Unidad temática 5:
Tema 2

AMPLIFICADORES LOCK IN

APUNTE TEÓRICO

Profesor: Ing. Aníbal Laquidara.
J.T.P.: Ing. Isidoro Pablo Perez.
Ay. Diplomado: Ing. Carlos Díaz.
Ay. Diplomado: Ing. Alejandro A. Giordana

URL: http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/electronicos2/

AMPLIFICADOR LOCK-IN (como combatir el ruido)

El principio del amplificador lock-in es el de tratar a la señal de modo que pueda ser fácilmente diferenciada del ruido. Significa esto que la componente de ruido pueda ser filtrada aun cuando esta sea muchas veces más intensa que la señal misma. Por definición, el ruido consiste en oscilaciones aleatorias irregulares con un amplio rango de frecuencias cambiando constantemente. Si la señal de interés está acoplada a una portadora de frecuencia y fase definidas, es posible separar a esta señal de la componente de ruido. Esto requiere una frecuencia de referencia ω_{ref} para la señal portadora

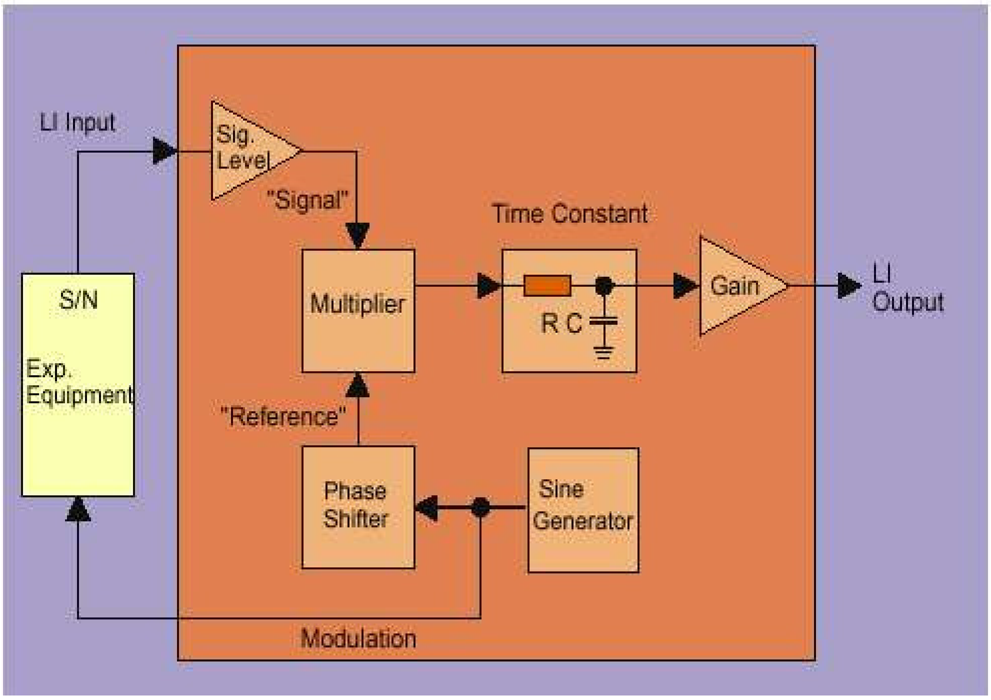


Figura 1: Diagrama esquemático de un amplificador Lock-In

Los principales componentes del amplificador lock-in son:

Un multiplicador

Un filtro pasabajos RC o integrador

Un circuito desfasador

Generalmente se incluye un generador senoidal como fuente de referencia.

La señal a detectar es multiplicada por la de referencia e integrada en el tiempo con una constante de tiempo RC que puede fijarse en n veces el período de la señal de referencia: RC=nT. La combinación de multiplicador y filtro actúa en modo muy diferente a un simple filtro pasabajos.

El desfasador desplaza la fase de la referencia con respecto a la señal y debe ajustarse entre 0º y 180º para obtener la máxima salida.

Algún parámetro del experimento externo es modulado por la referencia a la frecuencia ω_{ref}, por consiguiente, la salida del experimento contiene a esta frecuencia más el ruido propio. El multiplicador y filtro constituyen un detector sensible a fase DSF y la señal de referencia puede ser una onda cuadrada.

El esquema de la figura 1 contiene los elementos esenciales de un amplificador lock-in.

La Función Correlación

La clave para entender el funcionamiento básico del amplificador Lock-In está en el comportamiento de la función correlación

$$R(\delta) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\cdot g(t+\delta)dt$$

Tenemos el producto de dos funciones dependientes del tiempo con un parámetro de tiempo δ que varía entre 0 e ∞. R es un número que indica la correlación entre f y g y será cero si ellas son completamente independientes entre sí.

Para conocer el valor de la integral sin esperar hasta ∞, R se vuelve un valor dependiente del límite de integración T.

$$R(\delta, T) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\cdot g(t+\delta)dt$$

En el caso de señales muy débiles de un experimento, g(t), con una gran cantidad de ruido superpuesto, esta relación permite ver la correlación entre g(t), en un tiempo δ, con una señal "conocida" f(t), llamada referencia.

El problema es hacer que el experimento responda a esta frecuencia de referencia. Esto se puede lograr modulando algún parámetro del experimento con esta frecuencia de referencia (ωref o portadora en la figura 1).

El caso más simple es el de usar una función armónica como referencia

$$f(t) = b.\text{sen}(\varpi_0 t) \ \text{ y } \ \varpi_0 \text{ es la } \omega\text{ref}$$

si los parámetros experimentales del sistema se modulan con esta frecuencia, el experimento también va a responder con señales que contienen esta frecuencia:

$$g(t) = a.\text{sen}(\varpi_0 t + \Delta) \qquad \cancel{\text{más armónicas}}$$

aquí a es la señal incógnita que estamos buscando y Δ es el desplazamiento de fase entre la señal de referencia y la que estamos midiendo, causado por los retardos dentro del sistema experimental.

Esta señal ahora podrá ser detectada con la función correlación, porque este es el procedimiento que aplica el amplificador Lock-In: detectar señales débiles periódicas inmersas totalmente en ruido.

Como las funciones tienen básicamente la misma forma bajo la integral, se denomina autocorrelación a:

$$\textbf{(0.1)} \qquad R(nT, \Delta) = \frac{ab}{nT}\int_0^{nT} \text{sen}(\omega t)\text{sen}(\omega t + \Delta)dt$$

y el tiempo límite de integración es nT, con T el período de ϖref, y n un número finito de períodos.

También examinaremos el comportamiento de la función anterior con respecto a su respuesta en frecuencia variando la frecuencia de la función "señal" g(ϖt) con respecto a la función "referencia" f(ϖot), o sea investigaremos la salida de la función correlación cruzada:

$$R(nT_0, \omega, \omega_0) = \frac{ab}{nT_0}\int_0^{nT_0} sen(\omega_0 t)\cdot sen(\omega t)dt$$

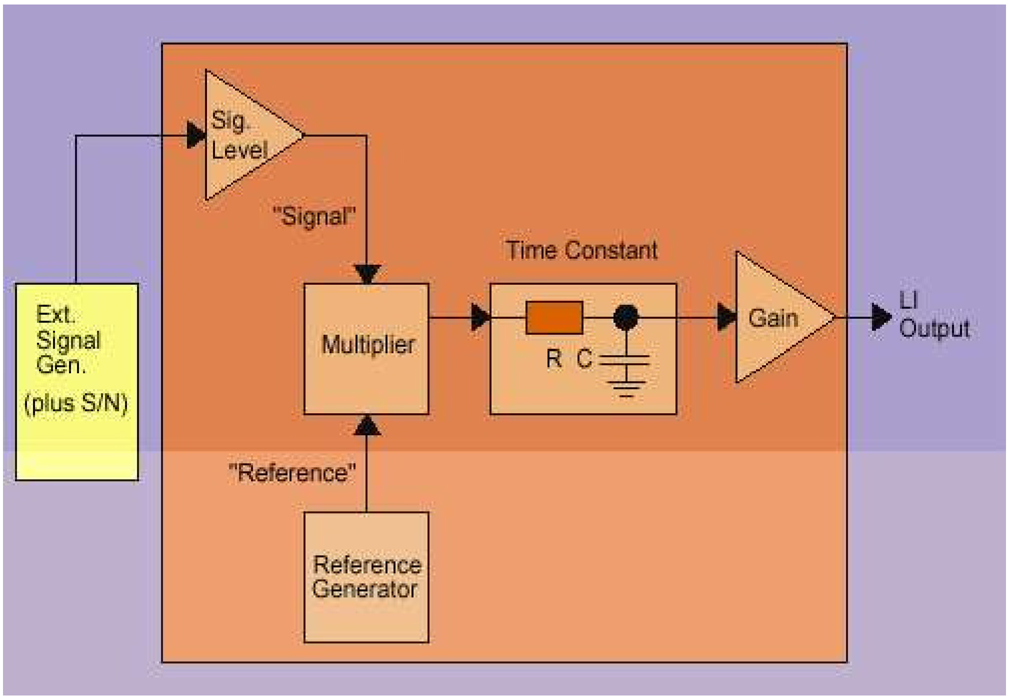


Figura 2: Implementación de la función correlación

En la fórmula (1.1), si las frecuencias no son iguales, no tiene importancia el desfasaje Δ y podría tomar cualquier valor, p.ej cero.

De acuerdo a la figura 2, para ver la salida del correlador cruzado, se emplean generadores de frecuencias diferentes y se supone un ruido incorporado a la fuente de señal (S/N). En las figuras se observan, también, amplificadores de señal a la entrada del multiplicador y a la salida del integrador, que permiten ajustar los niveles para su mejor observación.

En una implementación real del amplificador lock-In, como la de la figura 1, si la magnitud experimental está modulada por la frecuencia de referencia (enganchada o locked-in) y se cumple la relación expresada en (1.1), la salida tendrá una forma como la siguiente:

$$\textbf{(0.2)} \quad U_{sal} = \frac{a}{\sqrt{2}}.\frac{b}{\sqrt{2}}.\cos\Delta$$

O sea un valor de tensión continua (o de baja frecuencia) donde a es la amplitud de la señal incógnita y b la referencia y Δ la diferencia de fase entre ambas. Si se asigna a b el valor unitario y se consigue anular la diferencia de fase entre las señales, la salida será directamente el valor eficaz de la tensión buscada.

¿Dónde está el ruido?, aunque hasta ahora consideramos en la función correlación sólo dos señales sinusoidales puras, en los experimentos reales la función g(t) tendrá, además una componente de ruido, de modo que g(t) → g(t) + r(t), siendo esta última de naturaleza aleatoria. La simple superposición lineal de estas señales producirá dos funciones correlación: una con la señal: f(t)*g(t) y otra con el ruido: f(t)*r(t). De estas componentes, solo habrá salida en aquellas en que las frecuencias coincidan, mientras que en la de la referencia con el ruido, cuyas frecuencias (ruido blanco) son independientes de la de referencia, la correlación tenderá a cero con la integración, o lo mismo, con la reducción de la banda pasante del DSF.

El Analizador Lock-In

Como se vio en la parte anterior, la salida del amplificador lock-in depende del coseno de la fase entre las entradas de "señal" y de "referencia" al DSF. Para obtener la máxima salida se debe ajustar adecuadamente. Pero ¿cómo obtener esta fase cuando la señal de entrada es muy pequeña y oculta por el ruido?

Podemos probar del siguiente modo: tomando una fase inicial cualquiera, la ajustamos hasta que la salida sea cero. Luego variamos +/- 90º y allí estará el máximo, con cosΔ=1. Este era el procedimiento manual hasta que se inventó el Analizador Lock-In.

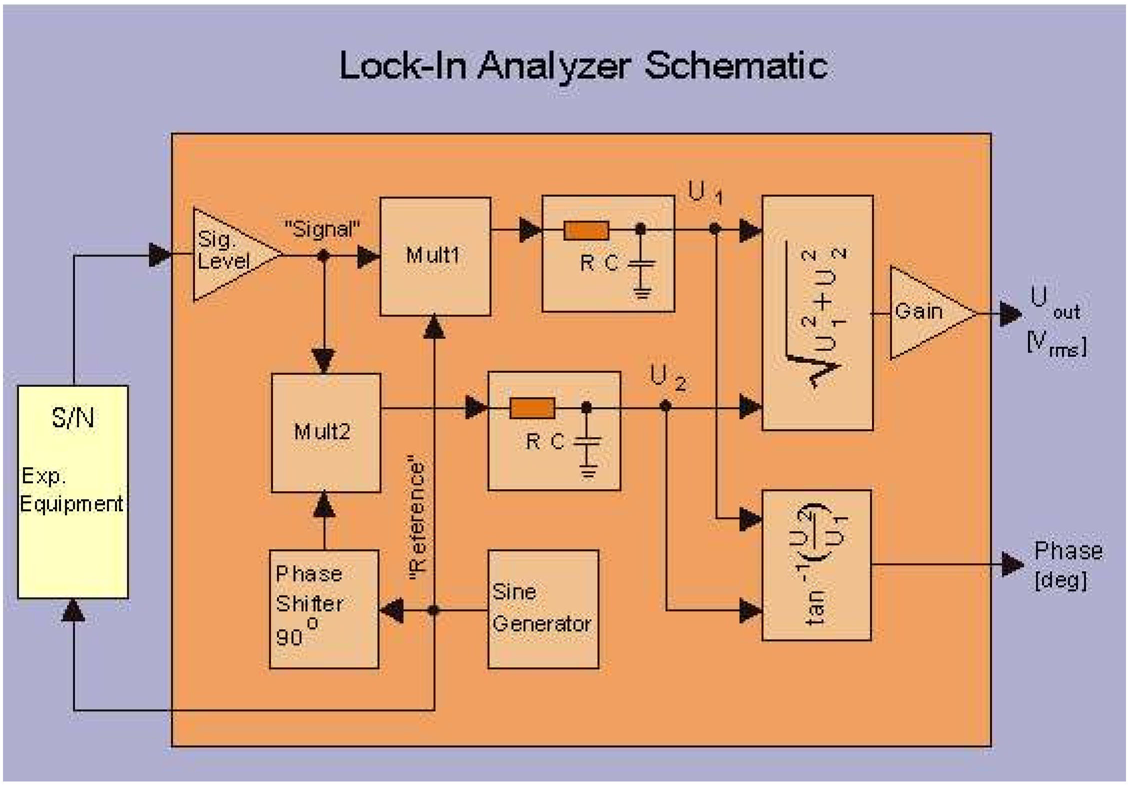


Figura 3: Analizador Lock-In

Como se vio en la parte 2, la función correlación (1.1)

$$R_1(\Delta) = \frac{ab}{nT}\int_0^{nT} \mathrm{sen}(\omega t)\,\mathrm{sen}(\omega t + \Delta)\,dt$$

produce una salida, después del DSF

$$R_1(\Delta) = U_1 = \frac{ab}{2}.\cos\Delta$$

Si ahora desplazamos el ángulo Δ de la función referencia en una cantidad +- π/2, podemos usar nuevamente esta función en nuestro correlador:

$$R_2(\Delta) = \frac{ab}{nT}\int_0^{nT} \mathrm{sen}(\omega t)\mathrm{sen}(\omega t + \Delta \pm \frac{\pi}{2})dt$$

El resultado será:

$$R_2(\Delta) = U_2 = \pm\frac{ab}{2}.\mathrm{sen}\Delta$$

Ahora podemos calcular la salida del amplificador lock-in con U1 y U2

$$U_{sal} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2} = \sqrt{(\frac{ab}{2})^2.(\cos^2\Delta + \mathrm{sen}^2\Delta)} = \frac{a}{\sqrt{2}}.\frac{b}{\sqrt{2}} = a(rms).b(rms)$$

también: $\tan\Delta = \frac{\mathrm{sen}\Delta}{\cos\Delta} = \frac{U_2}{U_1}$ **y** $\Delta = \tan^{-1}(\frac{U_2}{U_1})$

Si la amplitud de la referencia se ajusta a 1 V rms, la tensión de salida Usal será directamente el valor a(rms) sin ningún problema de fase. Las operaciones matemáticas son realizadas por circuitos integrados especializados (conversores multifunción) como el 4302 de Burr-Brown.

ANCHO DE BANDA DEL AMPLIFICADOR LOCK-IN

La salida del filtro pasabajos no diferencia si los productos del batido de señales de entrada se producen por +Δf o -Δf respecto a la frecuencia de referencia, por eso hay un "plegado" del espectro de entrada 2 Δf respecto a un Δf a la salida del filtro.

Ejemplo 1: Si la fref=199 Hz y la señal fs=198Hz,

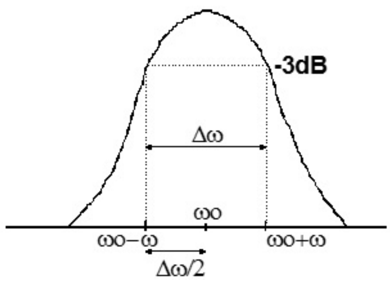
Los productos son: fref-fs= 1 Hz y fref+fs= 397 Hz

Después del filtro fsal= 1 Hz.

Ejemplo 2: Si la fref=199 Hz y la señal fs=200 Hz

Los productos son: fs-fref= 1 Hz y fs+fref= 399 Hz

Después del filtro fsal= 1 Hz.



Vemos que el filtro RC dejará pasar ambos productos, ya sean estos debidos a la fs= 198 Hz, o a la fs= 200 Hz, lo que nos indica que el ancho de banda total del amplificador lock-in será:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi}(\frac{2}{RC}) = \frac{1}{\pi RC}$$

Ejemplo 3: Con un filtro de ±1 Hz (Δf=2Hz), RC=1/2π=0,159 s. Q=fo/Δf=199/2 Q≅100

Si se elige una constante RC=100 s, Δf=1/314=0,00318 Hz, Q=fo/Δf=199/0,00318 Q=62486.