



Notas de curso

MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN SENSIBLE A LA FASE APLICADO AL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES EN SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN

Dr. Asur Guadarrama Santana

23/02/2021

Dirección General de Personal Académico (DGAPA-UNAM)

Financiamiento externo (Proyecto PPIME PE-107319)

MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN SENSIBLE A LA FASE APLICADO AL ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES EN SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN

Dr. Asur Guadarrama Santana

ICAT-UNAM, Laboratorio de Sensores, Departamento de
Instrumentación Científica e Industrial

Resumen

Estas notas forman parte del curso de Electrónica para Sensores del posgrado de Ingeniería Eléctrica en el campo disciplinario de Instrumentación. Los temas que abarcan las notas del curso son conceptos teóricos de modulación y demodulación síncrona o coherente como parte del acondicionamiento electrónico de señales eléctricas aplicadas a sistemas de instrumentación. Estos conceptos son la base de sistemas de medición de señales eléctricas complejas y sistemas de medición de bajo ruido los cuales son utilizados en equipos de instrumentación científicos e industriales comerciales. Los temas tratados en las notas de curso no son exclusivos para el posgrado también pueden ser utilizados en áreas a fines de cursos de licenciatura en Ingeniería Eléctrica. Las notas están formadas por información recopilada de libros especializados de instrumentación, telecomunicaciones y artículos técnicos. Además se anexan los resultados obtenidos con un simulador de un demodulador síncrono implementado con Simulink con el fin de compararlos con los resultados teóricos mostrados en las notas.

ÍNDICE

Introducción.....	4
1.- Propiedad del desplazamiento en la frecuencia.....	4
2.- Modulación-Demodulación en Amplitud.....	5
3.- Técnicas de traslación de frecuencia.....	7
4.- Demodulación (detección) de señales moduladas en amplitud con portadora suprimida.....	9
5.- Modulación-Demodulación en amplitud aplicada en sensores.....	10
6.- Detección de envolvente.....	13
7.- Detección coherente.....	14
8.- Demodulador síncrono conmutado.....	16
9.- Detectores de fase conmutados.....	18
Bibliografía.....	19
Anexo.....	20
(Simulación de un demodulador síncrono por medio de la multiplicación de dos señales senoidales)	

Introducción

En instrumentación electrónica algunas veces es necesario detectar señales temporales de baja frecuencia provenientes de elementos sensores y/o transductores en función de alguna variable física de interés. Sin embargo, cuando estas señales eléctricas son muy pequeñas el ruido presente puede afectar la detección de estas hasta el grado de quedar por debajo del nivel de ruido presente, en otras palabras, degradando la relación señal a ruido e impidiendo alcanzar un nivel aceptable para poder ser acondicionadas electrónicamente y consecuentemente poder ser procesadas con el fin de obtener datos confiables en la medición de la variable física en estudio.

Una de las técnicas utilizadas para mejorar esta situación es la modulación de señales, la cual se encarga de trasladar la señal eléctrica detectada a otra frecuencia mayor en donde no se presente el ruido característico de baja frecuencia ($1/f$), por ejemplo. Cuando utilizamos una señal alterna a cierta frecuencia como señal de excitación en un elemento sensor, su respuesta a una variable física temporal en estudio debe ser más lenta que la velocidad angular de la señal de excitación para que se pueda aplicar la técnica de modulación, utilizada principalmente en comunicaciones eléctricas. Desde la perspectiva de la instrumentación, la señal de excitación se comportaría como la portadora y la señal de respuesta del sensor a una variable física temporal determinada sería la moduladora, de esta forma la señal de salida del sensor sería la portadora modulada. Por supuesto, para recuperar la información (moduladora) en función de la variable física de interés se tiene que utilizar la técnica de demodulación, en este caso se explicará a detalle la demodulación síncrona o coherente. Está claro que estas técnicas utilizadas en comunicaciones eléctricas son muy requeridas en instrumentación y que forman parte del acondicionamiento electrónico de señales eléctricas provenientes de elementos sensores y/o transductores, principalmente cuando se requiere incrementar la relación señal a ruido del sistema de medición.

1. Propiedad del desplazamiento en la frecuencia

Este teorema establece que un desplazamiento de ω_0 en el dominio de la frecuencia equivale a multiplicar por $e^{j\omega_0 t}$ en el dominio del tiempo. Es evidente que la multiplicación por el factor $e^{j\omega_0 t}$ traslada todo el espectro de frecuencia $F(\omega)$ en la cantidad ω_0 . Por eso, a este teorema también se le llama *teorema de la traslación de frecuencia*.

Si

$$f(t) \leftrightarrow F(\omega), \quad (1)$$

entonces

$$f(t)e^{j\omega_0 t} \leftrightarrow F(\omega - \omega_0). \quad (2)$$

En los sistemas de comunicación, muy a menudo hay que trasladar el espectro de frecuencia. Esto se suele llevar a cabo multiplicando la señal $f(t)$ por una señal sinusoidal. El proceso se llama *modulación*. Puesto que se puede expresar una señal sinusoidal como suma de exponenciales, es claro que la multiplicación de la señal $f(t)$ por una señal sinusoidal (modulación) trasladará todo el espectro de frecuencias. Esto se demuestra fácilmente si se observa la identidad

$$f(t) \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} [f(t)e^{j\omega_0 t} + f(t)e^{-j\omega_0 t}]. \quad (3)$$

Por el teorema de traslación de frecuencia, se deduce que, si

$$f(t) \leftrightarrow F(\omega)$$

entonces

$$f(t) \cos \omega_0 t \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(\omega + \omega_0) + F(\omega - \omega_0)]. \quad (4a)$$

De igual manera, se puede demostrar que

$$f(t) \sin \omega_0 t \leftrightarrow \frac{1}{2j} [F(\omega + \omega_0) - F(\omega - \omega_0)]. \quad (4b)$$

Es así como el proceso de la modulación traslada el espectro de frecuencias en la cantidad $\pm \omega_0$. En la figura 1, se muestra un ejemplo de la traslación de frecuencia producida por la modulación. La ecuación 4 (a y b) también se conoce con el nombre de teorema de la modulación [1].

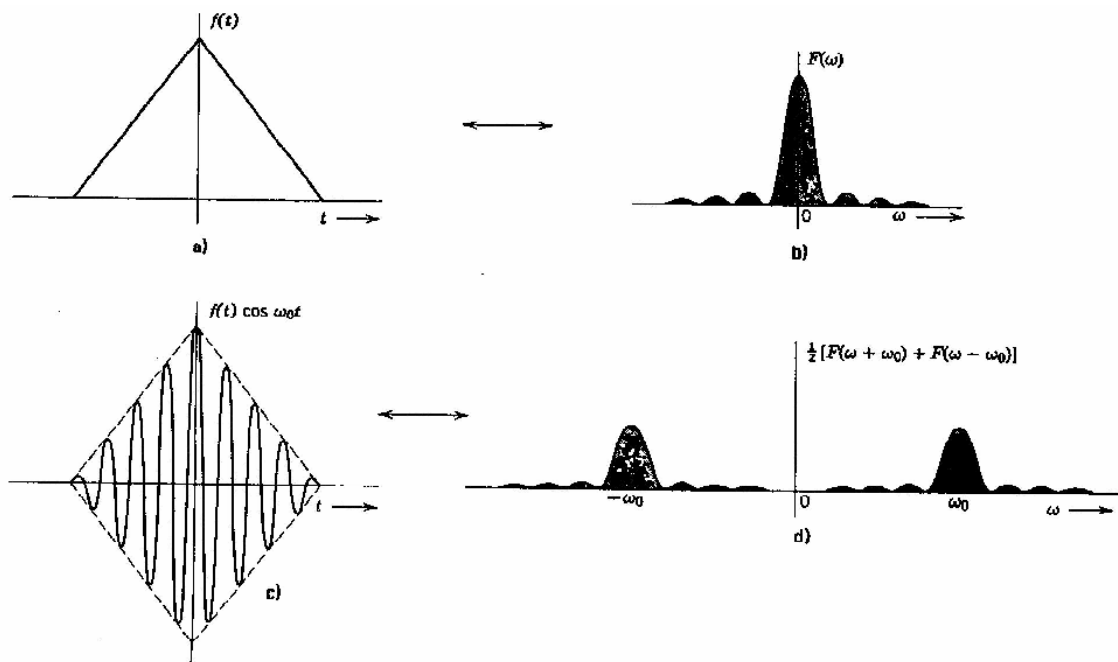


Figura 1. Efecto de la modulación en el espectro de frecuencias.

2. Modulación-Demodulación en Amplitud

En esencia, en esta técnica se traslada el espectro de frecuencia de la señal que se va a transmitir, al multiplicarlo por una señal sinusoidal cuya frecuencia corresponde a la traslación requerida. Por el teorema de la modulación (ecuación 4a) es evidente que el espectro de $f(t) \cos \omega_c t$ es el mismo que el de $f(t)$, pero trasladado en $\pm \omega_c$ radianes por segundo, figura 2(e).

A la señal $\omega_c t$ se la llama portadora. La multiplicación de $\cos \omega_c t$ por $f(t)$ equivale a variar la amplitud de la portadora en proporción a $f(t)$. Se dice que la señal portadora $\cos \omega_c t$ es modulada por la señal moduladora $f(t)$. Este modo de transmisión se conoce como modulación en amplitud con portadora suprimida (AM-PS), debido a que la señal modulada $f(t) \cos \omega_c t$ no contiene la señal portadora adicional; dicha portadora queda suprimida. A este sistema se le llama simplemente sistema de amplitud modulada (AM).

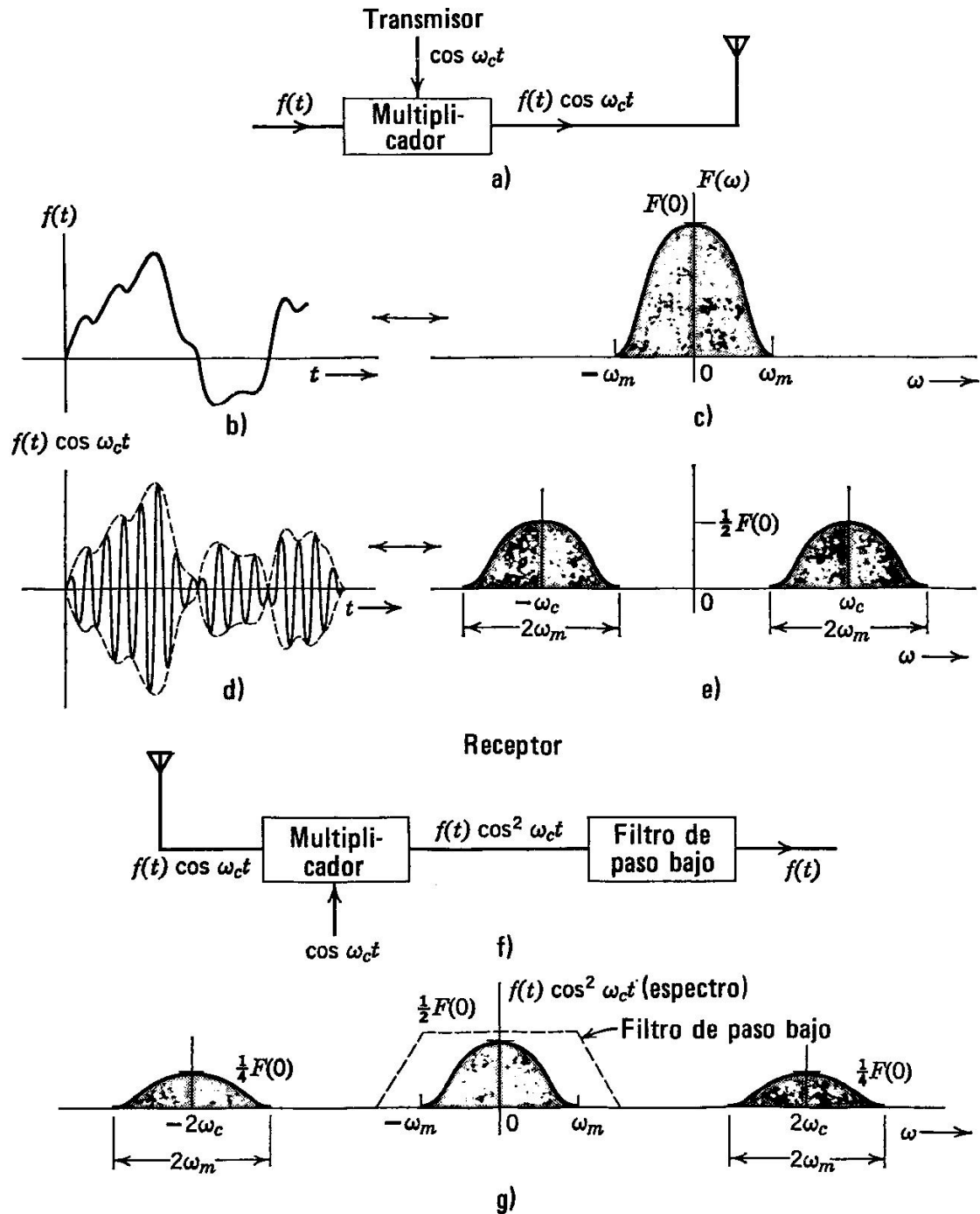


Figura 2. Técnica de modulación-demodulación en un sistema transmisor-receptor de señales.

Por lo tanto, la modulación en amplitud (AM-PS) traslada el espectro de frecuencia en $\pm \omega_c$ radianes por segundo, como se ve en la ecuación 4(a). Para recuperar la señal original $f(t)$ a partir de la señal modulada, es necesario trasladar el espectro a su posición original; a ese proceso de traslación se le conoce como demodulación o detección.

El espectro de la forma de onda modulada, figura 2(e), se vuelve a trasladar convenientemente a la posición original al multiplicar la señal modulada por $\cos \omega_c t$ en el extremo receptor. Puesto que la multiplicación en el dominio del tiempo equivale a la convolución de espectros en el dominio de la frecuencia, es evidente que obtendremos el espectro de la señal resultante $f(t) \cos^2 \omega_c t$ mediante la convolución del espectro de la señal recibida, figura 2(e), con el espectro

de $\cos\omega_c t$ (dos impulsos en $\pm \omega_c$). Obsérvese que esta convolución produce el espectro mostrado en la figura 2(g). Este resultado también es consecuencia directa de la identidad

$$f(t)\cos^2\omega_c t = \frac{1}{2}f(t)[1 + \cos 2\omega_c t] = \frac{1}{2}[f(t) + f(t)\cos 2\omega_c t]. \quad (5)$$

Por lo tanto si

$$f(t) \leftrightarrow F(\omega),$$

entonces

$$f(t)\cos^2\omega_c t \leftrightarrow \frac{1}{2}F(\omega) + \frac{1}{4}[F(\omega + 2\omega_c) + F(\omega - 2\omega_c)]. \quad (6)$$

Es evidente que, a partir del espectro de la figura 2(g), se puede recuperar la señal original $f(t)$ por medio de un filtro paso bajo, el cual permitirá el paso de $F(\omega)$ y atenuará las componentes restantes centradas en $\pm 2\omega_c$. Una forma posible de la característica del filtro de paso bajo se ilustra en la figura 2(g) (línea discontinua). El sistema que se requiere en el extremo receptor para recobrar la señal $f(t)$ a partir de la señal modulada recibida $f(t)\cos\omega_c t$ se muestra en la figura 2(f). Es interesante observar que la multiplicación de $f(t)$ por $\cos\omega_c t$ traslada su espectro en $\pm \omega_c$. El nuevo espectro puede volver a su posición original mediante otra traslación de $\pm \omega_c$, que se lleva a cabo mediante la multiplicación de la señal modulada por $\cos\omega_c t$, en el receptor. En el proceso, se obtiene un espectro adicional centrado en $\pm 2\omega_c$, que se elimina. Por lo tanto, el proceso en el receptor es exactamente el mismo que el del transmisor. En consecuencia, este método de recobrar la señal original se llama detección síncrona o detección coherente.

De acuerdo con lo anterior, vemos claramente que, en este sistema, se necesita generar localmente la portadora en el receptor. La frecuencia y la fase de esta portadora son cuestiones extremadamente críticas. Supongamos, por ejemplo, que la portadora local tiene un pequeño error de frecuencia $\Delta\omega$. La señal que se recibe es $f(t)\cos\omega_c t$ y la portadora local es $\cos(\omega_c + \Delta\omega)t$. El producto está dado por

$$f(t)\cos\omega_c t\cos(\omega_c + \Delta\omega)t = \frac{1}{2}f(t)[\cos(\Delta\omega)t + \cos(2\omega_c + \Delta\omega)t]. \quad (7)$$

El término $f(t)\cos(2\omega_c + \Delta\omega)t$ representa el espectro de $f(t)$ centrado en $\pm (2\omega_c + \Delta\omega)$ y se le puede eliminar mediante un filtro de paso bajo. La salida de este filtro producirá el término restante $\frac{1}{2}f(t)\cos(\Delta\omega)t$ de la ecuación (7). Así, en lugar de recobrar la señal original $f(t)$, obtenemos la señal $f(t)\cos(\Delta\omega)t$. En general, $\Delta\omega \rightarrow 0$ y $f(t)\cos(\Delta\omega)t$ representa $f(t)$ multiplicada por un factor que varía ligeramente. Esto, evidentemente, constituye un tipo muy poco conveniente de distorsión. Por lo tanto, es de suma importancia tener frecuencias portadoras idénticas en el transmisor y en el receptor además la fase del oscilador local también es crítica [1].

3. Técnicas de traslación de frecuencia

Según el teorema de la modulación, es obvio que se traslada el espectro de cualquier señal en $\pm \omega_c$ radianes por segundo en el dominio de la frecuencia cuando se le multiplica por una señal sinusoidal de frecuencia ω_c ; sin embargo, esta no es la única forma de lograr la traslación. Se demuestra fácilmente que se puede trasladar el espectro en una cantidad $\pm \omega_c$ al multiplicar la señal por cualquier señal periódica de frecuencia ω_c sin importar su forma. Esto es obvio, pues cualquier forma de onda periódica de frecuencia ω_c contiene componentes sinusoidales de frecuencia $0, 2\omega_c, 3\omega_c, \dots$, etc. En consecuencia, la multiplicación de la señal $f(t)$ por cualquier forma de onda periódica de frecuencia ω_c trasladará el espectro de $f(t)$ en $0, \pm \omega_c, \pm 2\omega_c, \pm 3\omega_c$, etc. Puesto que lo único que nos interesa es la parte del espectro que está centrado en $\pm \omega_c$,

este se puede separar por medio de un filtro de paso de banda que permita el paso de las componentes de frecuencia centradas en $\pm \omega_c$ y atenúe las demás frecuencias.

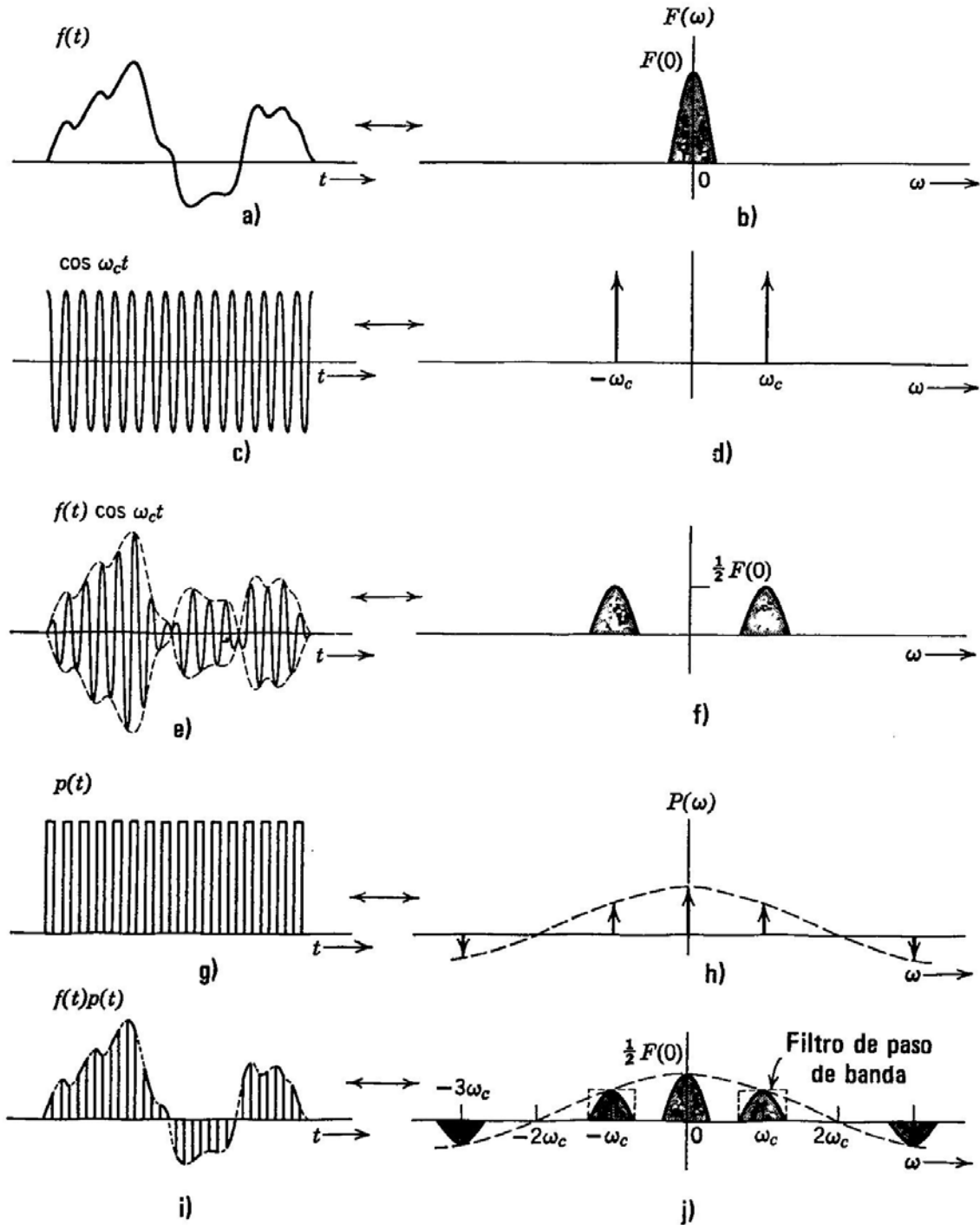


Figura 3. Señal $f(t)$ multiplicada por una señal sinusoidal y por una señal rectangular con sus respectivos espectros.

Como ejemplo, considérese una señal $f(t)$, figura 3(a), cuyo espectro $F(\omega)$ se ilustra en la figura 3(b). La multiplicación de esta señal por una señal sinusoidal $\cos \omega_c t$, figura 3(e), traslada el espectro en $\pm \omega_c$, figura 3(f). Ahora bien, en lugar de una señal sinusoidal, multiplicaremos a $f(t)$ por una onda rectangular, figura 3(g), de frecuencia ω_c . El espectro $P(\omega)$ de una onda rectangular periódica $p(t)$ representado en la figura 3(h), es una secuencia de impulsos localizados en $\omega = 0, \pm \omega_c, \pm 3\omega_c, \pm 5\omega_c, \dots$, etc. Es evidente que el espectro de $f(t)p(t)$ está dado

por $(1/2\pi)F(\omega)*P(\omega)$. El resultado de esta convolución, llevada a cabo gráficamente, se muestra en la figura 3(j).

En la figura, se ve con facilidad que la multiplicación de $f(t)$ por $p(t)$ traslada el espectro de $f(t)$ en $\omega = 0, \pm \omega_c, \pm 3\omega_c, \pm 5\omega_c, \dots$, etc. este resultado es válido para cualquier función periódica de frecuencia ω_c , sin importar su forma. En el caso especial de una onda rectangular, las armónicas pares $\pm 2\omega_c, \pm 4\omega_c, \dots$, etc., son cero; pero en una señal periódica en general esto no sucede necesariamente. Por lo tanto, concluimos que la multiplicación de una señal $f(t)$ por cualquier señal periódica de frecuencia ω_c , sin importar su forma, traslada su espectro en $\omega = 0, \pm \omega_c, \pm 2\omega_c, \pm 3\omega_c, \dots$, etc [1].

4. Demodulación (detección) de señales moduladas en amplitud con portadora suprimida

Para recobrar la señal original $f(t)$ en el extremo receptor, es necesario demodular la señal recibida $f(t)\cos\omega_c t$. Como se ha visto, el proceso de demodulación equivale a la traslación del espectro y se le realiza mediante la multiplicación de la señal modulada $f(t)\cos\omega_c t$ por $\cos\omega_c t$ (detección síncrona). Por lo tanto, los mismos circuitos que se usaron en el proceso de modulación se pueden emplear para el propósito de la demodulación. El espectro de salida del modulador está centrado en $\pm \omega_c$ por lo que es necesario usar un filtro de paso banda sintonizado en ω_c en la salida de dicho circuito. En el caso del demodulador, el espectro de salida es $F(\omega)$ y está centrado en $\omega = 0$. En consecuencia, se emplea un filtro de paso bajo en la salida para eliminar las componentes indeseables de frecuencia alta que están centradas en $\pm \omega_c, \pm 2\omega_c, \pm 3\omega_c, \dots$, etc. El demodulador de diodo en puente se muestra en la figura 4. Obsérvese que, en la salida de cada circuito, se utiliza una configuración RC como filtro de paso bajo [1].

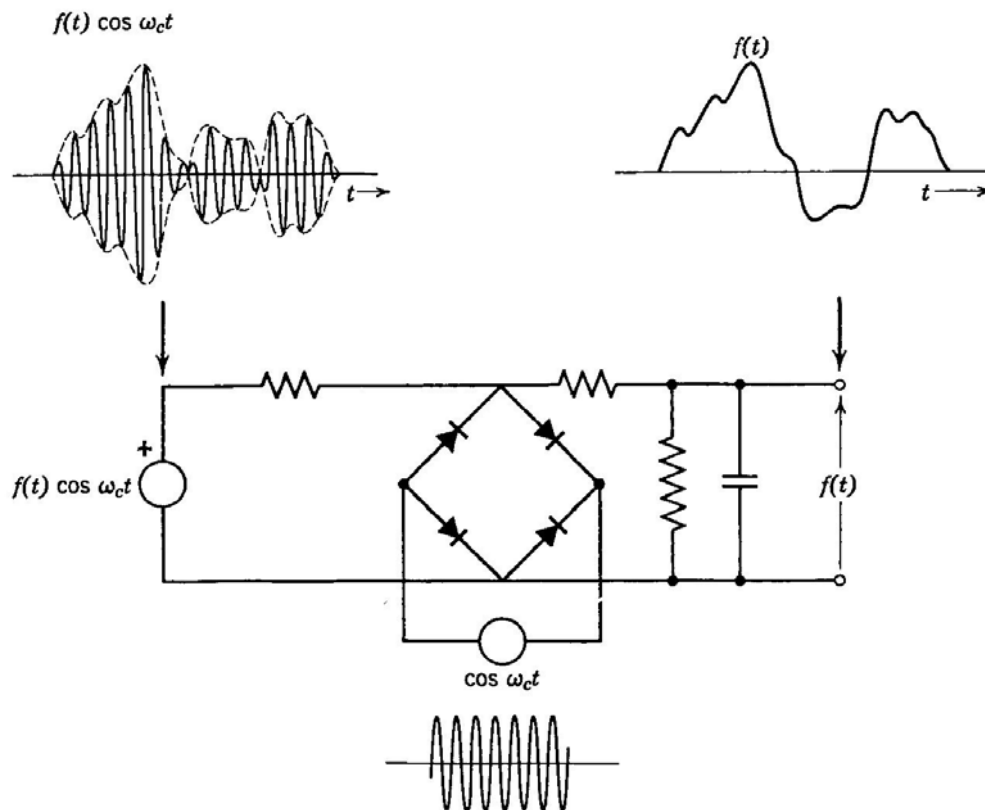


Figura 4. Demodulador de diodos en puente.

5. Modulación-Demodulación en amplitud aplicada en sensores

Para el acondicionamiento de sensores de reactancia variable, la solución clásica es emplear una configuración de medida en puente alimentado en alterna. De modo que la tensión de salida v_s tiene la misma frecuencia que la tensión de alimentación y su amplitud está modulada por la magnitud X a medir. Un esquema general del acondicionamiento de señales con sensores de reactancia variable se muestra en la figura 5.

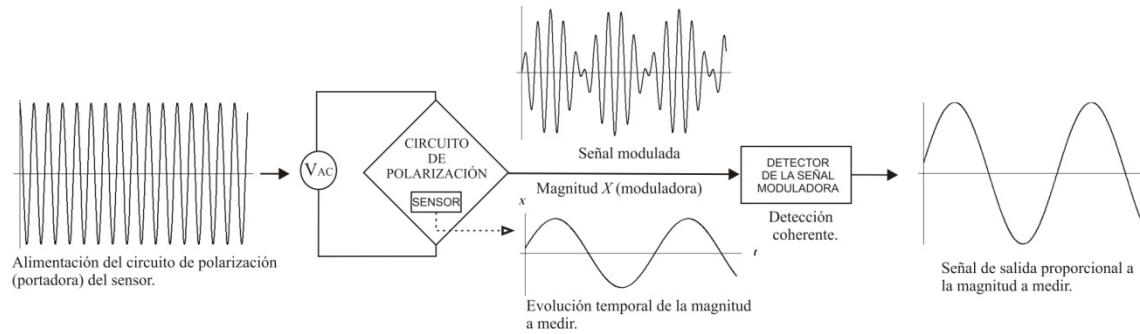


Figura 5. Esquema general del acondicionamiento de señales.

La modulación de amplitud en los sensores de alterna surge del producto entre la tensión de alimentación y la variable a medir. Así, por ejemplo, para un puente que incorpore un único sensor (lineal) en uno de sus brazos, la señal de salida es,

$$v_s(t) = v(t) \frac{x(t)}{4}, \quad (8)$$

en donde se ha supuesto que la impedancia nominal de los cuatro brazos del puente es la misma y $x \ll 1$, figura 6.

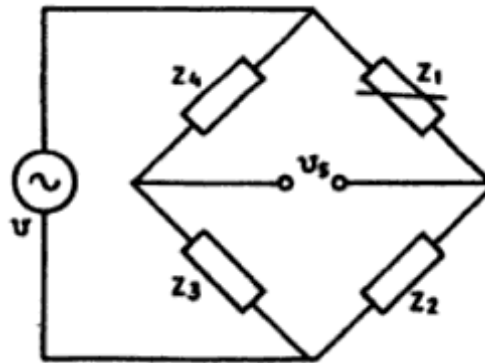


Figura 6. Puente de alterna general con un único sensor lineal en uno de sus brazos.

Si la tensión de alimentación del puente, $v(t)$ es la que ofrece un oscilador $v(t) = v_0 \cos \omega_0 t$, y la variable a medir, $x(t)$, es, en principio, armónica pura $x(t) = A \cos(\omega_s t + \phi)$, se tiene

$$v_s = \frac{AV_0}{4} \{ \cos[(\omega_0 - \omega_s)t - \phi] + \cos[(\omega_0 + \omega_s)t + \phi] \}, \quad (9)$$

que corresponde a una modulación en amplitud con portadora suprimida, figura 7.

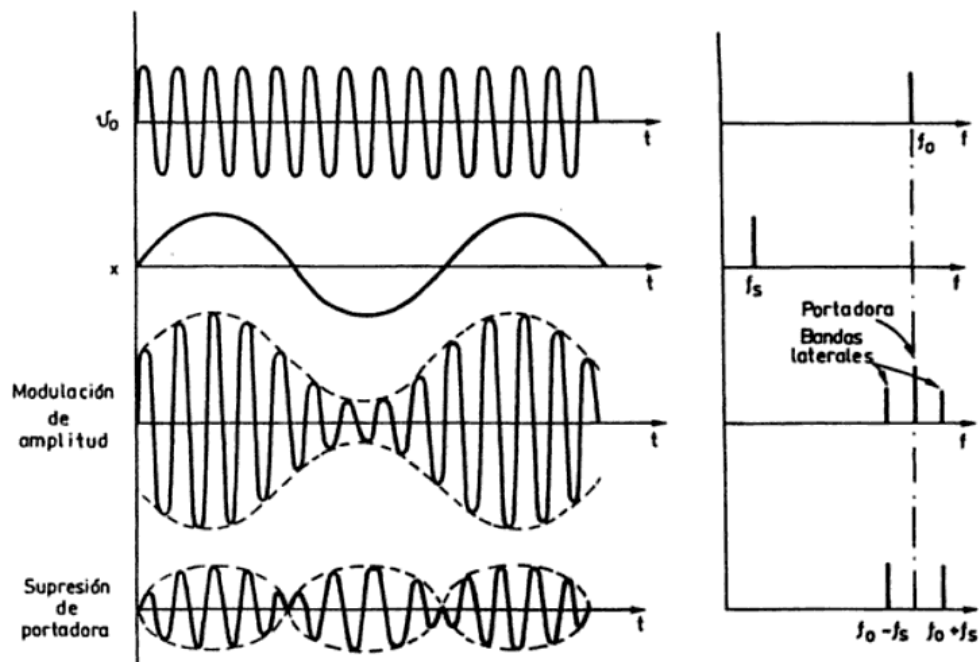


Figura 7. Modulación de amplitud con y sin supresión de portadora: formas de onda y espectros correspondientes al caso de una moduladora y una portadora que sean senoides puras.

Se deduce de ello, por una parte, que v_0 debe ser muy estable, pues de lo contrario sus fluctuaciones se interpretarían como variaciones de x . Por otra parte, el ancho de banda de x debe ser al menos cinco o diez veces inferior a ω_0 para que la demodulación sea sencilla. De no ser así, los filtros de paso bajo necesarios para rechazar los posibles restos de portadora y frecuencias armónicas deberían ser de orden muy elevado. El ancho de banda del amplificador de alterna debe ser al menos $0.2 \omega_0$.

En sensores inductivos, para la portadora son habituales las frecuencias de 5 y 10 kHz mientras que el ancho de banda de la moduladora como máximo es, en general, de 0 a 500 o 1500 Hz. Para sensores capacitivos, la portadora es de 10 a 500 kHz, y la moduladora de hasta 25 KHz (cuando la portadora es de alta frecuencia).

La demodulación de los amplificadores de portadora debe ser síncrona o coherente. Si no fuera así, por ejemplo, se realizara una mera detección de envoltente (rectificación y filtrado de paso bajo), se perdería la información sobre el signo de x . La situación está descrita gráficamente en la figura 8.

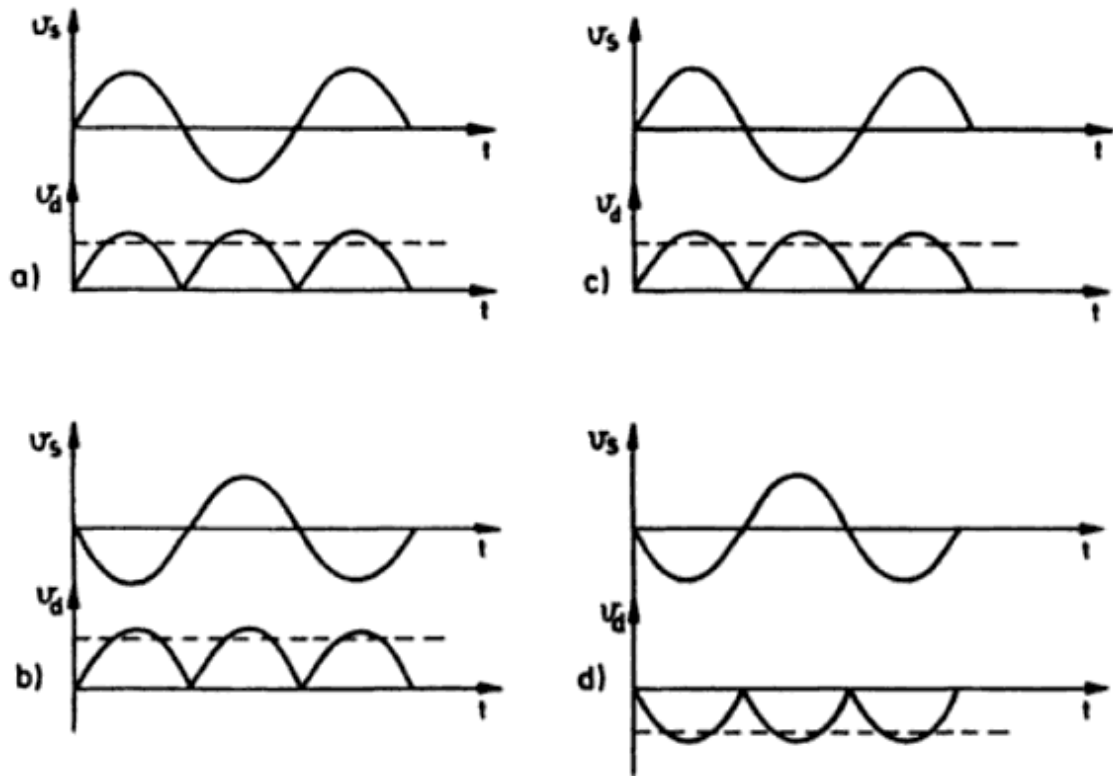


Figura 8. Problema de la fase en la demodulación de amplitud. En los casos a y b se demodula la señal v_s mediante simple rectificación y filtrado de paso bajo, perdiéndose la información sobre el signo. En los casos c y d se recupera dicha información mediante la demodulación coherente. La línea a trazos es el nivel de continua obtenido, que es la señal de salida.

En los casos a y b se obtiene la misma salida, a pesar de que la entrada respectiva tiene signo opuesto. En las situaciones c y d se obtiene una salida con signo opuesto, como corresponde a la tensión $v_s(t)$ respectiva (ver anexo).

La demodulación síncrona o coherente consiste en multiplicar la señal modulada $v_s(t)$ por una tensión alterna V_{AC} de referencia, $V_r \cos \omega_0 t$, en fase con $v(t)$, y filtrar la señal resultante con un filtro de paso bajo, tal como se ve en la figura 9.

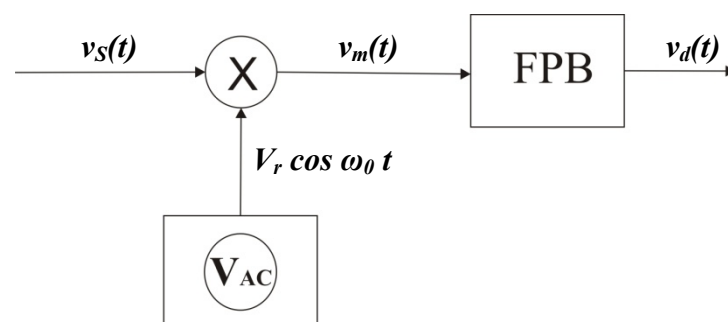


Figura 9. Demodulación síncrona o coherente. Se supone que la señal modulada $v_s(t)$ se ha obtenido a partir de una portadora en fase con la tensión de referencia.

A la salida del multiplicador se obtiene una tensión $v_m(t)$,

$$v_m(t) = v_s V_r \cos \omega_0 t = \frac{V_0 A V_r}{8} \{ \cos[(\omega_0 - \omega_c)t - \phi] + \cos[(\omega_0 + \omega_c)t + \phi] \} \cos \omega_0 t$$

$$v_m(t) = \frac{V_A V_c}{2} [\cos(\omega_c t + \phi) + \cos(-\omega_c t - \phi) + \cos[(2\omega_c \pm \omega_i)t \pm \phi]]. \quad (10)$$

El filtro de paso bajo elimina la componente de alta frecuencia, de forma que a su salida se obtiene

$$v_d(t) = \frac{V_A V_c}{2} \cos(\omega_c t + \phi) = \frac{V_A V_c}{2} x(t). \quad (11)$$

La fase de $x(t)$ queda, pues, preservada en la señal demodulada.

Otra ventaja de la detección coherente es su gran capacidad de rechazar las interferencias superpuestas a la señal de entrada (Rechazo del Modo Serie, SMRR). Si suponemos que a la entrada del multiplicador hay superpuesta una interferencia $v_i = V_i \cos(\omega_i t + \phi_i)$, a su salida tendremos

$$v_{mi} = V_i V_c \cos(\omega_i + \phi_i) \cos \omega_c t = \frac{V_i V_c}{2} [\cos[(\omega_c + \omega_i)t + \phi_i] + \cos[(\omega_c - \omega_i)t - \phi_i]], \quad (12)$$

El filtro paso bajo de salida se diseña de forma que permita pasar las frecuencias hasta ω_c , pero no las frecuencias mayores. Si $\omega_i = \omega_0$, toda la interferencia pasará a la salida. Para $\omega_i \neq \omega_0$, la salida dependerá de $\omega_i - \omega_0$, y del orden del filtro. Si, por ejemplo, es un filtro de primer orden con frecuencia de corte ω_c , el módulo de su función de transferencia será

$$|H(\omega)| = \frac{1}{[1 + (\omega/\omega_c)^2]^{1/2}}. \quad (13)$$

Entonces cuando $\omega_i = \omega_0 + \omega_c$ o $\omega_i = \omega_0 - \omega_c$ la señal de salida esta atenuada 3 dB respecto al caso $\omega_i = \omega_0$. Es decir, el ancho de banda equivalente del demodulador coherente es $2\omega_c$ centrado en ω_0 . El SMRR será

$$SMRR = 20 \log \frac{v_{d\omega_0}}{v_{d\omega_i}} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega_i - \omega_0}{\omega_c} \right)^2 \right] \approx 20 \log \frac{|f_i - f_0|}{f_c}. \quad (14)$$

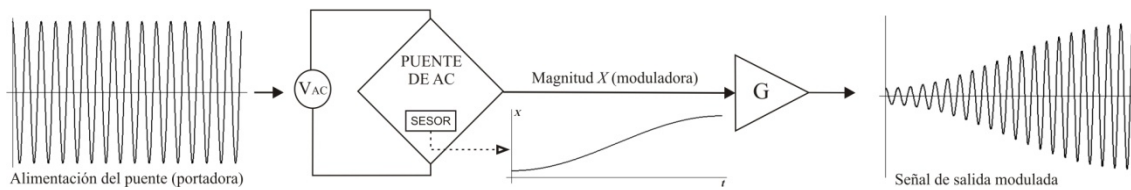
Donde la última aproximación es válida cuando $f_0 - f_i \gg f_c$, como puede ser el caso de las interferencias de 50 Hz y/o 60 Hz. Si el amplificador de alterna previo al demodulador amplifica la señal pero no la interferencia, su ganancia aumenta directamente el SMRR.

El filtro paso bajo y el oscilador, necesarios en un amplificador de portadora, admiten diversas soluciones en su realización. Los filtros pueden ser activos, habida cuenta que en el sistema ya hay otros elementos que requieren una alimentación estabilizada. Aunque hay diversos modelos comercializados en forma de circuitos integrados, su precio y disponibilidad, junto con la facilidad de realización si se acude a manuales ad hoc, aconsejan normalmente la adopción de soluciones a la medida de cada caso.

Para los osciladores puede afirmarse prácticamente lo mismo. Si la estabilidad de amplitud necesaria es alta, se requiere una estructura del tipo de puente de Wien, si se desea una salida senoidal. En caso contrario hay múltiples opciones, aunque para señales cuadradas hay que tener en cuenta el límite por velocidad de respuesta (slew-rate) que posee el amplificador de alterna [2].

6. Detección de envolvente

En general, para un sensor de reactancia variable, a la salida del amplificador se tendrá una señal alterna de la misma frecuencia que la de excitación modulada por la magnitud a medir (x). La información sobre x se encuentra en la amplitud de la señal modulada. Será preciso, por tanto, extraer la envolvente de esta señal, figura 10.



*Figura 10. Puente de alterna en donde el sensor modula la señal de alimentación del sistema. En aquellas aplicaciones donde la magnitud a medir sólo toma valores positivos, para obtener una tensión proporcional a la amplitud de la señal modulada (envolvente) existen varias alternativas. Comentaremos aquí la obtención del **valor de pico** y la obtención del **valor absoluto** (entendido como el valor medio tras rectificar).*

En la figura 11 se muestra el esquema completo de un circuito de acondicionamiento para un sensor de reactancia variable con detección de envolvente. Este método de detección o demodulación (lo mismo ocurre con el detector de pico) es aplicable cuando la señal a medir no cambia de signo. Esta forma de demodulación no es sensible al signo de x . La tensión obtenida en la salida para $-x$ es la misma que se obtiene para x .

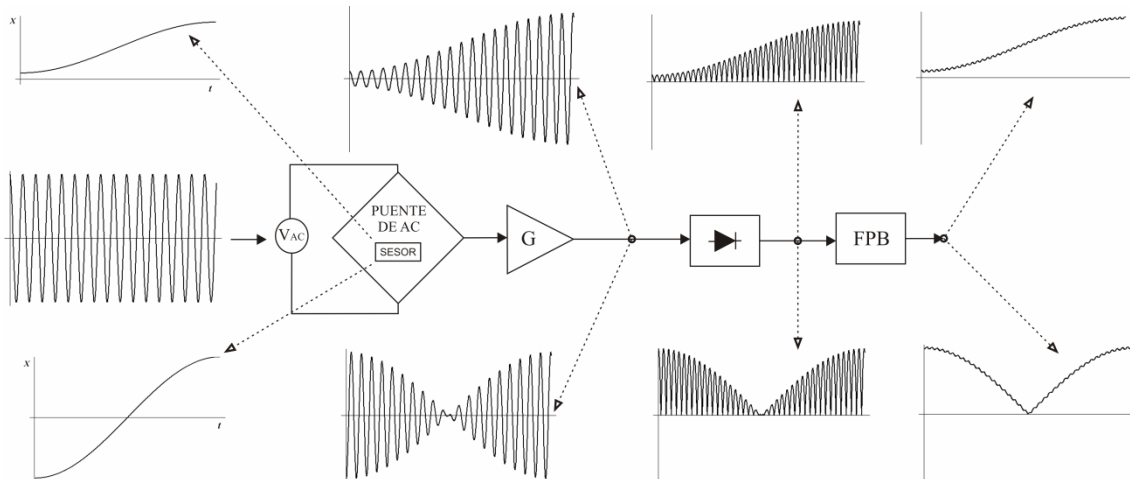


Figura 11. Señales de modulación y demodulación de envolvente con moduladora positiva y con cambio de signo.

En la figura 11 se muestra un ejemplo doble; en el primer caso la entrada siempre es positiva y en el segundo caso se produce un cambio de signo en la magnitud de entrada [2].

7. Detección coherente

En los sensores con alimentación en alterna, la modulación en amplitud surge del producto entre la tensión de alimentación y la variable a medir. Así, por ejemplo, para un puente que incorpore un sensor simple (capacitivo o inductivo) en uno de sus brazos la señal de salida es:

$$v_2(t) = v(t) \frac{x(t)}{4}$$

Donde se ha supuesto que la impedancia de los cuatro brazos del puente es la misma y que $x \ll 1$. Si la tensión de alimentación del puente es $v(t) = v_p \cos \omega_p t$ y $x(t)$ es armónica pura, $x(t) = A_s \cos(\omega_s t + \phi)$, se tiene:

$$v_s(t) = v(t) \frac{x(t)}{4} = \frac{1}{4} v_p \cos \omega_p t \cdot A_s \cos(\omega_s t + \phi)$$

$$v_s(t) = \frac{v_p A_s}{8} (\cos[(\omega_p - \omega_s)t - \phi] + \cos[(\omega_p + \omega_s)t + \phi]), \quad (15)$$

que corresponde a una modulación en amplitud.

La detección o demodulación debe ser síncrona o coherente, de no ser así se perdería la información sobre el signo de $x(t)$. La **demodulación coherente** consiste en multiplicar la señal modulada $v_s(t)$ por una tensión alterna $v_R(t)$ en fase con la portadora, $v_R(t) = A_R \cos \omega_p t$, y aplicar un filtro paso bajo al resultado.

A la salida del multiplicador se obtiene una tensión $v_M(t)$,

$$v_M(t) = v_s(t) v_R(t) = \frac{v_p A_s}{8} (\cos[(\omega_p - \omega_s)t - \phi] + \cos[(\omega_p + \omega_s)t + \phi]) A_R \cos \omega_p t$$

$$= \frac{v_p A_s A_R}{16} (\cos[(\omega_p - \omega_p - \omega_s)t - \phi] + \cos[(\omega_p + \omega_p - \omega_s)t - \phi]$$

$$+ (\cos[(\omega_p - \omega_p + \omega_s)t + \phi] + \cos[(\omega_p + \omega_p + \omega_s)t + \phi]))$$

$$= \frac{v_p A_s A_R}{16} (\cos(\omega_s t + \phi) + \cos(-\omega_s t - \phi) + \cos[(2\omega_p \pm \omega_s)t \pm \phi])$$

$$v_M(t) = v_s(t) v_R(t) = \frac{v_p A_s A_R}{8} \left(\cos(\omega_s t + \phi) + \frac{1}{2} \cos[(2\omega_p \pm \omega_s)t \pm \phi] \right). \quad (16)$$

El filtro paso bajo elimina la componente de alta frecuencia, de forma que a su salida se obtiene:

$$v_Q(t) = \frac{v_p A_s A_R}{8} \cos(\omega_s t + \phi) = \frac{v_p A_R}{8} x(t). \quad (17)$$

El signo de x queda, pues, preservado en la señal demodulada.

De la expresión de la salida final se deduce que la tensión de alimentación del puente (v_p) y la de referencia del multiplicador (A_R) deben ser muy estables, pues de lo contrario sus fluctuaciones se interpretarían como variaciones de x .

Por otra parte, el ancho de banda de $x(t)$ debe ser al menos diez veces inferior a ω_p para que la demodulación sea sencilla. De no ser así, los filtros paso bajo necesarios para rechazar los restos de portadora y frecuencias armónicas deberían ser de orden muy elevado. Esto también es aplicable a la detección de envolvente.

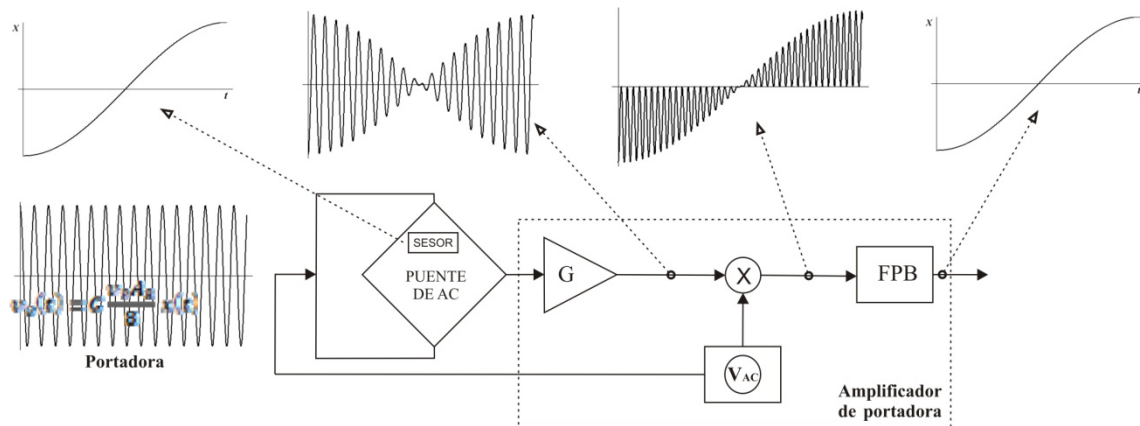


Figura 12. Proceso de modulación y demodulación síncrona o coherente de un sistema de puente de alterna.

En la figura 12 se muestra gráficamente el proceso de la demodulación coherente. Existen comercialmente circuitos monolíticos que realizan las funciones de amplificación de alterna y demodulación síncrona o coherente (incluido filtro paso bajo), además integran también el oscilador de referencia que puede ser utilizado para alimentar el puente.

Estos circuitos se denominan genéricamente amplificadores de portadora [2].

8. Demodulador síncrono conmutado

Los demoduladores síncronos forman un concepto electrónico muy importante utilizado en casi todos lados. El nombre de demodulador síncrono puede cambiar por completo, conocido de otra forma como un autocorrelador, amplificador lock-in, modulador de doble balanceo, detector sensible a la fase, demodulador I-Q, rectificador síncrono, un sujetador de fase, o regresando a la historia algo antigua, como un detector homodino.

En general, cualquier demodulador síncrono es un multiplicador que extrae la suma y la diferencia de la frecuencia de la señal de entrada y una frecuencia de referencia de conmutación.

El principio básico de un demodulador síncrono se puede explicar con el esquema de la figura 13, en dónde se muestra una entrada de señal senoidal simultánea a dos etapas con ganancia de +1 y -1 seleccionadas por medio de un control de conmutación a una frecuencia de referencia menor, igual o incluso mayor que la señal de entrada. Si la conmutación se efectúa con la misma frecuencia de la señal de entrada entonces se tendrá un demodulador síncrono.

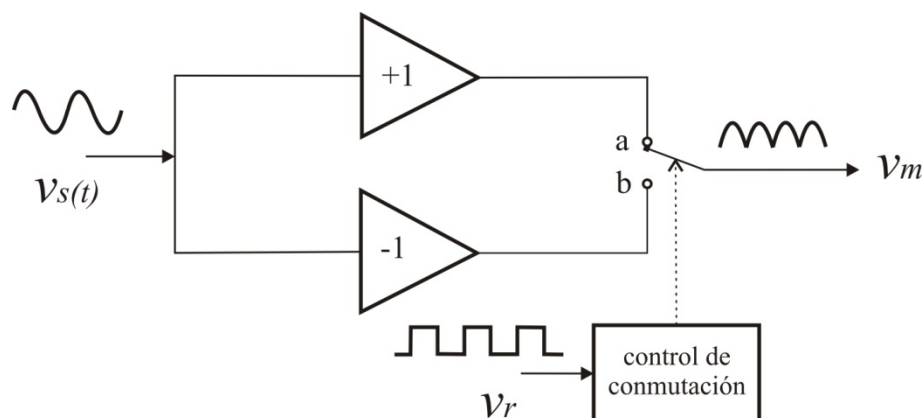


Figura 13. Esquema de un demodulador síncrono, la frecuencia de conmutación es igual a la frecuencia de la señal de entrada.

La figura 14 muestra que pasa si las frecuencias de entrada y de conmutación o de referencia son idénticas pero desfasadas. Primero asumamos que el desfase entre la señal de entrada y de referencia es de cero grados o en otras palabras se encuentran en fase, figura 14(a).

La ganancia del amplificador será (+1) para los picos de la señal positiva cuando el interruptor de conmutación está en la posición (a), y (-1) para los picos de la señal negativa cuando el interruptor de conmutación está en la posición (b), obteniendo una rectificación de onda completa en la salida de la señal de entrada.

La componente de corriente directa CD aquí tendrá un nivel en proporción de la amplitud de la señal de entrada. Los lóbulos tendrán el doble de la frecuencia y un término mayor de corriente alterna CA, que usualmente se filtra. Por lo tanto la demodulación síncrona con desfase de cero grados extraerá solo la amplitud de una señal de entrada, figura 14(a).

Suponga que se cambia la fase a 180 grados. Esta vez, la ganancia es (-1) para los lóbulos positivos y (+1) para los lóbulos negativos de la señal de entrada. Ahora se obtiene una salida

negativa de CD y se puede concluir que cualquier demodulación síncrona desfasada 180 grados extrae solo la amplitud negativa de la señal de entrada, figura 14(c).

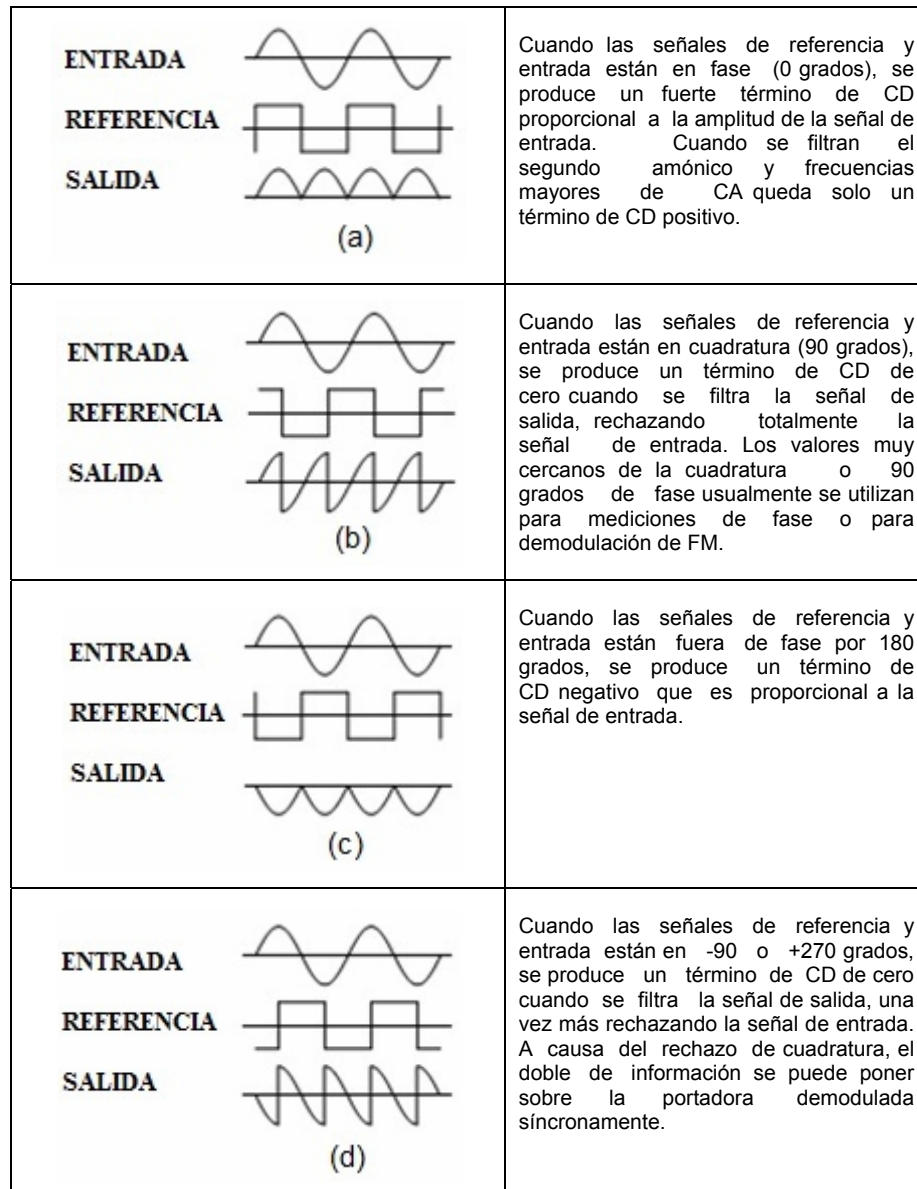


Figura 14. Formas de onda de salida de un demodulador síncrono. En la fase de referencia de cero grados (a) y 180 grados (c), la componente de cd de la señal de salida es proporcional a la amplitud de la señal de entrada, y las señales de interferencia son fuertemente rechazadas.

En 90 grados (b) y 270 grados (d), la componente de CD es cero, y la señal de entrada es fuertemente rechazada.

Ahora suponga que la fase se desfasa 90 grados. Durante el tiempo que el interruptor está cerrado, se tiene la mitad de un ciclo positivo u otra mitad de un ciclo negativo, de ésta forma la salida promedio de cd es cero, figura 14(b). Esto es muy conveniente, cualquier demodulación síncrona con desfase de 90 grados produce una salida promedio de cero. Una cancelación similar se obtiene con -90 o +270 grados, figura 14(d).

De esta forma, es posible obtener el doble de la información montada en una portadora, simplemente teniendo un término en fase y otro en 90 grados, o en cuadratura. Si se utilizan un par de demoduladores síncronos se podrá extraer la amplitud y la fase de una señal compleja al mismo tiempo. Ciertos tipos de demoduladores síncronos o detectores sensibles a la fase son conocidos como amplificadores lock-in. Estos pueden formar un filtro paso banda que automáticamente se centra en la frecuencia de interés, y puede permitir altísimas mejoras en la relación de señal a ruido, figura 15.

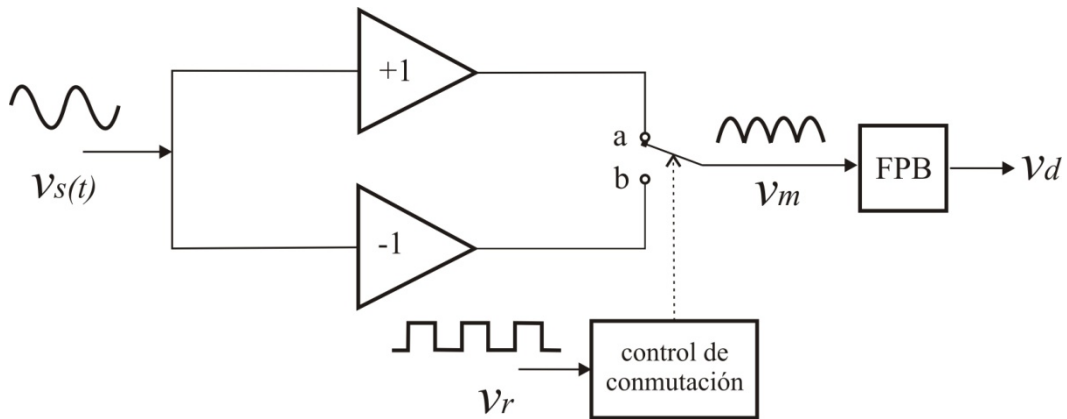


Figura 15. Cuando se añade un filtro de paso bajo a la salida del demodulador síncrono se obtiene un sistema de detección sensible a la fase en el cual se basa un sistema de amplificación lock-in.

Como ejemplo, es bien conocido que un amplificador lock-in puede extraer una señal que se encuentra inmersa en ruido tanto como 120 decibeles mayor que la señal requerida. Importantes usos incluyen extraer datos de dispositivos sensores inmersos en espacios profundos, realizar instrumentación de laboratorio y biomédica que detecta y mide señales muy débiles en presencia de ruido de interferencia mucho mayor y ruido de baja frecuencia de corriente alterna [3].

9. Detectores de fase conmutados

El elemento fundamental en un amplificador de portadora es el demodulador, que por ser sensible a la fase, se denomina demodulador de fase o detector de fase.

La ecuación (11) indica que una demodulación de fase (o síncrona) se puede realizar multiplicando la señal modulada por una de referencia síncrona con la portadora, y luego filtrando paso bajo como se muestra en la figura 12. Este método de demodulación se denomina detección homodina. En el margen de frecuencias de interés en sensores, este producto se puede realizar con un multiplicador de cuatro cuadrantes pero es, en general una solución cara.

Una solución más simple consiste en emplear detectores de fase conmutados, en los que se toma como referencia no una señal senoidal sino una cuadrada en fase con la portadora, como se muestra en la figura 15, es decir

$$v_r(t) = V_{\text{ref}} \text{sgn}[\cos \omega_p t], \quad (18)$$

en donde la función <<signo>> se define como,

$$\text{sgn}[x] = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (19)$$

Desarrollando (18) en series de Fourier se obtiene

$$v_r(t) = \frac{4V}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos(2n+1)\omega_0 t, \quad (20)$$

y multiplicándola por la señal modulada v_s , ecuación (9), resulta

$$v_s(t)v_r(t) = \frac{16V^2}{2\pi} \left\{ \cos(\omega_0 t + \phi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{4n^2-1} \cos[(2n\omega_0 \pm \omega_s)t \pm \phi] \right\}. \quad (21)$$

Si esta señal resultante se filtra paso bajo, se eliminarán los términos de frecuencia $2\omega_0$ y superiores, de modo que la señal detectada es

$$v_d = \frac{16V^2}{2\pi} \cos(\omega_s t + \phi) = \frac{16V^2}{2\pi} x. \quad (22)$$

Se observa, pues, que se conserva la fase de x , como en la ecuación (11). Pero, además, se tienen ahora dos ventajas claras: en primer lugar, aunque la salida depende de la amplitud de la señal de referencia, V , ahora esta es cuadrada y, por tanto, es más fácil que sea constante no así en el caso de una senoide; en segundo lugar, el producto se puede hacer con un simple interruptor de polaridad (ganancia +1 o -1) que es mucho más barato que un multiplicador analógico. Un inconveniente de los detectores conmutados es que si la señal a demodular tiene armónicos impares, estos contribuyen también a la salida. Pero hay que tener en cuenta que el amplificador de alterna previo al demodulador habrá rechazado en parte dichos armónicos [2].

Bibliografía

1. Introducción a la teoría y sistemas de comunicación, B. P. Lathi, cuarta reimpresión 1983, Editorial Limusa, S.A., México, ISBN: 968-180555-0
2. Sensores y acondicionadores de señal, Ramón Pallás Areny, 3ª. Edición corregida, 2001, Alfaomega Grupo Editor, S.A. de C.V., ISBN: 970-15-0577-8
3. Hardware Hacker Volume II Radio Electronics series, Don Lancaster, Copyright c. 1991, ISBN: 1-882193-024

ANEXO

Simulación de un demodulador síncrono por medio de la multiplicación de dos señales senoidales

El objetivo de realizar la simulación del funcionamiento de un demodulador síncrono por medio de la multiplicación de dos señales senoidales es mostrar gráficamente la forma de onda resultante de esta operación para diferentes ángulos de desfase entre una señal de referencia **Sref** (con la misma frecuencia de una señal portadora) y una señal de sincronía **Ssinc** desfasada, que en este caso son senoides puras. La simulación se realizó con Simulink el cual permite visualizar principalmente las señales mencionadas desfasando la señal de sincronía (0° , 90° , 180° y 270°) con respecto de la señal de referencia. Cuando esta es mayor que cero la señal de sincronía tiene ganancia de 1, de otra forma su ganancia es de -1. Las dos señales de ganancia se suman para obtener la señal resultante que después se visualiza seleccionando el icono **Sres** de acuerdo al ángulo de desfase seleccionado. El programa “**demodsinc**” cuenta con cuatro salidas que cubren los rangos del ángulo de desfase, $\phi \geq 0^\circ$, $\phi \geq 90^\circ$, $\phi \geq 180^\circ$ y $\phi \geq 270^\circ$, como se muestra en la parte derecha de la figura 1.

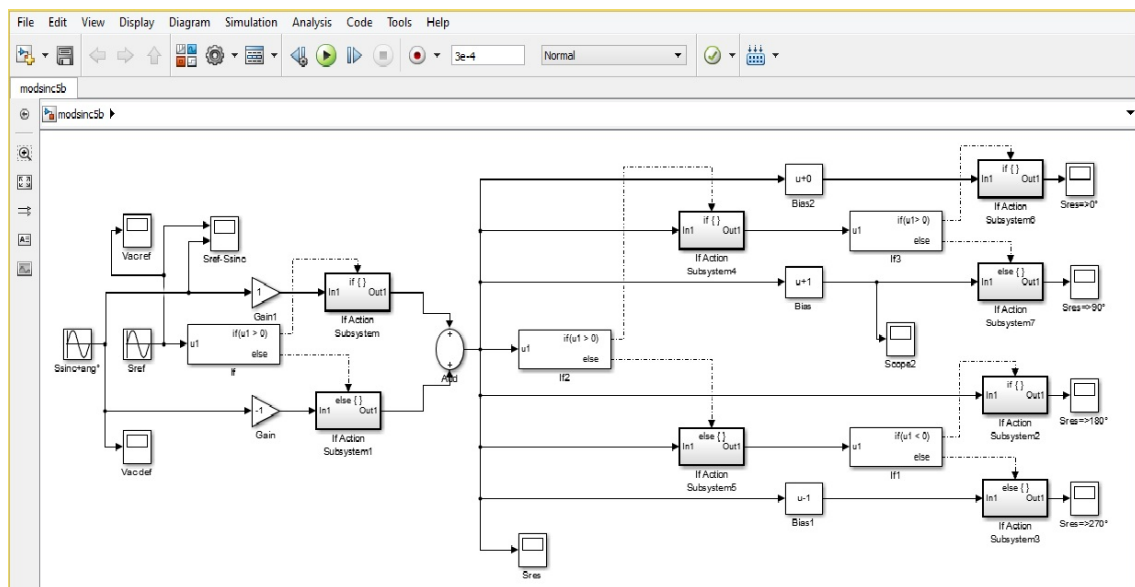


Figura 1. Esquema del simulador del producto de dos señales senoidales.

Para empezar la simulación primero se introduce la amplitud y la frecuencia en radianes, en el menú del icono de la señal de referencia (**Sref** haciendo doble clic, y poner por ejemplo **1** en el campo (**Amplitude:**) y **$2\pi \cdot 1e4$** (10KHz) en el campo (**Frequency (rad/sec):**) respectivamente y dejando **0** en el campo (**Phase (rad/sec):**). También se introduce el tiempo de paro de la simulación en el espacio (Simulation stop time) de la barra de menú superior, por ejemplo **$3e-4$** que representa tres periodos de la señal de referencia.

Después se introduce la amplitud, la frecuencia y el ángulo de desfase en radianes, en el menú del icono de la señal de sincronía (**Ssinc**) haciendo doble clic, y poner por ejemplo **1** en el campo (**Amplitude:**), **$2\pi \cdot 1e4$** (10KHz) en el campo (**Frequency (rad/sec)**) respectivamente y el ángulo de desfase dentro de los rangos mencionados anteriormente, por ejemplo (**0 , $\pi/2$, π , $3\pi/2$**) en el campo (**Phase (rad/sec):**).

Se corre el programa haciendo clic en el icono de (**run**) en la barra de menú superior y se abren las ventanas respectivas para visualizar las gráficas de las señales de referencia y sincronía haciendo doble clic en el icono (**Sref-Ssinc**) y la señal resultante (**Sres**) haciendo doble clic en el icono que corresponda al ángulo de desfase de la señal de sincronía con

respecto de la señal de referencia introducido anteriormente, por ejemplo ($S_{res} \Rightarrow 0^\circ, \Rightarrow 90^\circ, \Rightarrow 180^\circ$ y $\Rightarrow 270^\circ$) como se muestra en las siguientes figuras.

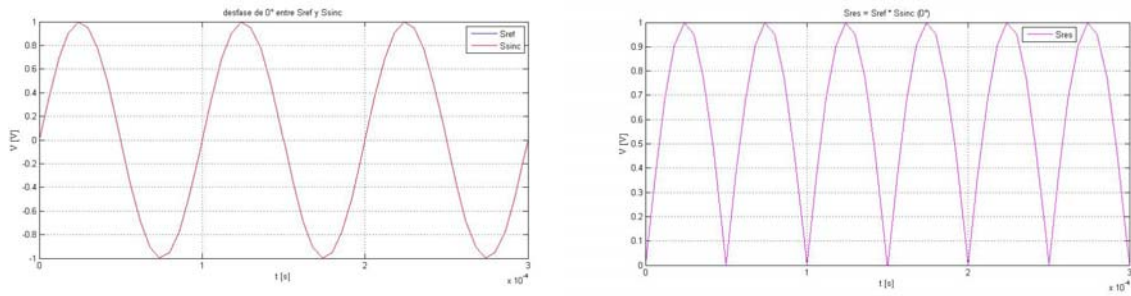


Figura 2. Izquierda, señales de referencia (S_{ref}) y de sincronía (S_{sinc}) en fase (0°). Derecha, señal resultante (S_{res}).

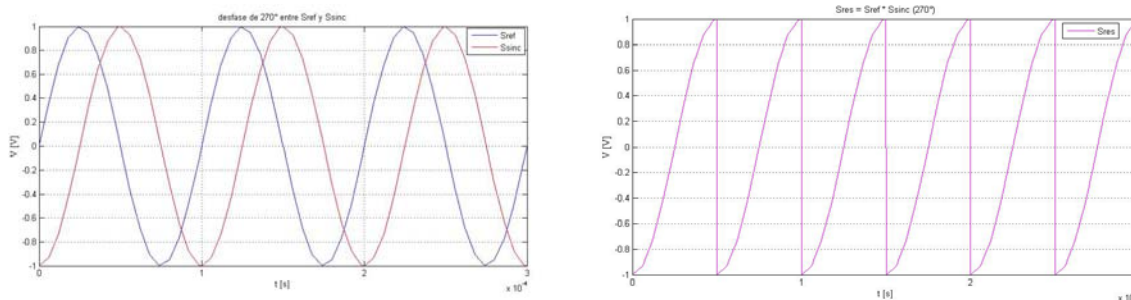


Figura 3. Izquierda, señales de referencia (S_{ref}) y de sincronía (S_{sinc}) en cuadratura (90°). Derecha, señal resultante (S_{res}).

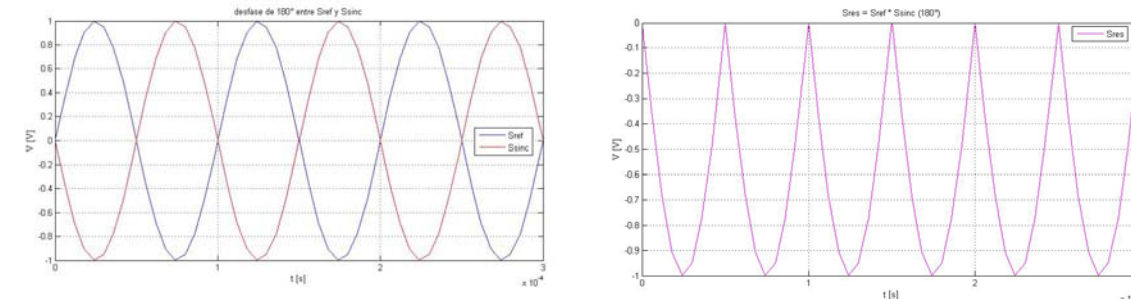


Figura 4. Izquierda, señales de referencia (S_{ref}) y de sincronía (S_{sinc}) desfasadas (180°). Derecha, señal resultante (S_{res}).

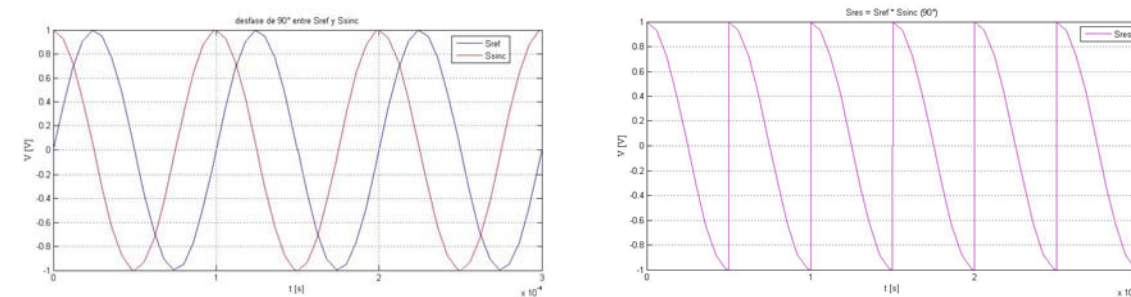


Figura 5. Izquierda, señales de referencia (S_{ref}) y de sincronía (S_{sinc}) desfasadas (270°). Derecha, señal resultante (S_{res}).

Como se puede observar se obtienen las señales resultantes características de un demodulador síncrono, coherente u homodino cuando las señales de referencia (S_{ref}) y de sincronía (S_{sinc}) están en fase y desfasadas 90° , 180° y 270° .