de referencia ω_r ($2\pi f_r$). Esta debe conformar la salida sincronizada de un generador de funciones. Si para excitar el experimento se utilizara una función seno del generador de funciones, la respuesta debería tener la misma forma que la onda seno del generador y también debería estar sincronizada con la frecuencia de la señal de referencia ω_r . La señal es: $V_{\text{señ}} \cdot \text{sen}(\omega_r t + \theta_{\text{señ}})$, donde $V_{\text{señ}}$ es la amplitud de la onda, ω_r es la frecuencia de la señal y $\theta_{\text{señ}}$ es la fase.

Los amplificadores *lock-in* generan su propia señal de referencia interna, usualmente por lazo de enganche de fase¹ (PLL) con su generador de referencia externo. La señal de referencia interna es $V_L \cdot \text{sen}(\omega_L t + \theta_{\text{ref}})$.

¹ También conocido como *phase-locked-loop*, la sigla en inglés es PLL.



- Fig. 4 Relaciones entre una onda de referencia, la señal a medir y la referencia interna generada por el Lock-in. -

El *lock-in* amplifica la señal y luego la multiplica por su referencia interna usando un detector sensible a la fase o multiplicador. La salida del PSD es simplemente el producto de dos ondas seno:

$$V_{\text{psd}} = V_{\text{señ}} \cdot V_L \text{sen}(\omega_r t + \theta_{\text{señ}}) \cdot \text{sen}(\omega_L t + \theta_{\text{ref}}).$$

La salida el PSD está compuesta por dos señales de CA, una con la diferencia de frecuencias ($\omega_r - \omega_L$) y otra con la suma ($\omega_r + \omega_L$).

Si se envía la salida del PSD a través de un filtro pasa bajos las señales de CA serán eliminadas. En un caso general no quedaría ninguna señal. Sin embargo si ω_r y ω_L son iguales, el componente de la diferencia de frecuencia será una señal de CC. En este caso la salida filtrada del PSD será

$$V_{\text{psd}} = \frac{1}{2} V_{\text{señ}} \cdot V_L \cos(\theta_{\text{señ}} - \theta_{\text{ref}}).$$

Esta es una señal muy buena, es una señal CC proporcional a la señal amplitud. Es importante considerar la naturaleza física del proceso de la multiplicación y

las características del filtrado en los distintos tipos de *lock-in*. En los *lock-in* tradicionales la señal y la referencia son analógicas, por lo tanto son multiplicadas en un multiplicador analógico y luego son filtradas con una o más etapas de filtros RC. En cambio en los *lock-in* digitales la señal y la referencia se representan por secuencias de números. La multiplicación y el filtrado se realizan matemáticamente por procesamiento digital de señal (DSP) en un chip dedicado.

5.4.2 Detección de banda angosta

Para comprender el concepto de banda angosta tomemos nuevamente el ejemplo genérico de un amplificador *lock-in*. Entonces supongamos que en lugar de comenzar con una onda seno lo hacemos con una onda seno pura más ruido. El PSD y el filtro pasabajos sólo detectan señales cuyas frecuencias están muy cerca de la frecuencia de referencia del *lock-in*. Por lo tanto señales de ruido apartadas de la de referencia son atenuadas por el filtro pasabajos en la salida del PSD. El ruido a frecuencias cercanas a la de referencia se verá en la salida del PSD como CA de muy baja frecuencia. Su atenuación depende de las características de filtro pasa bajos, el ancho de banda y el *roll off*. Un ancho de banda muy angosto eliminará el ruido cercano a la frecuencia de referencia. Por el contrario un ancho de banda mayor permitirá que estas señales pasen.

El ancho de banda del filtro pasa bajos determina el rango de banda de detección. Solamente la señal que esté a la frecuencia de referencia resultará en una verdadera CC de salida y no será afectada por el filtro. Esta es la señal que se quiere medir.

5.4.3 Señal de referencia

Necesitamos que la frecuencia de la señal sea la misma que la frecuencia de referencia, esto es $\omega_r = \omega_L$. No sólo la frecuencia debe ser igual, tampoco la fase entre las señales puede variar con el tiempo, si así fuera el $\cos(\theta_{\text{señ}} - \theta_{\text{ref}})$ cambiaría y V_{psd} no sería una señal CC. En otras palabras, la referencia del *lock-in* necesita estar fijada en fase con la señal de referencia.

Para generar la señal de referencia los amplificadores *lock-in* utilizan un lazo de enganche de fase (PLL). Una señal de referencia externa (en este ejemplo la onda cuadrada) es provista por el *lock-in*. El PLL en el *lock-in* fija la referencia interna del

oscilador a su referencia externa, como resultado se obtiene una onda seno de referencia a ω_r con un corrimiento de fase fijo de θ_{ref} . Dado que el PLL sigue la referencia externa, cambios en la frecuencia de la referencia externa no afectan la medida.

5.4.4 Fuentes de referencia interna

En el caso que nos ocupa la señal de referencia está provista de la fuente de excitación (generador de funciones). A esto se le llama fuente de referencia externa. En muchas situaciones, en cambio, puede utilizarse el oscilador interno del *lock-in*. El oscilador interno es un generador de funciones (con salida sinusoidal variable y sincronismo TTL) el cual siempre queda enganchado a la fase del oscilador de referencia.

5.4.5 Magnitud y fase

Dado que la salida del PSD es proporcional a $V_{señ} \cdot \cos \theta$, siendo θ la diferencia de fase entre la señal y la referencia del oscilador del *lock-in* ($\theta_{señ} - \theta_{ref}$). Podemos ajustar θ_{ref} hasta hacer $\theta = 0$, en este caso se mediría $V_{señ}$.

Inversamente, si θ es 90° , no habrá salida. Un *lock-in* equipado con un sólo PSD es llamado *single-phase lock-in* y su salida es $V_{señ} \cos \theta$.

Esta dependencia de fase puede ser eliminada adicionando un segundo PSD. Si el segundo PSD multiplica la señal con el oscilador de referencia corrido 90° , esto es $V_L \cdot \sin(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ)$, entonces la salida filtrada del pasa bajos será:

$$V_{psd2} = \frac{1}{2} V_{señ} V_L \sin(\theta_{señ} - \theta_{ref})$$

$$V_{psd2} \approx V_{señ} \sin \theta$$

Ahora tenemos dos salidas, una proporcional al $\cos \theta$ y la otra proporcional al $\sin \theta$. Si llamamos a la primera X y a la segunda Y, entonces:

$$X = V_{señ} \cos \theta \quad Y = V_{señ} \sin \theta$$

Estas dos cantidades representan la señal como un vector relativo al oscilador de

referencia del *lock-in*. X es llamado la componente 'en fase' e Y la componente en cuadratura o contrafase. Esto es porque cuando $\theta = 0$, X mide la señal mientras Y es cero.

Teniendo en cuenta la magnitud (R) del vector señal se elimina la dependencia de fase.

$$R = (X^2 + Y^2)^{1/2} = V_{\text{señ}}$$

R mide la amplitud de la señal y no depende de la fase entre la señal y la referencia del *lock-in*.

Un *lock-in* de fase dual tiene dos PSD, con osciladores de referencia de 90° aparte, y puede medir X, Y y R directamente. En suma, la fase θ entre la señal y la referencia del *lock-in* puede ser medida según:

$$\theta = \tan^{-1}(Y/X)$$

5.5 Comparación entre PSD digitales y analógicos

En 5.4.1 se mencionó que si el *lock-in* es digital tendrá una determinada implementación de PSD diferente a la que tendría si fuera analógico.

Un *lock-in* digital multiplica la señal con la onda seno de referencia digitalmente. Para digitalizar la señal analógica amplificada es necesario procesarla con un conversor analógico-digital (A/D), el cual, podría ser, por ejemplo de 16 bit de resolución y muestrear a una frecuencia de 256 kHz. En este caso el conversor A/D es usualmente precedido por un filtro *anti-aliasing* de 102 kHz para prevenir entradas de alta frecuencia desde 102 kHz.

Esta cadena de entrada de datos es multiplicada, un punto por vez, con la onda seno descripta previamente como referencia. Cada $4 \mu\text{s}$, la señal de entrada es muestreada y el resultado es multiplicado por ambas ondas seno de referencia (apartadas 90°).

Los detectores sensibles a la fase digitales actúan normalmente como multiplicadores lineales, esto es, multiplican la señal con la onda seno como referencia.

Los PSD analógicos suelen tener problemas con el rechazo a las armónicas,

offsets de salida, límite dinámico y error de ganancia.

Los PSD digitales multiplican la señal digitalizada con una onda seno de referencia generada previamente a partir de la señal de entrada. En este caso el contenido en armónicos es muy bajo porque la onda seno pura de referencia está calculada típicamente con 20 bits de exactitud. De hecho, las armónicas están a un nivel de -120 dB. Esto significa que la señal es multiplicada por una onda seno de referencia, en lugar de la referencia y varias armónicas, entonces sólo es detectada la señal a esta única frecuencia de referencia. Un PSD digital es insensible a señales armónicas más allá de la referencia. En contraste multiplicando en un *lock-in* con una onda cuadrada se detectarían todas las armónicas impares más allá de la referencia (una onda cuadrada contiene muchas armónicas impares).

El *offset* de salida es un problema porque la señal que nos interesa es en CC, entonces un *offset* contribuye al error y al corrimiento del cero. Los problemas de *offset* en los PSD analógicos son eliminados usando multiplicadores digitales. En una multiplicación digital no existen errores de *offset* o corrimientos de niveles de CC en la salida.

La respuesta dinámica de un PSD analógico está limitada alrededor de los 60 dB. El PSD analógico mide la señal con error cuando hay una señal grande de ruido presente, 1000 veces o 60 dB mayor que la señal a fondo de escala. El error es causado por la no linealidad en la multiplicación (el error en la salida depende de la amplitud en la entrada). Este error puede ser tan grande como de 10 % a fondo de escala y depende de la amplitud del ruido, la frecuencia y la forma de onda. Como el ruido generalmente varía un poco para estos parámetros, el error del PSD tiene una salida incierta.

En un *lock-in* digital, la respuesta dinámica está limitada por la calidad de la conversión *A/D*. Una vez que la señal de entrada está digitalizada no pueden introducirse más errores. Un buen conversor *A/D* debería ser extremadamente lineal, esto quiere decir que la presencia de grandes señales de ruido no disminuyen su capacidad de poder convertir y corregir pequeñas señales.

Un PSD analógico lineal multiplica la señal por una onda seno de referencia analógica. Cualquier variación en la amplitud de la onda de referencia se vería reflejada inmediatamente en la variación de la ganancia total. Un generador sinusoidal analógico

es susceptible de sufrir desplazamientos de amplitud, especialmente en función de la temperatura. La referencia digital seno tiene una amplitud precisa y no cambia.

El comportamiento y el rendimiento total de un amplificador *lock-in* está determinado en mayor medida por sus detectores sensibles a la fase.

5.6 ¿Qué hace un *lock-in* midiendo?

El teorema de Fourier básicamente dice que una señal puede ser representada como la suma de muchas ondas seno de diferentes amplitudes, frecuencias y fases. Esto es generalmente considerando la representación de la señal en el “dominio frecuencia”. Los osciloscopios normales muestran la señal en el “dominio tiempo”. Esta representación temporal no tiene mucha información acerca de las frecuencias que componen la señal, excepto en el caso de ondas seno limpias.

Un *lock-in* multiplica la señal por una onda seno pura a la frecuencia de referencia. Todos los componentes de la señal de entrada están multiplicados por la referencia simultáneamente.

Matemáticamente hablando, la onda seno de diferentes frecuencias es ortogonal, esto es, el promedio del producto de dos ondas seno es cero a menos que las frecuencias sean exactamente las mismas. El producto de esta multiplicación da una señal de salida de CC proporcional al componente de la señal cuya frecuencia es exactamente la misma que la frecuencia de referencia por estar enganchada con esta última. El filtro pasabajos que sigue al multiplicador provee el promedio que separa los productos de la referencia de los componentes de todas las demás frecuencias.

Un amplificador *lock-in* mide la componente simple de la señal de Fourier (seno) a la frecuencia de referencia, porque multiplica la señal con una onda seno pura. Por ejemplo: supongamos que la señal de entrada es una onda cuadrada de frecuencia f . La onda cuadrada está compuesta por múltiples ondas seno de f con amplitudes y fases relativas.

A $2 V_{pp}$ una onda cuadrada puede ser expresada como:

$$S(t) = 1.273 \text{ sen}(\omega t) + 0.4244 \text{ sen}(3\omega t) + 0.2546 \text{ sen}(\omega t) + \dots$$

donde $\omega = 2\pi f$. El *lock-in*, enganchado a f tendrá como salida el primer componente. La

señal medida será de $1.273\text{sen}(\omega t)$, no los $2V_{pp}$ que serían medidos con un osciloscopio. En el caso general, la entrada consiste de la señal que nos interesa mezclada con ruido, que no nos interesa. El ruido es representado como señales que varían en todas las frecuencias. Un *lock-in* ideal sólo respondería al ruido a la frecuencia de referencia. El ruido a otras frecuencias es anulado por el filtro pasabajos seguido por el multiplicador.

Este “ancho de banda estrecho” es la primer ventaja que provee un amplificador *lock-in*. En la salida sólo resultan entradas con frecuencias a la frecuencia de referencia.

5.7 Reserva dinámica

El término de “Reserva Dinámica” es frecuente en discusiones donde se habla de amplificadores *lock-in*. Asumimos que la entrada de un *lock-in* consiste en una señal a fondo de escala a la frecuencia de referencia más una componente de ruido a alguna otra frecuencia. La definición tradicional de reserva dinámica es la relación de la mayor señal de ruido tolerable a fondo de escala expresado en dB.

Por ejemplo, si el fondo de escala es en $1 \mu\text{V}$, entonces la reserva dinámica de 60 dB significa que en la entrada se puede tolerar 1 mV sin sobrecarga. El problema con esta definición es la palabra “tolerar”. Claramente el ruido en el límite de la reserva dinámica no debe causar sobrecarga ni en el instrumento, ni en la señal de entrada amplificada, ni en el PSD, ni en el filtro pasabajos o en el amplificador de CC. Esto se logra ajustando la distribución de ganancia. Para mejorar una alta reserva dinámica la señal de entrada de ganancia debe establecerse en un valor bajo, entonces el ruido no produciría sobrecarga. Esto significa que la señal en el PSD sería muy pequeña. El pasabajos filtra la mayoría de las componentes de ruido de la salida del PSD, lo cual permite que la componente remanente de CC sea amplificada como para alcanzar 10 V de fondo de escala. No hay problema en que el amplificador de entrada esté con baja ganancia. Sin embargo, como discutimos previamente, los *lock-in* analógicos tienen problemas con la reserva a raíz de la linealidad del PSD, con el *offset* de CC del PSD y del amplificador de CC. En *lock-in* analógicos, señales de ruido grandes pueden perturbar la medida en alguna forma.

El problema más común es un error de CC causado por la señal de ruido. Esto puede aparecer como un *offset* y como error de ganancia. Ya que ambos efectos son

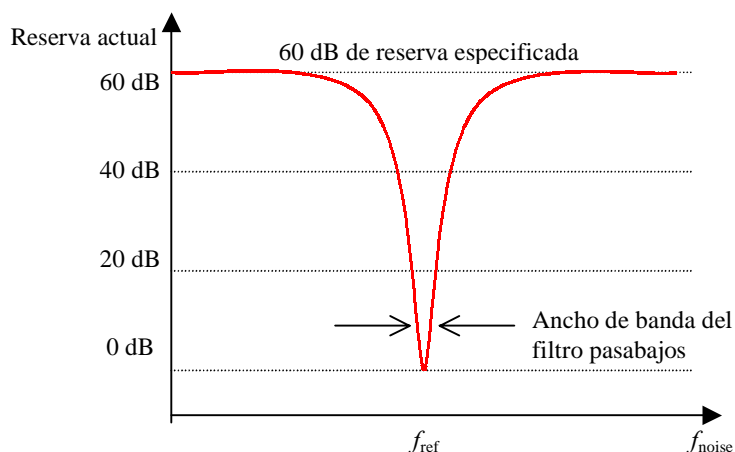
dependientes de la amplitud de ruido y de la frecuencia, no puede haber un *offset* a cero en todos los casos ya que limitaría la exactitud en la medida.

La mayoría de los *lock-in* definen ruido tolerable como niveles de ruido que no afectan la salida más que en un pequeño porcentaje de fondo de escala.

Esto es más riguroso que el simple problema de no sobrecargar.

Otro efecto indeseado de la alta reserva dinámica es el de generar ruido y provocar deriva en la salida. Esto se produce porque la salida de CC del amplificador está sometida a muy alta ganancia, entonces una baja frecuencia de ruido y *offset* provocan una perturbación en la entrada en el PSD o en el amplificador de CC que aparecerá magnificada en la salida. El ruido es más tolerable que los errores de deriva ya que incrementando la constante de tiempo se puede atenuar. La deriva de CC en un *lock-in* analógico es usualmente del orden de las 1000 ppm/°C usando 60 dB de reserva dinámica. Esto significa que el punto cero se mueve un 1 % de fondo de escala sobre una variación de temperatura de 10 °C. Éste es considerado generalmente el límite tolerable.

Finalmente, la reserva dinámica depende de la frecuencia de ruido. Claramente el ruido que esté a la frecuencia de referencia llegará a la salida sin atenuación. Entonces la reserva dinámica a f_{ref} es 0 dB. A medida que la frecuencia de ruido se aleje de la de referencia, la reserva dinámica se incrementará ya que el filtro pasabajos después del PSD atenúa las componentes de ruido. La salida del PSD está a $f_{noise}-f_{ref}$. La razón por la cual la reserva se incrementa depende de la característica del filtro pasabajos: constante de tiempo y *roll off*. La reserva aumenta a medida que aumenta el *roll off* del filtro. Esto es porque filtros de 24 dB/oct son mejores que de 12 dB/oct. Cuando la frecuencia de ruido está lejos, la reserva es limitada por la distribución de ganancia y el nivel de sobrecarga de cada elemento de ganancia. Este nivel de reserva es el de reserva dinámica referida a las especificaciones.



- Fig. 5 En el gráfico de arriba se representa la reserva actual vs. la frecuencia de ruido. -

En algunos instrumentos, la señal de entrada se atenúa a frecuencias que están lejanas y fuera del rango de operación del *lock-in* ($f_{\text{noise}} \gg 100 \text{ kHz}$). En estos casos, la reserva puede ser mayor para estas frecuencias que para las del rango de operación. Pero si fuese posible eliminar ruido a frecuencias alejadas de la de referencia no se necesitaría un *lock-in*. El *lock-in* se utiliza cuando las frecuencias de ruido están cerca de la señal. Entonces es más importante la reserva dinámica cuando el ruido está dentro del rango de operación.

5.7.1 Reserva dinámica en *lock-in* digitales

Los *lock-in* que cuentan con PSD no sufren errores de CC causados por grandes señales de ruido. La reserva dinámica puede ser incrementada por encima de 100 dB sin aumentar el error de medición. Señales de ruido grandes no causan errores de salida del PSD. Una ganancia de CC grande no resulta en una deriva incrementada en la salida.

De hecho, la única desventaja en utilizar ultra alta reserva dinámica ($>60 \text{ dB}$) es el incremento del ruido en la salida debido al ruido del conversor *A/D*. Este incremento en el ruido en la salida sólo está presente cuando la reserva dinámica se incrementa por encima de 60 dB y sobre la reserva mínima. (Si la reserva mínima es de 80 dB, entonces el hecho de incrementar a 90 dB puede incrementar el ruido. Como discutiremos próximamente, la reserva mínima no tiene ruido incrementado en la salida, no importa cuan grande sea).

Para establecer una escala, la salida de ruido a 100 dB de reserva dinámica será sólo medible cuando la señal de entrada esté referida a tierra. Hagamos un simple experimento. Si la referencia del *lock-in* es a 1 kHz y se aplica una gran señal a 9.5 kHz y dicha señal se incrementa de forma tal que se sobrepasa el límite de reserva dinámica (más de 100 dB a fondo de escala) se reflejará ruido de 1 kHz en la salida. El espectro de cualquier generador de onda seno tiene un piso de ruido, esto significa que siempre hay algún nivel de ruido para todas las frecuencias. Entonces a pesar de que la señal aplicada es de 9.5 kHz, habrá ruido en todas las otras frecuencias, incluyendo la de referencia del *lock-in* de 1 kHz. Este ruido será detectado por el *lock-in* y aparecerá en la salida. Este ruido en la salida será típicamente más grande que el propio ruido del *lock-in*. De hecho, todas las señales tienen un piso de ruido el cual podría dominar el ruido en la salida del *lock-in*. Por supuesto, las señales de ruido son generalmente mucho más ruidosas que generadores de onda seno pura y tendrán un mayor piso de banda de ruido.

Si el ruido no alcanza la reserva límite, el propio ruido del *lock-in* podría volverse detectable a niveles de reservas ultra altos. En este caso, habría que disminuir la reserva dinámica con lo que se decrementaría la ganancia en CC produciendo a su vez, una disminución en la salida de ruido también. En general, no hay que preestablecer la reserva dinámica a un valor mayor que el necesario. Del mismo modo no tiene sentido utilizar ultra alta reserva cuando virtualmente no estamos presencia de ruido.

La dependencia de la frecuencia de la reserva dinámica es inherente a la técnica de detección que utilice el *lock-in*. Si estuviera provisto de varias etapas de filtro pasa bajos, entonces puede incrementarse la reserva dinámica cerca de la frecuencia de referencia. En la práctica se especifica la reserva para señales de ruido en el rango de operación del *lock-in*, i.e. frecuencias menores que 100 kHz. La reserva a altas frecuencias es más alta pero generalmente no es útil.

5.7.2 Mínima reserva dinámica

Un *lock-in* digital siempre tiene una mínima cantidad de reserva dinámica. Esta reserva mínima cambia con la sensibilidad (ganancia) del instrumento. A alta ganancia (por ej.: sensibilidad de fondo de escala de 50 μ V y menos), la mínima reserva dinámica se incrementa desde 37 dB al mismo tiempo que aumenta la razón de sensibilidad. Por

ejemplo, la mínima reserva a $5 \mu\text{V}$ de sensibilidad es de 57 dB. En muchos *lock-in* analógicos, la reserva puede ser menor. ¿Por qué no puede trabajar con una reserva menor a esta sensibilidad?

La respuesta podría contestarse con otra pregunta: ¿Para que se necesita menor reserva?. En *lock-in* analógicos, menor reserva significa menor error y deriva en la salida. En un *lock-in* digital mayor reserva no incrementa la deriva ni el error en la salida. Mayor reserva puede producir el efecto de incrementar el ruido a la salida.

Sin embargo, si la ganancia de la señal analógica antes del conversor *A/D* es suficientemente alta, entonces el ruido de $5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ de la señal de entrada será amplificado a un nivel mayor que la entrada de ruido del conversor *A/D*. A este punto, el ruido detectado reflejará el actual ruido de la señal de entrada y no el ruido del conversor *A/D*. Incrementando la ganancia analógica (disminuyendo la reserva) no se reducirá el ruido en la salida. Entonces, no hay ninguna razón para disminuir la reserva. A una sensibilidad de $5 \mu\text{V}$, la ganancia analógica es suficientemente alta como para que el ruido del conversor *A/D* no sea un problema. Sensibilidades debajo de $5 \mu\text{V}$ no requieren mayor ganancia ya que la relación señal ruido no será mejorada. Un *lock-in* digital no incrementa la ganancia debajo de $5 \mu\text{V}$ de sensibilidad, en cambio, la reserva mínima se incrementa. Por supuesto, la ganancia de entrada puede ser disminuida y la reserva aumentada, en tal caso el ruido del conversor *A/D* puede ser detectado en ausencia de señal en la entrada.

Un *lock-in* puede medir señales tan pequeñas como de unos pocos nV. Se requiere una señal amplificada de bajo nivel de ruido para que el conversor *A/D* pueda digitalizarla sin degradar la relación señal-ruido.

5.7.3 Reserva dinámica en *lock-in* analógicos

Debido a las limitaciones de sus PSD los amplificadores *lock-in* analógicos deben usar diferentes técnicas para mejorar su reserva dinámica. Una de las técnicas más comunes es el uso de prefiltros analógicos pasabanda sintonizables. Los filtros son diseñados para seguir a la frecuencia de referencia. Si una señal interferente es atenuada por un filtro antes de que alcance la entrada del *lock-in*, la reserva dinámica del *lock-in* se incrementará. Hay modelos en los que se puede aumentar la reserva dinámica en 20

dB utilizando en la entrada un filtro pasabanda. Por supuesto que estos filtros agregan su propio ruido, y contribuyen con error de fase, por lo que solamente deben ser utilizados cuando sean necesarios.

La ganancia total (CA y CC) es determinada por la sensibilidad. La distribución de la ganancia (CA versus CC) es establecida por la reserva dinámica.

5.8 Ruido de entrada

Si para un modelo determinado la entrada de ruido de la señal amplificada es de alrededor de $5nV_{rms}/\sqrt{Hz}$ y para otros modelos de $7nV_{rms}/\sqrt{Hz}$. ¿Qué significa la figura de ruido? Hagamos un experimento. Si un amplificador tiene $5nV_{rms}/\sqrt{Hz}$ de entrada de ruido y una ganancia de 1000, entonces la salida será de $5\mu V_{rms}/\sqrt{Hz}$ de ruido. Supongamos que la salida amplificada es filtrada por un simple RC pasa bajos (de 6 dB/oct de *roll off*) con constante de tiempo de 100 ms.

Para analizar cómo será el ruido en la salida del filtro debemos considerar que el ruido en la entrada del amplificador así como también el ruido Johnson de las resistencias son de naturaleza Gaussiana. Esto significa que la cantidad de ruido es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda en el cual dicho ruido es medido. Un filtro RC de una etapa tiene un ancho de banda equivalente de ruido (ENBW) de $1/4\tau^{-1}$ donde τ es la constante de tiempo (R.C). Esto significa que el ruido Gaussiano en la entrada del filtro es filtrado con un efectivo ancho de banda igual al ENBW. En este ejemplo, el filtro ve $5\mu V_{rms}/\sqrt{Hz}$ de ruido en su entrada. Tiene un ENBW de $1/(4 \times 100ms)$ de 2.5 Hz. La tensión de ruido en la salida del filtro será de $5\mu V_{rms}/\sqrt{Hz} \times \sqrt{2.5Hz} = 7.9\mu V_{rms}$. Para el ruido Gaussiano, el ruido pico a pico es alrededor de 5 veces el ruido rms. Por lo tanto, la salida tendrá 40 μV_{pp} de ruido.

El ruido de entrada para un *lock-in* puede ser analizado de la misma manera. Para sensibilidades menores de 5 μV a fondo de escala, la entrada de ruido determinará la salida de ruido (a mínima reserva).

La cantidad de ruido en la salida es determinada por el ENBW del filtro pasa bajos. El ENBW depende de la constante de tiempo y del roll off del filtro. Por ejemplo, supongamos que el *lock-in* se configura para 5 μV de fondo de escala con 100 ms de constante de tiempo y 6 dB/oct de *roll off* de filtro. El *lock-in* medirá la entrada de ruido

con un ENBW de 2.5 Hz. Esto podría verse reflejado en la entrada como $7.9 \text{ nV}_{\text{rms}}$. En la salida, esto representa cerca del 0.16 % a fondo de escala ($7.9 \text{ nV}/5\mu\text{V}$).

El ruido pico a pico será de alrededor del 0.8 % a fondo de escala.

Todo esto asumiendo que la señal de entrada es manejada desde una fuente de baja impedancia. Las resistencias tienen ruido de Johnson igual a $0.13 \times \sqrt{R} \cdot \text{nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$. Hasta una resistencia de 50Ω tiene al menos $1 \text{ nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$ de ruido. Para determinar el ruido total de las múltiples fuentes hay que tomar la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las figuras individuales de ruido. Por ejemplo, si se utiliza una impedancia de fuente de $2 \text{ k}\Omega$, el ruido de Johnson será de $5.8 \text{ nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$. El ruido total de entrada será $[5^2 + 5.8^2]^{1/2}$ o bien $7.7 \text{ nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$.

5.8.1 Fuentes de ruido

¿Cuál es el origen del ruido que estamos discutiendo?

Hay dos tipos de ruido: intrínseco y externo. Ruidos intrínsecos como el Johnson y el Shot son inherentes a todos los procesos físicos. A pesar de que no se hará un análisis profundo de las fuentes de ruido intrínseco, es conveniente conocer su naturaleza para poder minimizar los efectos que pudieran causar. Las fuentes de ruido externas son aquellas que se hallan en el entorno, como líneas de potencia y estaciones de radio, etc. El efecto de estas fuentes de ruido puede ser minimizado con una muy cuidadosa atención a la puesta a tierra de los circuitos, apantallamientos y otros aspectos experimentales del diseño. Para profundizar el tema puede consultarse el **Apéndice A**.

5.9 Conclusión

Para medir una señal débil que se encuentra enmascarada por ruido (intrínseco o extrínseco), es necesario elegir un método capaz de resolver la señal en forma utilizable.

Para obtener la señal de un sistema muy ruidoso el método de CC es inadecuado.

El amplificador *lock-in*, con señal de referencia y comparación con la señal ruidosa permite mejorar la resolución de la medida en varios órdenes de magnitud sin presentar ventajas dignas mencionar.

