

## CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

**1 - Definir modulación, señal moduladora, señal portadora y señal modulada. Tipos de modulación. ¿Que es remodular una señal? Indique 4 motivos para realizar la modulación.**

Modulación: Alteración sistemática de una onda llamada portadora de acuerdo a las características de otra señal llamada moduladora o mensaje. El proceso de modulación debe ser reversible.

Señal moduladora: Posee la información que se quiere transmitir.

Señal portadora: Señal cuyos parámetros son modificados por la moduladora y es enviada por el canal. Siempre es de mayor frecuencia.

Tipos de modulación

Todos los métodos de modulación de portadora senoidal se agrupan bajo el título de MODULACIÓN DE ONDA CONTINUA (OC):

Modulación Lineal de OC:

- AM
- DSB
- SSB
- VSB
- VSB+C

Modulación Exponencial de OC:

- FM
- PM

*¿Por qué modular?*

1. **Transmisión eficiente.** La eficiencia de cualquier método de transmisión depende de la frecuencia de la señal que se transmite. La modulación permite facilitar la irradiación, adecuando la señal al medio de transmisión.
2. **Superar limitaciones de diseño del equipo.** Una medida útil de diseño de diversas etapas es el *ancho de banda fraccionario* o  $Q$ , que se define como la relación entre el ancho de banda absoluto de la etapa y la frecuencia central de ella. Los costos y las complicaciones en el hardware y antenas se minimizan si el ancho de banda fraccionario se mantiene entre el 1% y el 10%.
3. **Para reducir el efecto de ruido e interferencias.** El método más común para reducir la interferencia y el ruido es aumentar la potencia de la señal, pero esto es costoso y peligroso para los equipos. Afortunadamente existe la modulación FM que permite intercambiar potencia de transmisión por un aumento de ancho de banda, manteniendo la misma relación señal ruido. El ruido es la contaminación de la señal por otras señales de origen natural, internas o externas al sistema de comunicación. La interferencia, en cambio, es la contaminación por señales extrañas provenientes de fuentes humanas.
4. **Asignar frecuencias.** La modulación permite que muchos usuarios puedan comunicarse simultáneamente en espacios cercanos, ya que puede filtrarse la frecuencia de interés. A nivel global, la regulación del espectro radioeléctrico está a cargo de la International

Telecommunication Union, órgano de la ONU. A nivel local está a cargo de la Comisión Nacional de Comunicaciones.

5. **Multiplexar/Multicanalizar:** Combinar señales para transmitir las simultáneamente por el mismo canal físico. Ver Multiplexación por División de Tiempo (TDM), Multiplexación por División de Frecuencia (FDM) y Acceso Múltiple (MA).

---

**X - Explique la diferencia entre ruido e interferencia. Dé ejemplos.**

### CAPÍTULO 3: TRANSMISIÓN Y FILTRADO

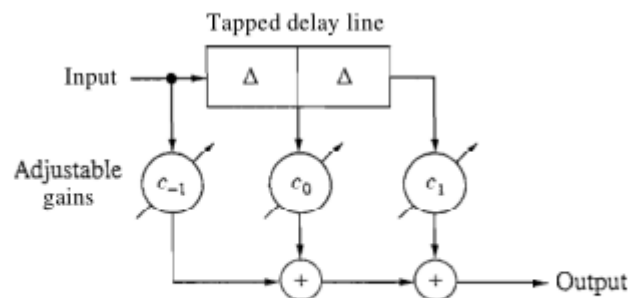
#### 2 - ¿Qué se entiende por distorsión de la señal en la transmisión?. ¿Qué tipo de distorsión conoce?. ¿Qué la produce y como se puede combatir?

La distorsión es una perturbación en la forma de onda que es ocasionada por una respuesta imperfecta del sistema. A diferencia del ruido y la interferencia, la distorsión desaparece cuando la señal no está presente. Es una deformación no deseada. *La salida no está distorsionada si difiere de la entrada sólo por una constante multiplicativa y un retraso de tiempo finito.*

Dentro de la **distorsión lineal**, que es originada en sistemas lineales, encontramos la distorsión de **amplitud** y la distorsión de fase. La distorsión de amplitud es la modificación no proporcional de las amplitudes de la señal al pasar por el sistema, según su frecuencia. Ocurre cuando  $|H(f)| \neq |K|$ . La distorsión de **fase** ocurre cuando las diversas componentes de frecuencia sufren distintas cantidades de retraso de tiempo. Matemáticamente,  $\arg(H(f)) \neq -2\pi \cdot t_d \cdot f \pm m \cdot 180$   $m = 0, 1, \dots$

En general, la distorsión es causada por el canal. La distorsión lineal puede combatirse compensando previa o posteriormente con filtros, de forma tal que el conjunto tenga una función de transferencia equivalente sin distorsión:  $H_{\text{canal}}(f) \cdot H_{\text{ecualizador}}(f) = K \cdot e^{(-j \cdot \omega \cdot t_d)}$

Una forma de implementar el ecualizador es con un filtro transversal.



**Figure 3.2-8** Transversal filter with three taps.

La distorsión **no lineal** provoca que en la salida del sistema aparezcan frecuencias que no estaban a la entrada. La compresión y la expansión son algunos tipos de distorsión no lineal con utilidad, ya que permiten evitar la saturación de otros componentes, asegurando entonces que trabajen en sus zonas lineales. Además, la compresión reduce la incidencia del ruido en las señales de bajo nivel. En transmisión digital, la expansión se usa para tener mayor resolución en los niveles bajos de señal.

### 3 - Explique cómo se utiliza la integral de convolución para obtener la salida de un sistema lineal en el dominio del tiempo. ¿Cual es su equivalente en el dominio de la frecuencia?

Sean dos funciones  $x(t)$  y  $y(t)$ , el producto de convolución es:

$$f(t) = x(t) * y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\lambda) \cdot y(-\lambda + t) \cdot d\lambda$$

Además, si sus transformadas de Fourier son  $X(f)$  e  $Y(f)$  respectivamente, entonces

$$F(f) = X(f) \cdot Y(f)$$

Esto se puede utilizar para obtener la salida  $y(t)$  de un sistema lineal cuya respuesta impulsiva es  $h(t)$  (con transformada de Fourier  $H(f)$ ) ante una entrada  $x(t)$  (con transformada de Fourier  $X(f)$ ), de la siguiente manera:

$$y(t) = x(t) * h(t) = F^{-1} [X(f) \cdot H(f)]$$

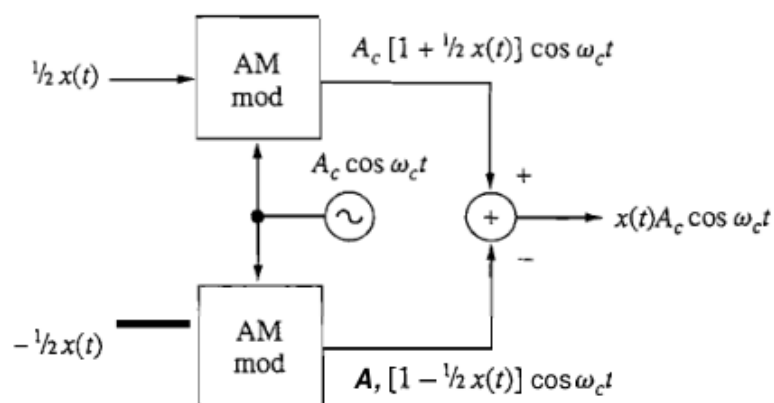
## CAPÍTULO 4: MODULACIÓN LINEAL DE ONDA CONTINUA

### 4 - Detectores de AM. Diagrama en bloques Justificar con ecuaciones.

VER AL FINAL

### 5 - Modulador balanceado. Explique su heterodinación. P161

**Figure 4.3-5**  
Balanced  
modulator.



El modulador balanceado sirve para DSB y se obtiene utilizando dos moduladores de AM en configuración balanceada para cancelar la portadora.

## 6 - ¿Cómo debe ser la función de transferencia del filtro de banda lateral vestigial utilizando modulación VSB? ¿Por qué?

La VSB se deriva **filtrando la DSB o AM** en una forma tal que se pasa una banda lateral casi completamente mientras que sólo se incluye una traza o residuo de la otra banda lateral.

$$H(f) = u(f - f_c) - H_\beta(f - f_c) \quad f > 0 \quad [7a]$$

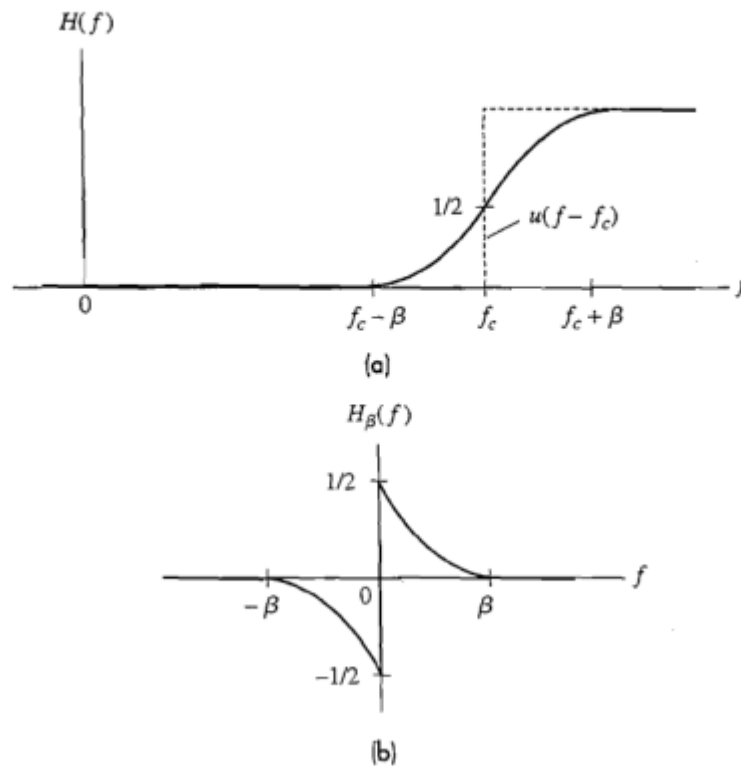


Figure 4.4-8 VSB filter characteristics.

La modulación de banda lateral vestigial o banda lateral suprimida se utiliza en casos en que el mensaje tiene componentes apreciables de baja frecuencia (que se atenuarían mucho al intentar generar SSB, por la respuesta no ideal de los filtros) y además se requiere un ancho de banda estrecho (descartando entonces DSB).

El filtro debe tener simetría impar con respecto de la frecuencia portadora y una respuesta relativa de  $\frac{1}{2}$  en  $F_c$ . La resta entre el filtro ideal  $U$  y  $H_\beta$  genera la respuesta del filtro de banda lateral vestigial (figura 4.4-8) donde se ve claramente que pasara una porción pequeña de la otra banda lateral en  $f_c - \beta$  siendo  $\beta$  el ancho del residuo.

**X - Indique y explique las ventajas y desventajas de usar SSB en lugar modulaciones de doble banda lateral.**

**CAPÍTULO 5: MODULACIÓN EXPONENCIAL DE ONDA CONTINUA****7 - Definición de fase y frecuencia instantánea. ¿Cómo están relacionadas? ¿Cuál es la fase y frecuencia instantánea en FM y PM?**

La fase instantánea  $\varphi(t)$  es el ángulo que describe la señal modulada exponencialmente  $x_c(t) = A_c \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$ , tomando como referencia al fasor de la portadora  $\omega_c$ . La frecuencia instantánea es la derivada de la fase total  $\theta_c(t) = \omega_c t + \varphi(t)$ .

**Table 5.1–1** Comparison of FM and PM

	Instantaneous phase $\phi(t)$	Instantaneous frequency $f(t)$
PM	$\phi_{\Delta} x(t)$	$f_c + \frac{1}{2\pi} \phi_{\Delta} \dot{x}(t)$
FM	$2\pi f_{\Delta} \int^t x(\lambda) d\lambda$	$f_c + f_{\Delta} x(t)$

**8 - Explique el BW de FM y como se obtiene a partir de un W dado.**

El ancho de banda teórico de FM es infinito, y puede determinarse mediante funciones de Bessel que dependen del índice de modulación BETA. Es cierto que la omisión de cualquier porción del espectro ocasiona distorsión, pero la señal de FM puede reconstruirse fielmente con sólo una porción de todo el ancho de banda (las líneas espectrales de mayor potencia). En la práctica, para una moduladora de ancho de banda W, el ancho de banda de FM es

$$BT \approx 2(f_{\Delta} + 1.W) = 2(D + 1)W \quad D \gg 1, D \ll 1$$

$$BT \approx 2(f_{\Delta} + 2.W) = 2(D + 2)W \quad D > 2$$

**9 - Explique cómo se llega a la regla de Carson para encontrar el ancho de banda de una señal FM cuando se modula mediante una señal arbitraria pasabajos x(t) con ancho de banda W.**

Extrapolando la modulación de tono para una señal modulada cualquiera se define la relación de desviación D: Es el índice de modulación  $\beta = f_{\Delta}/W$  que produce máximo ancho de banda al dividir la máxima desviación entre la máxima frecuencia de modulación.

Como no se cuenta con curvas o tablas apropiadas para relacionar las cantidad de pares de bandas laterales (M) con D, hay varias aproximaciones al ancho de banda de transmisión que pueden emplearse:

$$BT \approx 2(f_{\Delta} + 1.W) = 2(D + 1)W \quad D \gg 1, D \ll 1$$

-----

Modulando con un tono de frecuencia  $f_m$ , el índice de modulación es la máxima desviación de fase y se define como

$$\beta = \varphi_{\Delta} \cdot A_m \quad PM$$

$$\beta = \frac{A_m \cdot f_{\Delta}}{f_m} \quad FM$$

La amplitud relativa de las líneas espectrales es descrita por funciones de Bessel dependientes de  $\beta$  y definimos como significativas todas las líneas espectrales cuya amplitud relativa es mayor a un cierto valor  $\epsilon$  que dependerá de la aplicación; en la práctica,  $\epsilon$  oscila entre 0.1 y 0.01.

Si existen  $M$  bandas laterales cuya amplitud es mayor a  $\epsilon$ , y como la separación entre líneas es igual a  $f_m$ , entonces el ancho de banda es:

$$B \approx 2 \cdot M(\beta) \cdot f_m$$

$M$  puede determinarse a partir de curvas derivadas de las funciones de Bessel o aproximarse según

$$M(\beta) = \beta + 2$$

Y reemplazando en la anterior,

$$B \approx 2 \cdot (\beta + 2) \cdot f_m \quad \text{si } \beta \geq 2$$

Se puede demostrar que el ancho de banda de FM para un mensaje arbitrario está acotado al ancho de banda del tono o frecuencia dominante (la más alta). Entonces, podemos definir un análogo a  $\beta$  para un mensaje cualquiera cuya máxima frecuencia sea  $f_m = W$  y con  $A_m = 1$

$$D = \frac{f_{\Delta}}{W} \quad \text{Relación de desviación}$$

Reemplazando a  $\beta$  por  $D$  y a  $f_m$  por  $W$ , el ancho de banda de transmisión se puede aproximar por la llamada Regla de Carson:

$$B_T = 2 \cdot (D + 2) \cdot W \quad D > 2$$

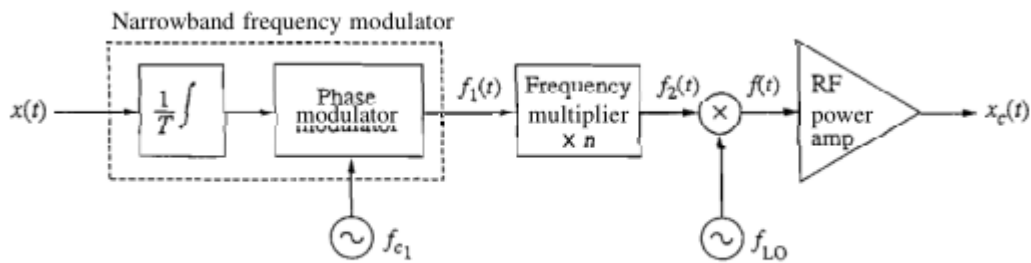
$$B_T = 2(D + 1)W \quad D \gg 1, D \ll 1$$

---

## 10 - Principal problema de la FM Indirecta.

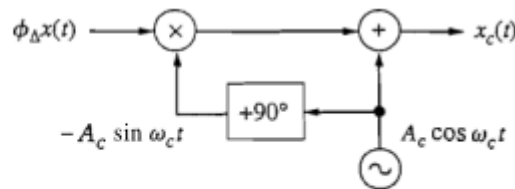
La FM indirecta es la que no se obtiene por la modificación lineal de la frecuencia de la portadora, sino que se obtiene a partir de métodos que se aproximan a la generación de modulación exponencial. Particularmente, el modulador de PM de banda angosta es una aproximación que es válida sólo para índices de desviación de fase  $\varphi_d \ll 1 \text{ radián}$ . Además el uso de multiplicadores (y el filtrado que necesitan) puede hacer que se pierdan componentes frecuenciales de la FM, provocando más distorsión. Además, la FM indirecta se debe hacer en baja potencia para luego amplificarse, haciendo necesaria otra etapa.

**11 - Describe un diagrama de bloques de FM banda angosta y describe cada uno de los bloques que lo componen. P211, 210**



**Figure 5.3-5** Indirect FM transmitter

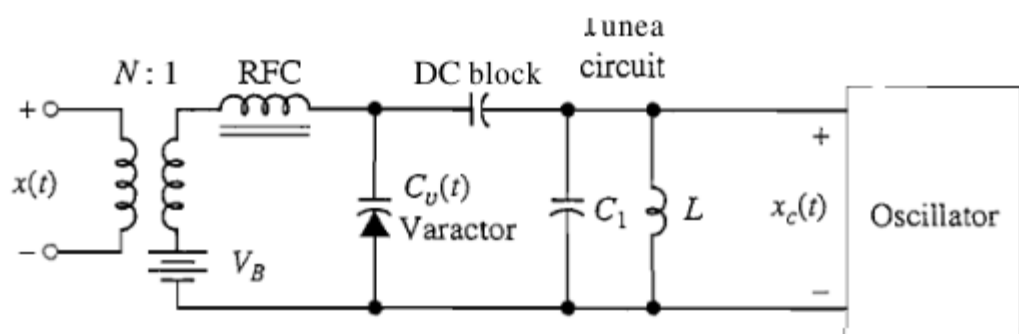
Incluye un circuito integrador y un modulador de fase de banda angosta. El modulador de fase de banda angosta se basa en la aproximación  $x_c(t) \approx A_c \cos(\omega_c t) - A_c \phi_\Delta x(t) \sin(\omega_c t)$ , sólo válida si  $\phi_\Delta \ll 1$  radián ( $< 10^\circ$ ).



**Figure 5.3-3** Narrowband phase modulator.

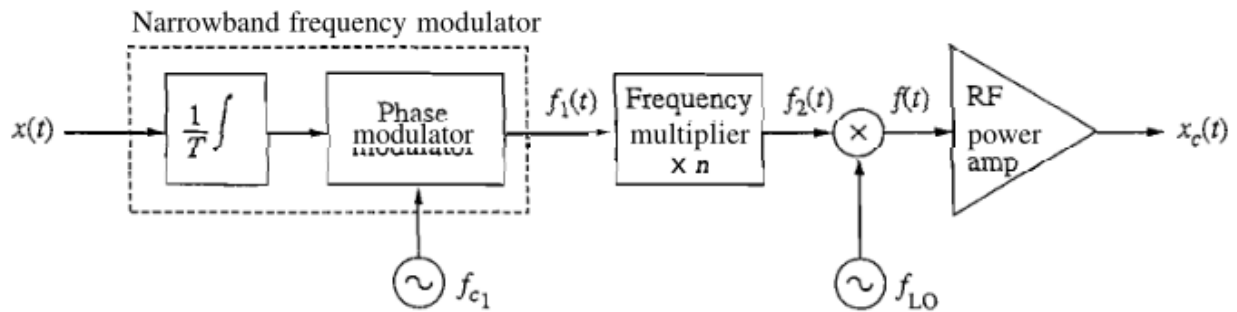
**12 - Explicar el método de FM directo e indirecto.**

La FM directa se obtiene por la modificación lineal de la frecuencia de la portadora. La FM indirecta se obtiene a partir de métodos que se aproximan a la generación de modulación exponencial.



**Figure 5.3-1** VCO circuit with varactor diode for variable reactance.



Figure 5.3-5 Indirect **FM** transmitter

13 - Explique el funcionamiento de un discriminador de frecuencia balanceado.

VER AL FINAL

14 - Explique brevemente los métodos usados para la modulación de señales moduladas en frecuencia (FM). Realice los diagramas en bloques para cada uno de los métodos y justifique su operación mediante ecuaciones.

VER AL FINAL

15 - ¿Por qué surge la necesidad de redes de pre-énfasis y des-énfasis? ¿Cuál es el diagrama de un sistema FM con estas redes? ¿Cual es la relación entre las FT de ambas redes?

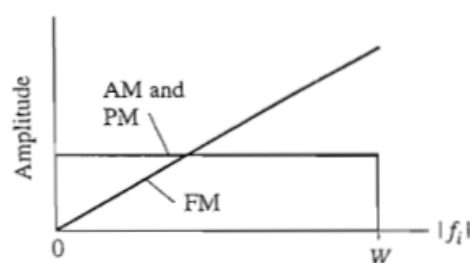
Las redes de pre-énfasis y de des-énfasis surgen para atenuar el efecto de la interferencia. Sea  $c$  la señal de interés e  $i$  la señal interferente. Tenemos

$$x_c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t) \quad x_i(t) = A_i \cdot \cos((\omega_c + \omega_i)t + \varphi_i)$$

Además, definimos  $\rho = A_i/A_c$ . En el caso de interferencia débil,  $A_i < A_c$  y  $\rho < 1$ . A la salida de un demodulador de FM, se obtiene

$$y_D(t) = K_D \cdot \rho \cdot f_i \cdot \cos(\omega_i) \quad \text{FM}$$

Lo anterior se aprecia en el siguiente gráfico. Nótese que la señal de FM es directamente proporcional a la diferencia de frecuencia entre la señal de interés y la señal de interferencia.

Figure 5.4-2 Amplitude of demodulated interference from a carrier at frequency  $f_c + f_i$ .

Así, la FM atenúa la interferencia de frecuencias cercanas a  $f_c$ , pero amplifica las lejanas. Para solucionarlo, se introducen filtros luego del detector que atenúan las altas frecuencias.



Figure 5.4-3 Complete FM demodulator.

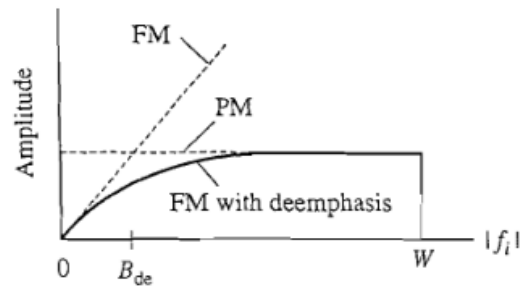


Figure 5.4-4 Demodulated interference amplitude with FM deemphasis filtering.

El filtro de des-énfasis también atenúa las componentes de alta frecuencia del mensaje, ocasionando distorsión de la señal de salida a menos que se tomen medidas correctiva. Aquí surge la pre-distorsión o pre-énfasis que se aplica a la señal antes de la modulación.

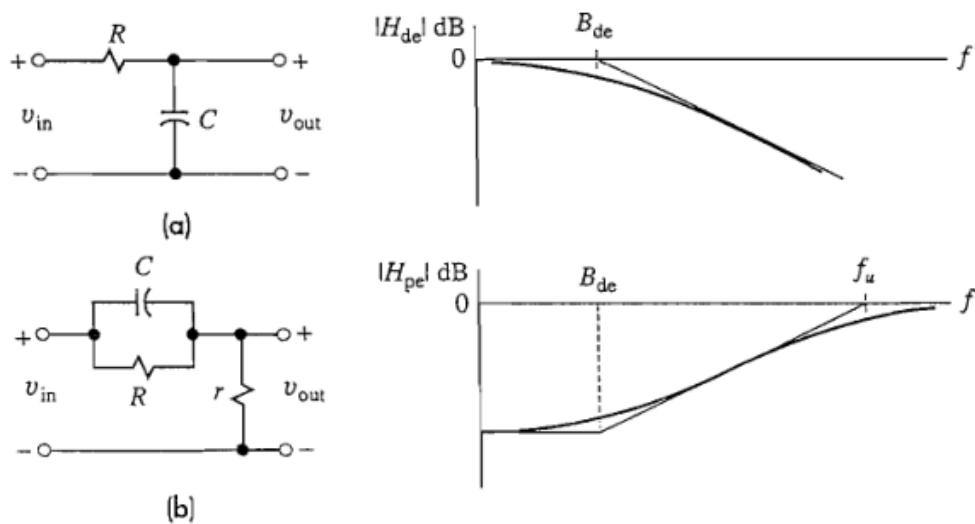
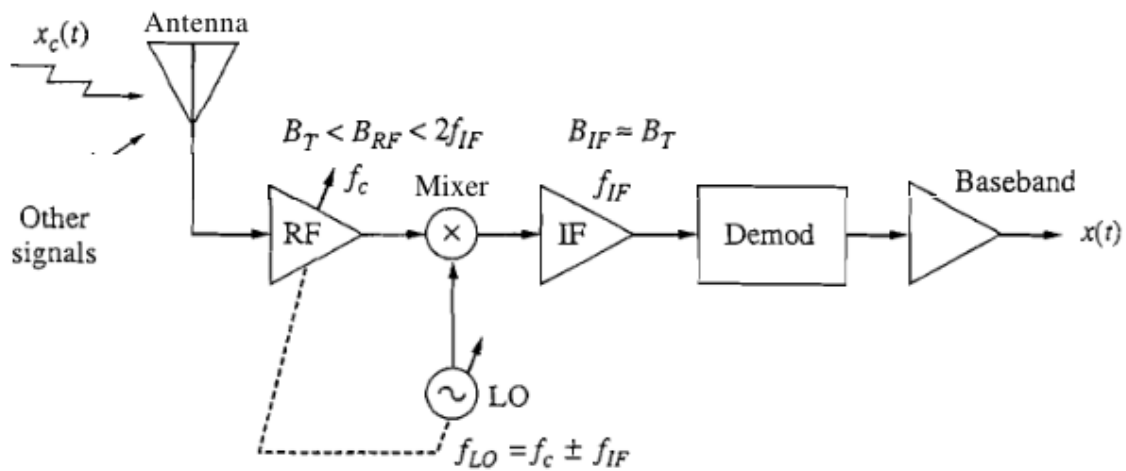


Figure 5.4-5 (a) Deemphasis filter; (b) preemphasis filter

La FT de la red de pre-énfasis es la recíproca de la FT de des-énfasis, para que el resultado neto sea nulo:

$$H_{PE}(f) = 1/H_{DE}(f) \quad |f| \leq W$$

**CAPÍTULO 7: SISTEMAS DE COMUNICACIONES ANALÓGICAS****16 - Diagrama del receptor superheterodino. ¿Para qué sirve el conversor? Frecuencia imagen.****Figure 7.1–1** Superhetrodyne receiver.

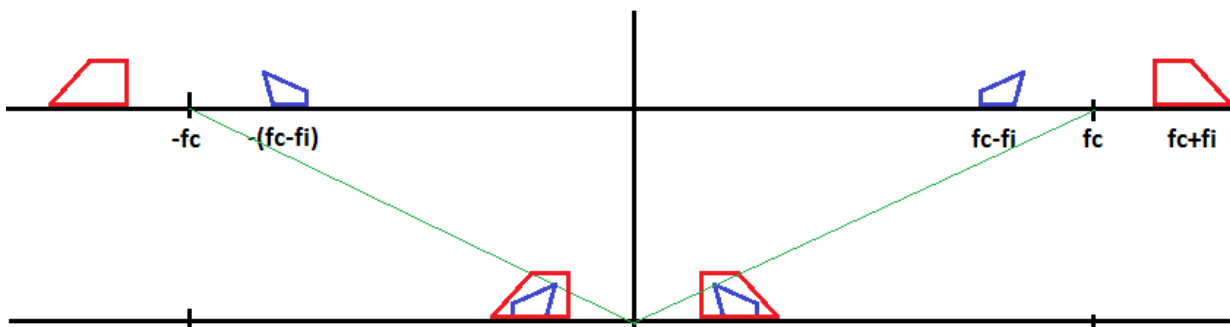
El **conversor** o **convertidor de frecuencias** está compuesto por un mezclador/multiplicador y un oscilador local *OL*. El convertidor sirve para trasladar la señal de interés (que estará a una distancia *IF* por arriba o por abajo de la frecuencia del *OL*, según el diseño) hasta la frecuencia intermedia *IF*.

La frecuencia imagen es la frecuencia no deseada que también se traslada hasta *IF* si no es filtrada correctamente antes del convertidor, en cuyo caso produce un efecto semejante a la interferencia de co-canal (diafonía/crosstalk).

**17 - Explique por qué aparece la frecuencia imagen en el receptor superheterodino y cómo se minimiza el efecto que provoca.**

La frecuencia imagen es la frecuencia no deseada que también se traslada hasta la frecuencia intermedia *fi* si no es filtrada correctamente antes del convertidor, en cuyo caso produce un efecto semejante a la interferencia de co-canal (diafonía/crosstalk).

Esto ocurre porque la operación de mezclado hace que tanto  $(f_c + f_i)$  como  $(f_c - f_i)$  se trasladen hasta *fi*:

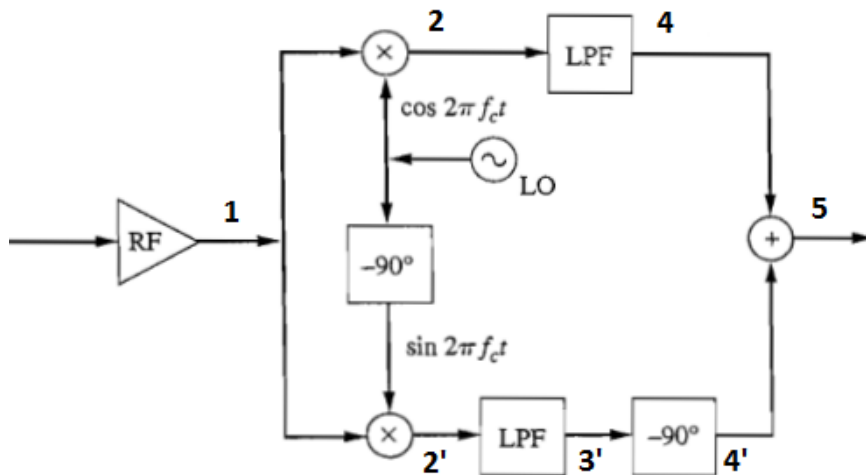


Para evitar esto es necesario que el filtro de RF atenue todo lo que está en la frecuencia imagen antes del heterodinado.

**18 - Explique brevemente cómo funciona un receptor de conversión directa con rechazo de banda lateral opuesta para SSB. Dibuje un diagrama en bloque y encuentre la expresión de la señal de salida  $y(t)$ . ¿Qué mejora presenta este tipo de demodulador respecto del demodulador homodino?**

El receptor de conversión directa u homodino multiplica la señal para que llegue a banda base, sin pasar por una frecuencia intermedia. Esto no es problema para AM o DSB, pero sí representa un problema para VSB o SSB, ya que las bandas laterales no deseadas no pueden ser filtradas por el filtro RF y entonces se superponen al ser demoduladas.

El receptor de conversión directa con rechazo de banda lateral opuesta tiene un diseño tal que permite anular la banda lateral no deseada:



$$1) A_c \cos(2\pi \cdot (f_c + f_1) \cdot t) + A_{c'} \cos(2\pi \cdot (f_c - f_2) \cdot t)$$

$$2) \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot (2f_c + f_1) \cdot t) + \frac{A_{c'}}{2} \cos(2\pi \cdot (2f_c - f_1) \cdot t) + \frac{A_{c'}}{2} \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

$$2') - \frac{A_c}{2} \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \frac{A_c}{2} \sin(2\pi \cdot (2f_c + f_1) \cdot t) - \frac{A_{c'}}{2} \sin(2\pi \cdot (2f_c + f_1) \cdot t) + \frac{A_{c'}}{2} \sin(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

Las componentes a  $2 \cdot f_c$  se van con los pasabajos.

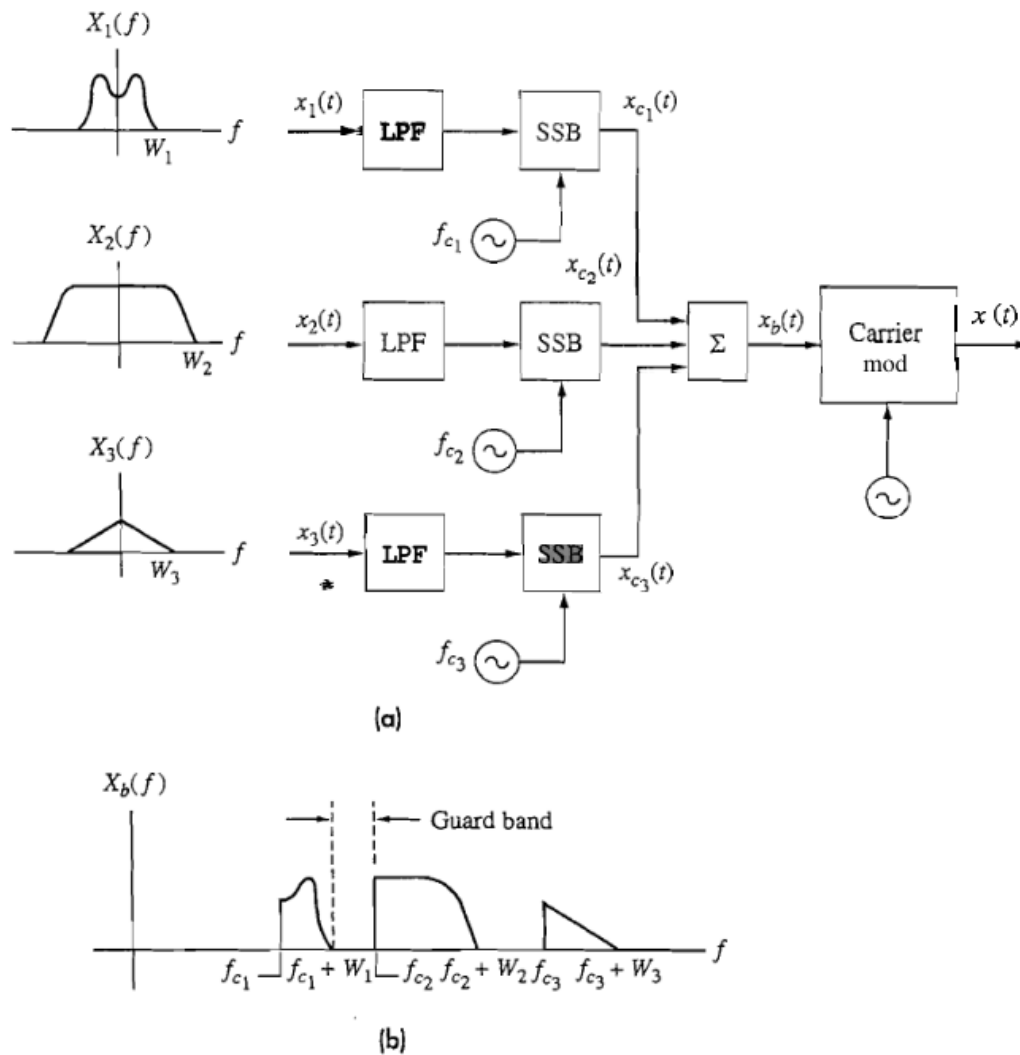
$$3') - \frac{A_c}{2} \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \frac{A_{c'}}{2} \sin(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

$$4) \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \frac{A_{c'}}{2} \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

$$4') \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) - \frac{A_{c'}}{2} \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

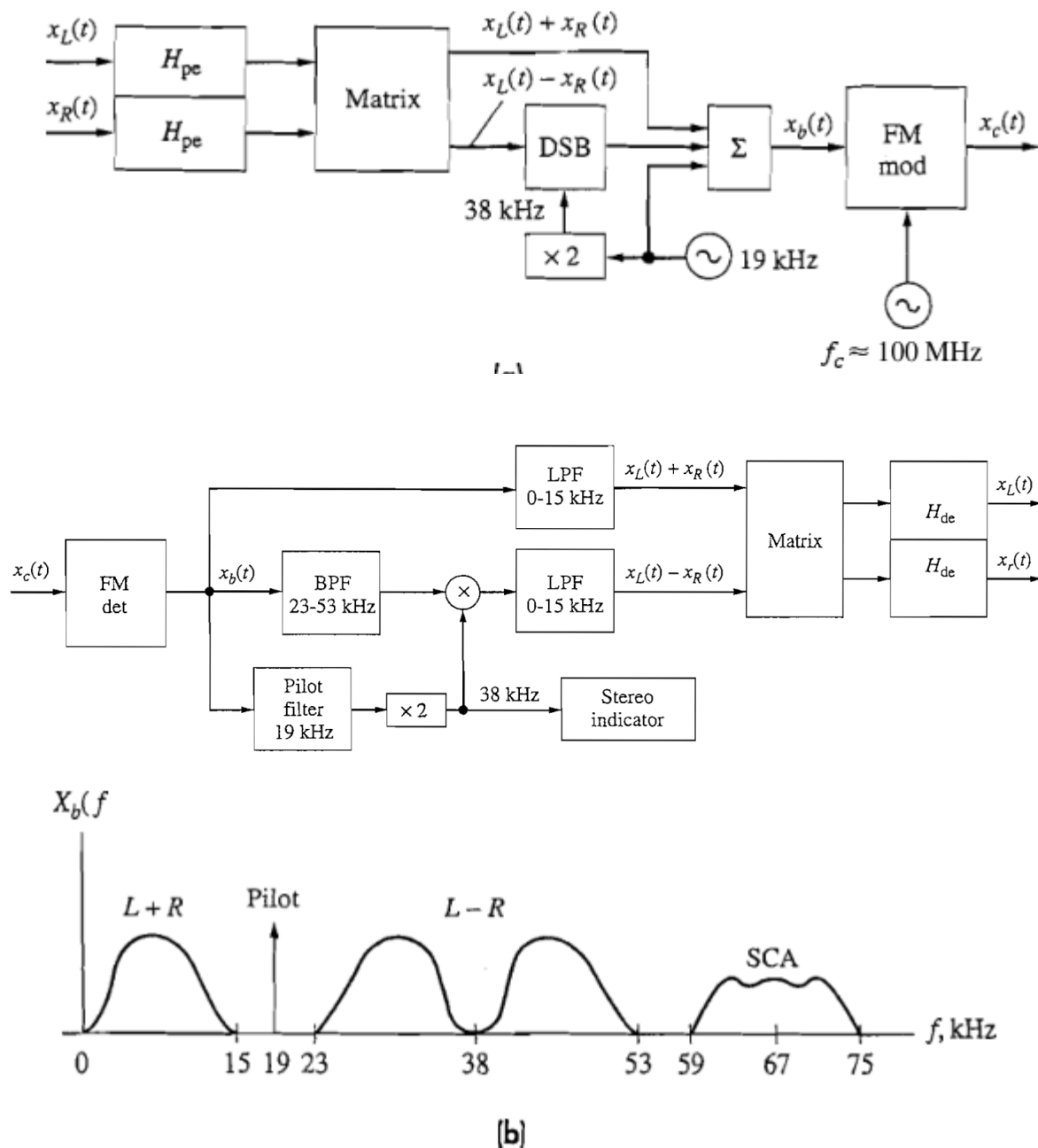
$$5) \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t)$$

19 - Dibuje un diagrama en bloque en el que se realiza multicanalización por división de frecuencia para tres canales.



**Figure 7.2-1** Typical FDM transmitter. (a) Input spectra and block diagram; (b) baseband FDM spectrum.

20 - Espectro de FM estéreo, diagrama de emisor y receptor // Dibuje el diagrama en bloques y explique cómo se realiza el multiplexado de los canales izquierdo y derecho en la modulación de FM comercial.



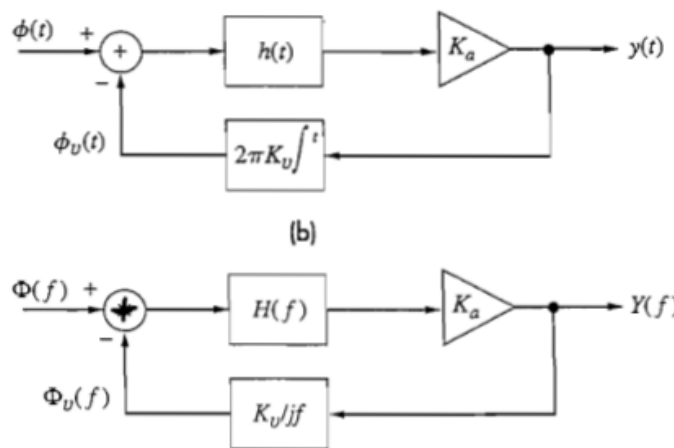
**Figure 7.2-4** FM stereo multiplexing. (a) Transmitter; (b) baseband spectrum.

Las señales L y R se preenfatan antes de entrar a la matriz para generar  $X_L(t) + X_R(t)$  y  $X_L(t) - X_R(t)$  donde la señal suma se utiliza para el oyente monoaural y es insertada directamente a la portadora, mientras que la DSB  $X_L(t) - X_R(t)$  modula una subportadora de 38KHz. se añade una señal piloto de 19KHz para sincronización del receptor.

## 21 - Describa como funciona un PLL como demodulador de portadoras moduladas en FM (demodulación por realimentación de frecuencia). Ventaja respecto al discriminador balanceado.

Sea  $x_c(t)$  la señal de entrada un PLL y  $v(t)$  la señal de entrada al comparador de fase. La salida del comparador de fase es  $y(t) = K_a \cdot \text{sen}(\epsilon)$ , y además  $\epsilon(t) = \theta_c(t) - \theta_v(t) + 90^\circ$ . En condiciones de enganche, y si la ganancia  $K$  del PLL es suficientemente grande,  $\text{sen}(\epsilon(t)) \approx \epsilon(t) \approx \theta_c(t) - \theta_v(t) + 90^\circ$ . Además,  $\theta_v(t) \approx \theta_c(t)$  con un cierto retardo de tiempo, lo cual puede expresarse como  $\theta_v(t) \approx \theta_c(t - t_d)$ . En consecuencia,  $y(t)$  es proporcional a la derivada de la fase, que es la frecuencia, y el PLL actúa de forma parecida a un discriminador de desplazamiento de fase (ver p217).

Sea un PLL cuyo OCV está sintonizado a cierta frecuencia  $f_c$ , y con una ganancia  $K$  suficientemente grande como para que el error  $\text{sen}(\epsilon(t)) \approx \epsilon(t)$  sea muy pequeño. En estas condiciones, se puede modelar linealmente al PLL con respecto a sus efectos en las fases:



Este es un sistema realimentado negativamente cuya salida es

$$Y(f) = \frac{1}{K_v} \cdot \frac{jf \cdot K \cdot H(f)}{jf + K \cdot H(f)} \cdot \Phi(f)$$

Si la entrada es una onda FM con  $\varphi'(t) = 2\pi \cdot f_\Delta \cdot x(t)$  y  $\Phi'(f) = 2\pi \cdot f_\Delta \cdot X(f)$ , entonces  $\Phi(f) = \frac{f_\Delta}{jf} \cdot X(f)$ , y reemplazando en la anterior se tiene

$$Y(f) = \frac{f_\Delta}{K_v} \cdot \frac{H(f)}{H(f) + j \cdot (f/K)} \cdot X(f)$$

Entonces, para una entrada FM, el sistema se comporta como un filtro pasabajos con frecuencia de corte  $K$ . Si  $K > W$  (ancho de banda del mensaje), luego

$$Y(f) \approx \frac{f_\Delta}{K_v} \cdot X(f) \quad \text{y por lo tanto} \quad y(t) \approx \frac{f_\Delta}{K_v} \cdot x(t), \quad \text{que es el mensaje demodulado.}$$

Un detector de FM basado en PLL permite demodular señales con desviaciones de frecuencia mucho mayores que las que se pueden demodular con otros métodos.

**X - Explique cómo funciona un PLL para realizar la síntesis de frecuencia partiendo de un oscilador de frecuencia fija.**

---

**X - Un mezclador traslada en frecuencia, hacia arriba o hacia abajo, la señal de entrada. Indique matemáticamente cómo lo realiza. ¿Introduce intermodulación? ¿Introduce una pérdida de conversión? ¿Empeora la relación señal-ruido a la salida?**



**CAPÍTULO 8: RUIDO EN SISTEMAS ANALÓGICOS DE MODULACIÓN****22 - ¿Qué entiende por efecto umbral de AM? ¿Para que S/N el receptor está por encima del umbral? ¿Es necesario tener en cuenta este efecto en AM?**

Existe algún valor (umbral) de la SNRr por encima del cual la mutilación es despreciable y por debajo del cual el desempeño del sistema se deteriora rápidamente. Se denomina mutilación al efecto destructivo causado por el ruido aleatorio, al multiplicarse este con la señal, y sólo sucede en detectores de envolvente.

Cómo regla práctica, se puede definir el umbral como

$$SNR_R = 10 \equiv 10 \text{ dB}$$

No es necesario tener en cuenta el efecto umbral para la detección de audio en AM, ya que la SNRr de audio debe ser mayor a 30 dB para **reconocer el mensaje**. El efecto umbral sí puede ser un problema para la transmisión de otra información que se reciba con menos SNRr.

**23 - ¿Qué entiende por efecto umbral en FM? ¿Cuáles son los efectos más notables en señales moduladas?**

El efecto umbral en FM se produce a partir de cierta SNRr para la cual la amplitud del ruido es comparable con la de la señal, obteniéndose una resultante muy aleatoria y distinta a la señal. Pequeñas variaciones en la potencia de la señal recibida producen apreciables cambios en la señal de salida. Estos picos se escucharían en una radio de FM como un chisporroteo o chasquido que enmascara la señal.

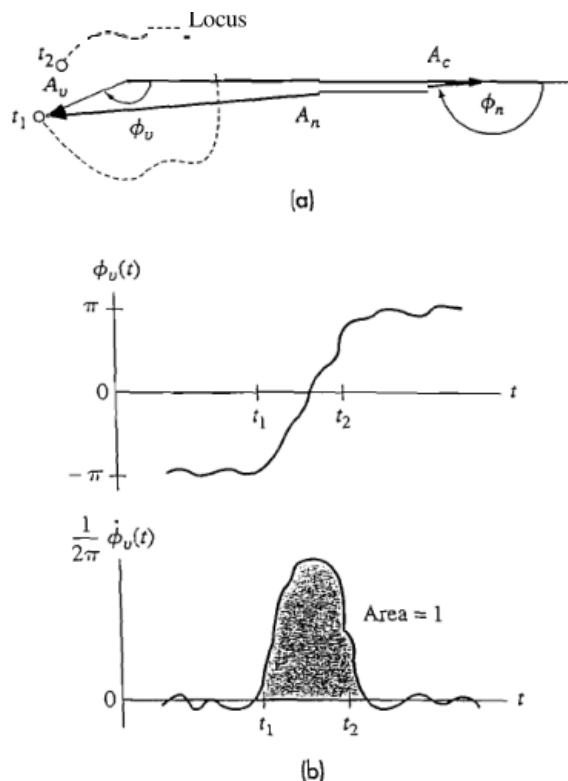


Figure 10.3-5 FM near threshold. (a) Phasor diagram; (b) instantaneous phase and frequency

El efecto umbral es responsable de que no se pueda intercambiar arbitrariamente la potencia transmisión por ancho de banda. A fines prácticos, se puede definir el umbral para

$$SNR_R = 10 \equiv 10 \text{ dB}$$

Se puede calcular la razón de desviación  $D$  para cierta  $SNR_d$  con:

$$D = f_{\Delta}/W$$

$$SNR_D = 60.D^2.(D+2).Sx \quad D > 2$$

## 24 - Expresar el ruido como componentes en fase y cuadratura , y como envolvente y fase.

Ruido en fase y cuadratura

$$n(t) = n_i(t).\cos(\omega_c.t) - n_q(t).\sen(\omega_c.t) \quad \omega_c = 2\pi f_c \quad [\text{rad/seg}]$$

Las densidades espectrales de potencia de las componentes en cuadratura son funciones relacionadas con la d.e.p del ruido pasabanda por:

$$G_{ni}(f) = G_{nq(f)} = G_n(f+fc).u(f+fc) + G_n(f-fc).[1 - u(f-fc)]$$

Ruido en envolvente y fase

$$n(t) = A_n(t).\cos(2\pi f_c + \varphi_n(t))$$

## 25 - Representar qué se obtiene a la salida de AM, FM y PM cuando hay modulación moderada (interferencia) $A_i < A_c$ para cada uno.

Sea  $c$  la señal de interés e  $i$  la señal interferente. Tenemos

$$x_c(t) = A_c.\cos(\omega_c.t) \quad x_i(t) = A_i.\cos((\omega_c + \omega_i)t + \varphi_i)$$

Además, definimos  $\rho = A_i/A_c$ .

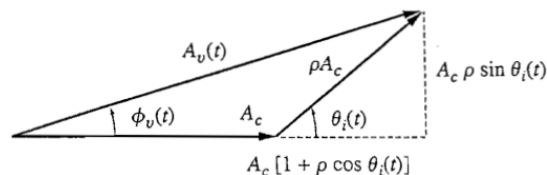


Figure 5.4-1 Phasor diagram of interfering carriers.

En el caso de interferencia débil,  $A_i < A_c$  y  $\rho < 1$ . A la salida de distintos demoduladores, se obtiene

$$y_D(t) = K_D \cdot (1 + \rho \cdot \cos(\omega_i \cdot t)) \quad \text{AM}$$

$$y_D(t) = K_D \cdot \rho \cdot \sin(\omega_i \cdot t) \quad \text{PM}$$

$$y_D(t) = K_D \cdot \rho \cdot f_i \cdot \cos(\omega_i) \quad \text{FM}$$

Lo anterior se aprecia en el siguiente gráfico. Nótese que la señal de FM es directamente proporcional a la diferencia de frecuencia entre la señal de interés y la señal de interferencia.

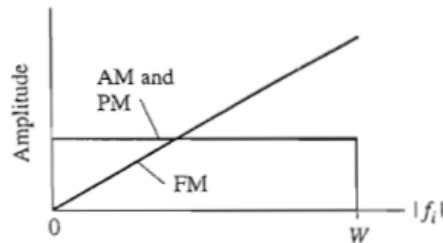


Figure 5.4-2 Amplitude of demodulated interference from a carrier at frequency  $f_c + f_i$ .

**26 - En un receptor de FM con discriminador (en genérico), ¿para qué se introduce un limitador? ¿Cuál es la función del filtro de post-detección?**

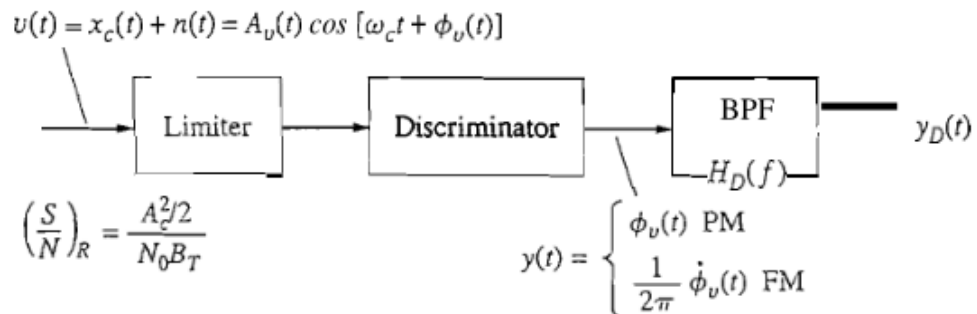


Figure 10.3-1 Model for detection of exponential modulation plus noise

El limitador en la entrada se incluye para remover de  $x_c(t)$  cualquier variación falsa de la amplitud antes de que llegue al discriminador.

El filtro de post-detección sirve para eliminar ruido que es de mayor frecuencia que el mensaje pero que acompaña al mensaje modulado. En FM y PM el ancho de banda de la señal modulada es mayor al ancho de banda  $2W$  que tendría el mensaje pasabanda.

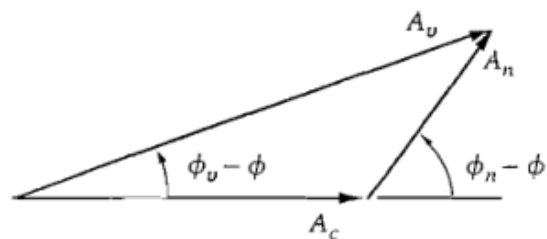
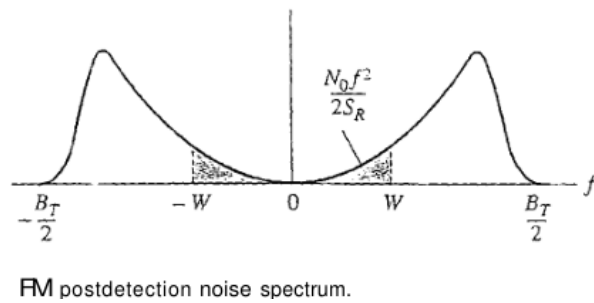
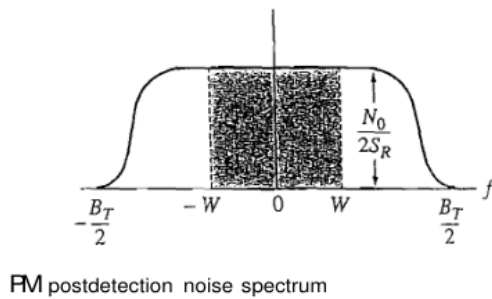


Figure 10.3-2 Phasor diagram of exponential modulation plus noise



## 27 - ¿Cómo se puede aumentar la relación señal a ruido en destino sin aumentar la potencia? ¿Qué limitaciones hay?

- En FM y PM, aumentar el ancho de banda. En PM esto está limitado por  $\Phi_\Delta < \Pi$ . En FM, teóricamente, podría incrementarse  $f_\Delta$  hasta donde uno quiera. En la práctica, y para ambos casos, los índices de modulación pueden incrementarse hasta cierto límite debido al efecto umbral.
- En AM aumentando el índice de modulación.  $0 < \mu \leq 1$
- En cualquier tipo de modulación, la compansión permite que las señales de baja potencia no sean tapadas por el ruido, y entonces la SNR promedio (para todas las frecuencias) es mayor.

## 28 - ¿Cómo se obtiene la figura del ruido de un sistema compuesto por una cascada de N redes de 2 puertos? Explique las implicancias de la fórmula de Friis.

Sean N redes de 2 puertos con distintas ganancias  $g$  y distintas figuras de ruido  $F$ , pero con el mismo ancho de banda de ruido  $B_n$  y con impedancias perfectamente adaptadas. La figura de ruido equivalente de todo el conjunto se puede obtener con la fórmula de Friis:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{g_1} + \frac{F_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{g_1 g_2 \dots g_{N-1}}$$

Se observa que la figura de ruido total es altamente dependiente de la figura de ruido de la primera etapa. Por lo tanto, la primera etapa o *extremo frontal* debería tener una baja figura de ruido y una elevada ganancia a los efectos de minimizar la figura de ruido total del sistema multietapa. Con un buen *extremo frontal*, las restantes etapas proveen ganancia adicional, amplificando tanto la señal como el ruido, sin modificar notablemente la SNR.

## 29 - Definir temperatura de ruido. Defina temperatura efectiva y figura de ruido de un sistema. ¿Cuándo y para qué se utiliza cada una de ellas?

La temperatura equivalente de ruido  $T_i$  se define como la temperatura a la que estaría una resistencia ficticia conectada a la entrada de un dispositivo ideal (sin ruido) de tal manera que produzca a la salida, la misma potencia de ruido que el dispositivo real.

Podríamos modelar a la red de dos puertos como un dispositivo libre de ruido y tomar en cuenta el incremento de ruido a la salida, debido al ruido interno, asignando a la fuente de entrada, una nueva temperatura  $T_i + T_e$ ; donde  $T_e$  es la temperatura efectiva de ruido de entrada.

La figura de ruido  $F$  se define como la potencia de ruido de salida real dividida por la potencia de ruido a la salida para el caso ideal de que el dispositivo de dos puertos no fuera ruidoso, asumiendo que la fuente de ruido a la entrada se encuentra a temperatura ambiente.

Las redes de dos puertos se caracterizan generalmente por  $F$ , cuando la fuente excitadora de ruido está a, o cerca de, la temperatura ambiente  $T_0$ , mientras que la temperatura efectiva de ruido,  $T_e$ , resulta más conveniente cuando la temperatura de ruido de entrada no es cercana a  $T_0$ .

---

**X - Defina ancho de banda equivalente de ruido. ¿Cuál es el motivo del uso de esta definición de ancho de banda?**

**TEORÍA DE LA INFORMACIÓN****30 - Defina cantidad de información de un mensaje. Defina información promedio de una fuente.**

La información de un evento  $i$  de un universo  $U$  con  $q$  posibles eventos es  $I_i = \log_2 \frac{1}{p_i}$

La información promedio de todos los mensajes posibles es la entropía, y se define como:

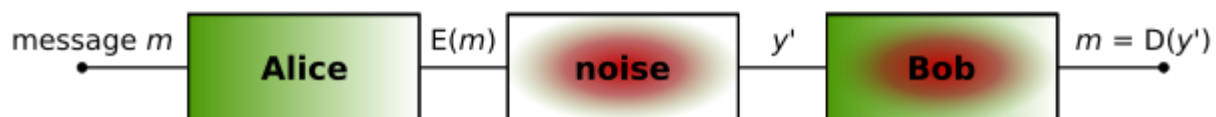
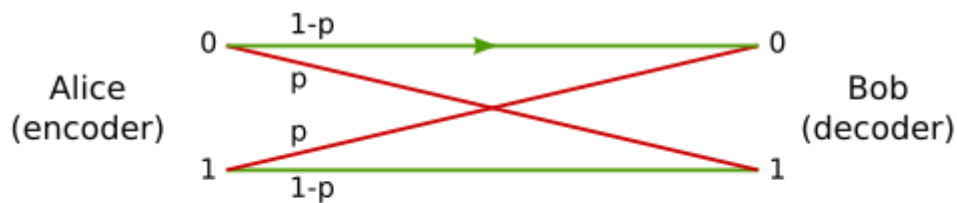
$$H = \sum_{i=1}^q p_i \cdot \log\left(\frac{1}{p_i}\right)$$

**31 - Defina canal de comunicación simétrico. Utilizando las probabilidades condicionales  $P(x|y)$ , dibuje un diagrama de tal canal para el caso binario. ¿Cómo se encuentra la capacidad del canal? VER EN SKLAR**

$$P(Y/X) = P(X/Y)$$

Un canal de información es simétrico cuando este afecta con la misma proporción a todos los símbolos enviados. Es decir, es igual la probabilidad de recibir un 0 enviando 1 que recibir 1 enviando 0, en un canal binario, donde  $p$  es la probabilidad de error y debe cumplirse que  $0 < p < 1/2$ . Puede representarse por medio de una matriz, donde las filas son los símbolos enviados y las columnas son los símbolos recibidos:

$$A = \begin{bmatrix} P(b_1/a_1) & P(b_2/a_1) \\ P(b_1/a_2) & P(b_2/a_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-p & p \\ p & 1-p \end{bmatrix}$$



La capacidad del canal se calcula mediante la siguiente ecuación (**VER EN SKLAR P.532 (9.4.3 Equivocation and effective transmission rate)**)

$$\begin{aligned} \text{Información Mutua : } I(A, B) &= \text{Entropía} - \text{Equivocación} = \\ &= H(B) - H(B/A) = \sum_{j=1}^n p(b_j) \log(1/p(b_j)) - \sum_{i=1}^n p(a_i) \sum_{j=1}^n p(b_j/a_i) \log(1/(p(b_j/a_i))) \end{aligned}$$

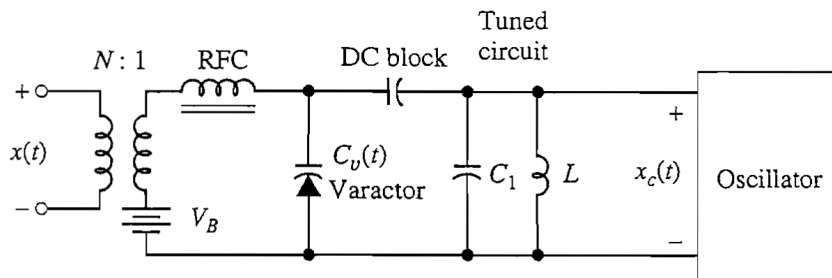
$$\text{Capacidad del canal : } \max I(A, B)$$

## MODULADORES Y DEMODULADORES - Esquemas, ecuaciones, descripción, usos, ventajas, desventajas y página

### Moduladores de FM

#### FM directa

La FM directa solo requiere de un oscilador controlado por voltaje cuya frecuencia de oscilación tenga una dependencia lineal del voltaje aplicado. Es posible modular un oscilador convencional de circuito sintonizado introduciendo un elemento de reactancia variable (como un diodo varactor) como parte del circuito resonante LC en paralelo



Si la capacitancia equivalente depende del tiempo de la siguiente manera

$$C(t) = C_0 - Cx(t)$$

y si  $Cx(t)$  es lo suficientemente pequeña y lenta, tenemos:

$$\theta'_c(t) = \frac{1}{\sqrt{LC(t)}} = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \left[ 1 - \frac{C}{C_0} x(t) \right]^{-1/2}$$

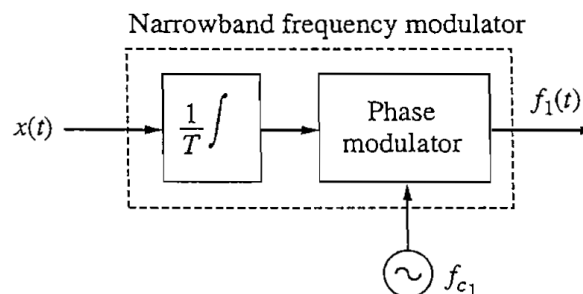
Haciendo  $w_c = 1/\sqrt{LC_0}$  y suponiendo  $|(C/2C_0)x(t)| \ll 1$ , la expresión en serie binomial

$$\theta_c(t) \approx 2\pi f_c t + 2\pi \frac{C}{2C_0} f_c \int x(t) dt \text{ que constituye la modulación de frecuencia con } f_\Delta = (C/2C_0)f_c$$

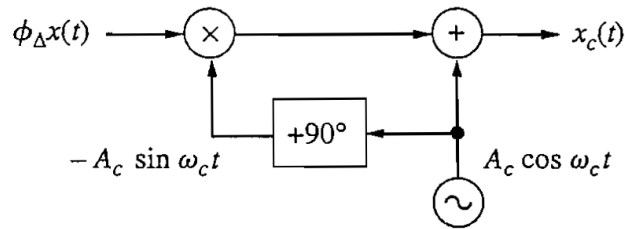
#### Modulador de FM de banda angosta

El integrador y el modulador de fase constituyen el modulador de frecuencia de banda angosta con frecuencia instantánea

$$f_1(t) = f_{c1} + \frac{\Phi_\Delta}{2\pi T} x(t)$$



### Modulador de fase de banda angosta(PM)



Es obtenido a partir de la aproximación

$$x_c(t) \approx A_c \cos \omega_c t - A_c \phi_{\Delta} x(t) \sin \omega_c t$$

solo modulará si

$$|\phi_{\Delta} x(t)| \ll 1 \text{ radianes} // < 10^\circ$$

### Modulador de circuito de conmutación (PM)

Un modulador de circuito de conmutación permite alcanzar desplazamientos de fase mayores que el de un generador de FM de banda angosta. Funciona modulando la fase de una onda cuadrada, una especie de Pulse-Position-Modulation. Por supuesto la onda cuadrada debe luego filtrarse para obtener la salida senoidal.

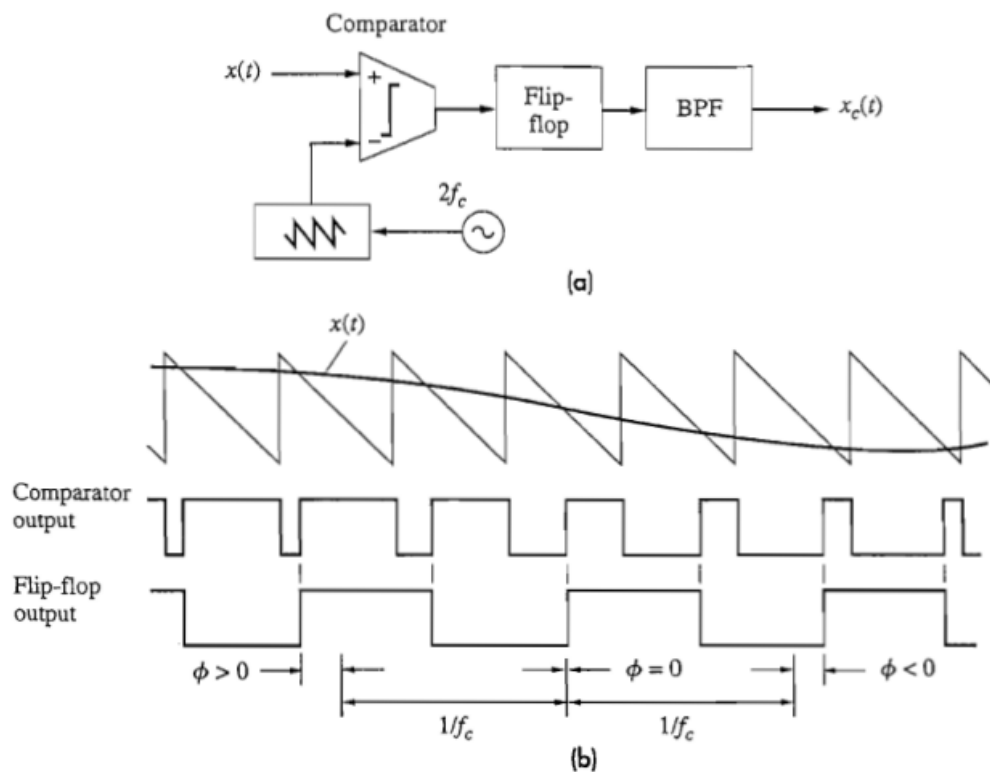


Figure 5.3-4 Switching-circuit phase modulator. (a) Schematic diagram (b) waveforms.



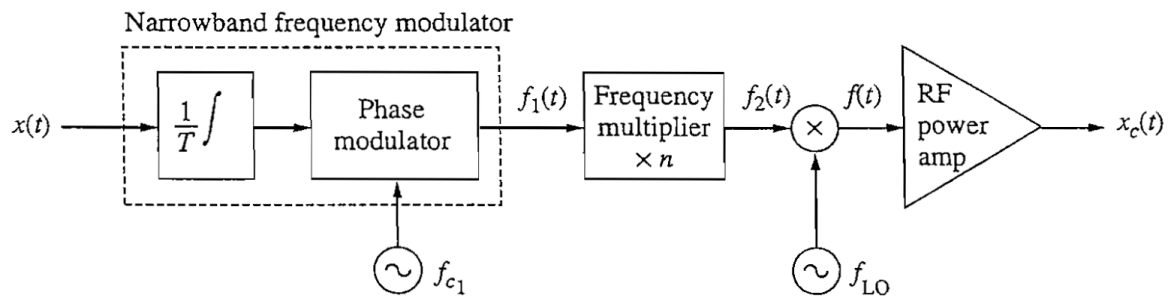
### Transmisor de FM indirecta

El transmisor de FM indirecta con multiplicadores permite alcanzar una WBFM a partir de una NBFM (generada de cualquier manera). A la salida del modulador de banda angosta se tiene

$$f_1(t) = f_{c1} + \frac{\varphi_{\Delta}}{2\pi \cdot T} \cdot x(t), \text{ donde } f_{\Delta 1} = \frac{\varphi_{\Delta}}{2\pi \cdot T}$$

Para aumentar la desviación de frecuencia  $f_{\Delta}$  se usa un multiplicador de frecuencia. Sin embargo, también se multiplica la portadora, por lo que seguramente luego habrá que trasladar todo (mezclando con un oscilador local) hasta la frecuencia deseada. Concretamente, al multiplicar por  $n$  se tiene

$$f_2(t) = n \cdot f_1(t) = n \cdot f_{c1} + n \cdot f_{\Delta 1} \cdot x(t)$$



### FM de onda triangular

Una señal de FM es

$$x_c(t) = A_c \cdot \cos(\theta_c(t)) = A_c \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi(t))$$

Lo cual puede reformularse como

$$x_c(t) = A_c \cdot \sin\left\{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \arcsin[\cos(\theta_c(t))]\right\}$$

$\frac{2}{\pi} \cdot \arcsin[\cos(\theta_c(t))]$  representa a una onda triangular,  $x_{\Delta}(\theta_c(t))$ . Una forma de obtenerla a partir de la frecuencia instantánea (que es la derivada de la fase):

$$v(t) = \frac{2}{\pi} \dot{\theta}_c(t) = 4[f_c + f_{\Delta}x(t)]$$

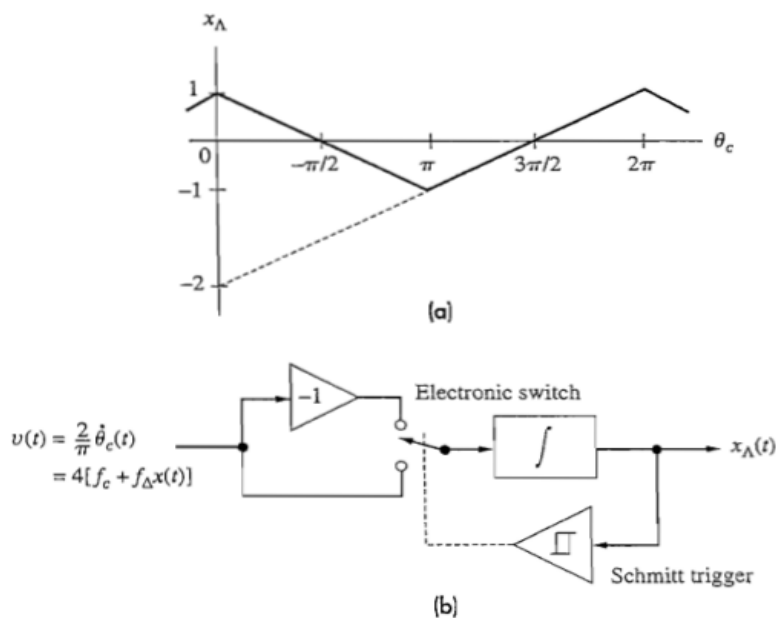
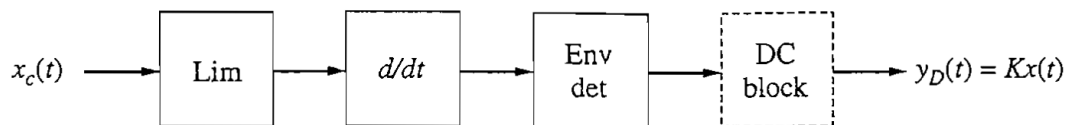


Figure 5.3-6 Triangular-wave FM. (a) Waveform; (b) modulation system.

Nótese que el resultado es similar a una FM típica, pero cuya portadora es una onda triangular. Para hacerla senoidal, debe hacerse, con algún circuito específico,  $x_c(t) = A_c \cdot \text{sen}(\frac{\pi}{2} x_\Delta(t))$ . Otra forma de lograr una senoidal es introduciendo la triangular a un limitador duro y luego filtrando. Podría usarse en un generador de funciones para obtener una señal triangular, una cuadrada y una senoidal a partir del mismo circuito.

## Demoduladores / Detectores de FM

### Convertor de FM a AM. (Genérico y discriminador balanceado).



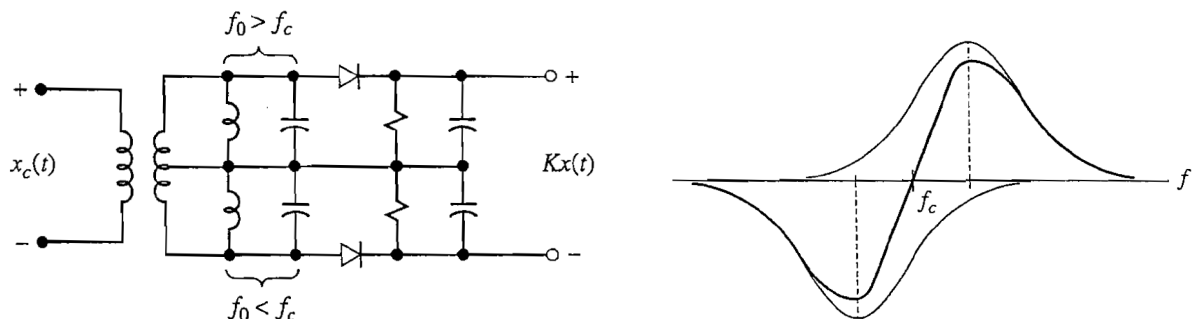
Sea

$$x_c(t) = A_c \cdot \cos \theta(t) \quad \text{con} \quad \theta'_c(t) = 2\pi[f_c + f_\Delta x(t)]$$

$$x'_c(t) = -A_c \theta'(t) \text{sen} \theta_c(t) = 2\pi A_c [f_c + f_\Delta x(t)] \cdot \text{sen}[\theta_c(t) \pm 180^\circ]$$

En consecuencia un detector de envolvente con entrada  $x'_c(t)$  produce una salida proporcional a  $f(t) = f_c + f_\Delta x(t)$

Una forma de obtener una respuesta similar a la de un derivador, en los alrededores de la frecuencia de portadora, es utilizando dos circuitos resonantes, uno por debajo y otro por encima de  $f_c$ .



Las salidas de cada circuito resonante pasan por detectores de envolvente. La salida es igual a la diferencia de las dos envolventes y no se necesita bloquear la continua ya que es cancelada en la resta. Tiene buen rendimiento para anchos de banda estrechos, y **buena respuesta en baja frecuencia**.

### Discriminador de desplazamiento de fase o detector de cuadratura

Una onda FM tiene  $\varphi'(t) = 2\pi f_\Delta x(t)$  de modo que

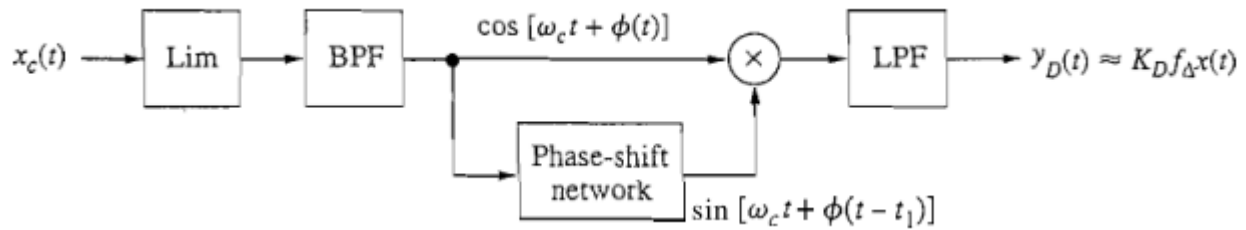
$$\varphi(t) - \varphi(t - t_1) \approx t_1 \varphi'(t) = 2\pi f_\Delta t_1 x(t)$$

La red de desplazamiento de fase tiene un retardo de grupo  $t_1$  y un retardo  $t_0$  de modo que  $\omega_c t_0 = 90^\circ$  lo que explica el nombre de detector. La multiplicación del  $\text{sen}[\omega_c t + \varphi(t - t_1)]$  con  $\cos[\omega_c t + \varphi(t)]$  seguida por el filtro pasa bajo produce una salida proporcional

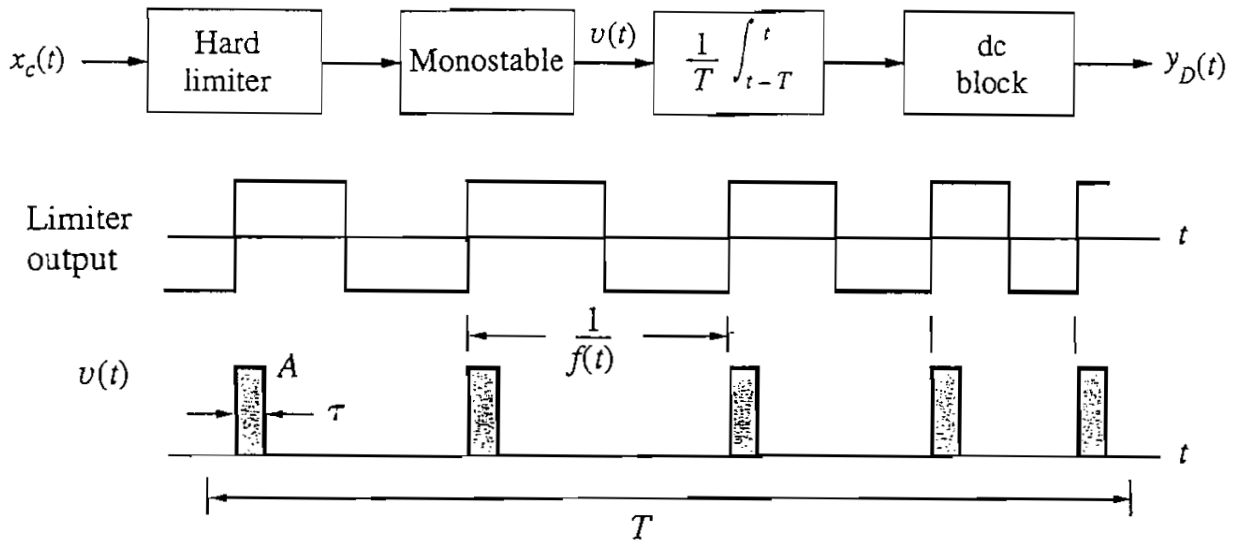
$$\text{sen}[\varphi(t) - \varphi(t - t_1)] \approx \varphi(t) - \varphi(t - t_1).$$

suponiendo que  $t_1$  es lo suficientemente pequeño que  $|\varphi(t) - \varphi(t - t_1)| \ll \pi$  en consecuencia:

$$Y_D(t) \approx K_D f_\Delta x(t)$$



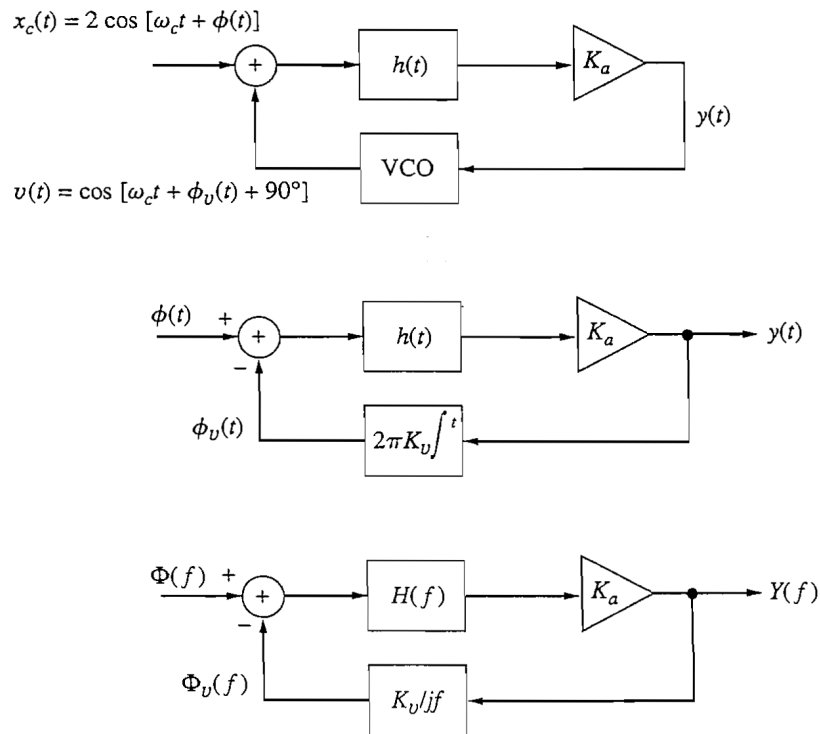
### Detector de cruce por cero



La señal FM de onda cuadrada proviene de un limitador duro que dispara un generador de pulsos monoestable, el cual produce un pulso de corto de amplitud fija  $A$  y duración  $\tau$  en cada cruce por cero ascendente de la onda FM. Si se considera  $W \ll 1/T \ll f_c$  la salida  $v(t)$  se parece a un tren de pulsos rectangulares con periodo  $1/f(t)$ . Integrando obtenemos:

$$\frac{1}{T} \int_{t-T}^t v(t) dt = \frac{1}{T} n_T A \tau \approx A \tau f(t) = y_D(t) \approx K_D f_{\Delta} x(t)$$

### Detector con PLL (VER EN PREGUNTAS DE FM)



Suponiendo que  $\Delta f = 0$  para sincronizarse con la frecuencia de entrada  $F_c$  y que el PLL tiene una ganancia de lazo suficiente para seguir la fase de entrada  $\varphi(t)$  con un pequeño error.

Se utiliza  $\varphi(t)$  como entrada, ya que lo que importa es la variación de fase, la cual se compara con la señal realimentada

$$\varphi_v(t) = 2\pi K_v \int^t y(t) dt$$

El OCV se convierte en un integrador con ganancia  $2\pi K_v$

luego llevando el modelo al dominio de la frecuencia tenemos

$$Y(f) = \frac{K_a H(f)}{1 + K_a H(f)(K_v/jf)} \Phi(f) = \frac{1}{K_v} \frac{jfKH(f)}{jf + KH(f)} \Phi(f)$$

Supóngase ahora que tenemos de entrada una onda FM con  $\varphi'(t) = 2\pi f_\Delta x(t)$

$$Y(f) = \frac{f_\Delta}{K_v} \frac{H(f)}{H(f) + j(f/K)} X(f) \quad H(f)=1 \quad |f| \leq W$$

Luego

$$y(t) \approx \frac{f_\Delta}{K_v} x(t)$$

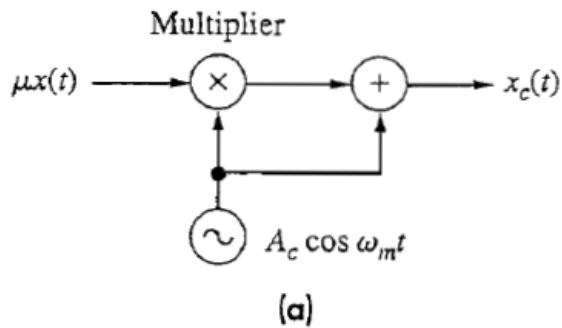
## Moduladores lineales

### Modulador de producto (AM)

La ecuación de una señal de AM es

$$x_c(t) = A_c \cdot [1 + \mu \cdot x(t)] \cdot \cos(\omega_c \cdot t)$$

$$x_c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c \cdot t) + \mu \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t)$$



Un problema es que la mayoría de los multiplicadores analógicos están limitados a niveles de potencia bajos y frecuencias no muy altas.

### Modulador de ley cuadrática (AM)

Sea un elemento no lineal cuya salida es proporcional al cuadrado de la entrada:

$$v_{out} = a_1 \cdot v_{in} + a_2 \cdot v_{in}^2$$

Si  $v_{in}(t) = x(t) + \cos(\omega_c t)$ , entonces

$$v_{out}(t) = a_1 \cdot x(t) + a_2 \cdot x^2(t) + a_2 \cdot \cos^2(\omega_c t) + a_1 \cdot \left[1 + \frac{2a_2}{a_1} \cdot x(t)\right] \cdot \cos(\omega_c t)$$

El último término puede filtrarse y es la onda AM deseada, con  $A_c = a_1$  y  $u = 2 \cdot a_2 / a_1$ .

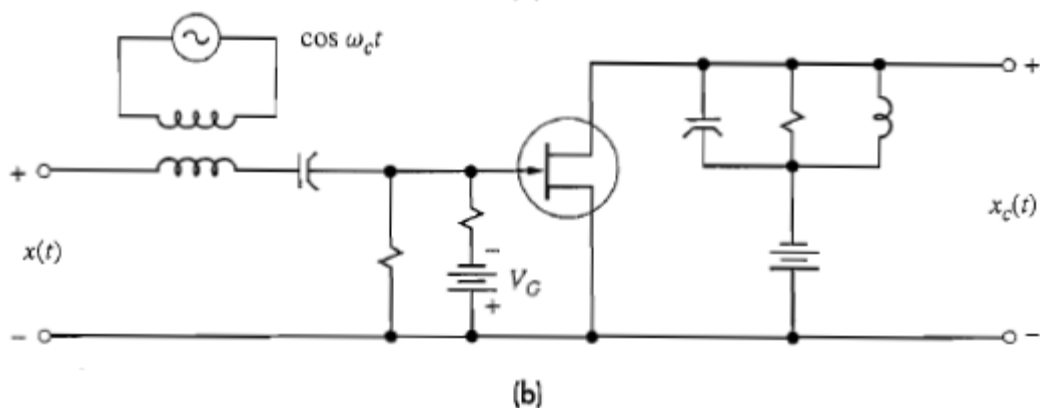
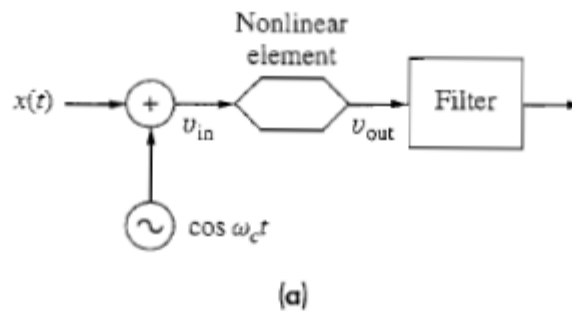
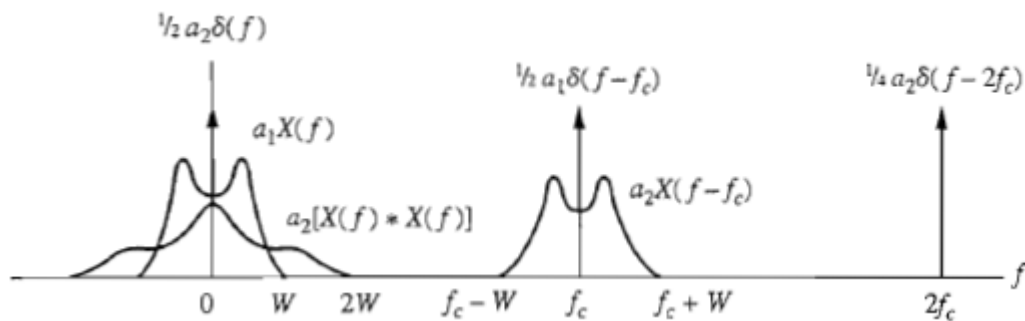
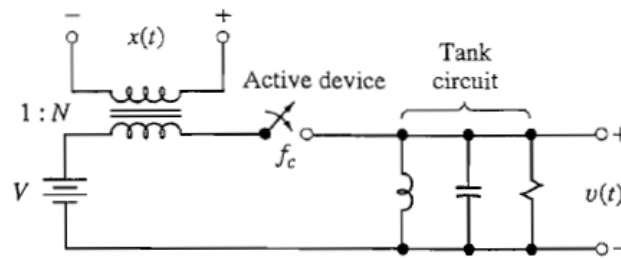


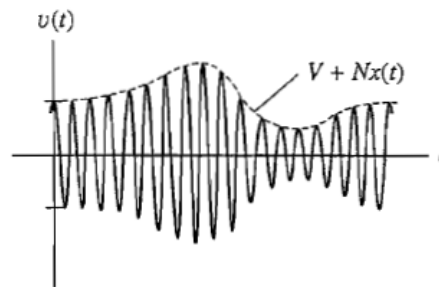
Figure 4.3–3 (a) Square-law modulator; (b) FET circuit realization.

## Modulador de conmutación (AM)

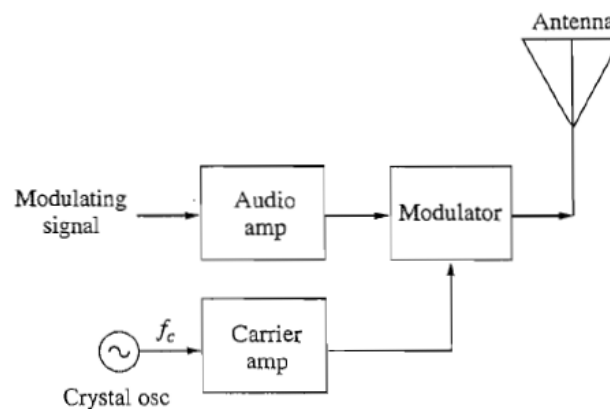
Sirve para modular directamente en alta potencia. El conmutador introduce una señal portadora cuadrada que es amortiguada por el circuito tanque, convirtiéndose en una portadora senoidal. El conjunto es modulado por la señal de mensaje que se acopla con un transformador. La señal moduladora debe ser de alta potencia para poder afectar a la portadora de alta potencia.



(a)



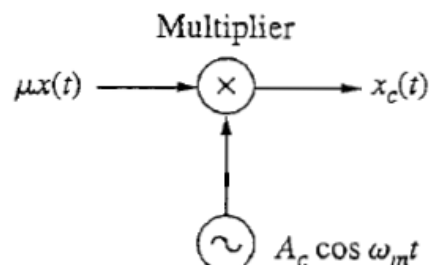
(b)



## Modulador de producto de DSB

La ecuación de una señal de DSB es

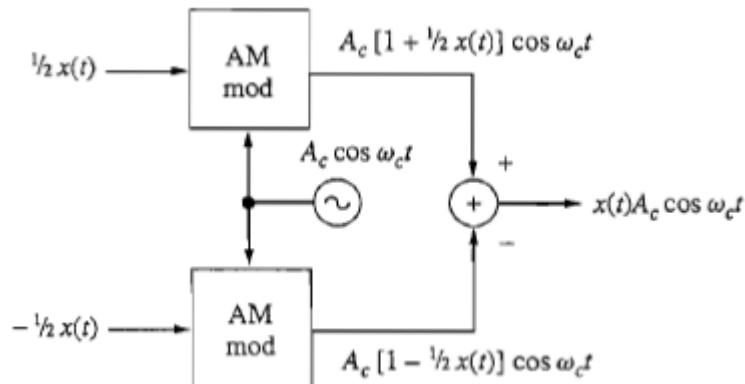
$$x_c(t) = A_c \cdot \mu \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t)$$



Un problema es que la mayoría de los multiplicadores analógicos están limitados a niveles de potencia bajos y frecuencias no muy altas.

## Modulador Balanceado (DSB)

En general, se puede generar DSB a partir de dos moduladores cualquiera de AM, que se restan para eliminar la portadora.

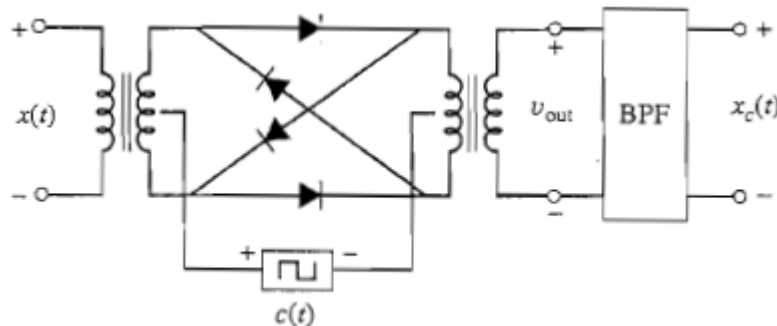


## Modulador de anillo (DSB)

El modulador de anillo se considera un multiplicador de  $x(t)$  y  $c(t)$ . Se ingresa como  $c(t)$  una onda cuadrada, que puede representarse por expansión en series de Fourier:

$$v_{out}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) - \frac{4}{3\pi} \cdot x(t) \cdot \cos(3 \cdot \omega_c \cdot t) + \frac{4}{5\pi} \cdot x(t) \cdot \cos(5 \cdot \omega_c \cdot t) - \dots$$

Se filtra el primer sumando del producto y se obtiene la DSB.



## SSB a partir de DSB en 1 y 2 etapas

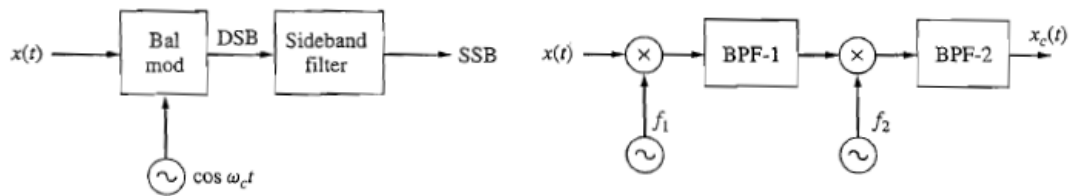
Una señal de SSB es

$$x_c(t) = \frac{1}{2} \cdot A_c \cdot A_m \cdot \cos((\omega_c \pm \omega_m) \cdot t) \quad \text{(PARA MODULACIÓN DE TONO)}$$

$$x_c(t) = \frac{1}{2} A_c [x(t) \cos \omega_c t \mp \hat{x}(t) \sin \omega_c t] \quad \text{EN GENERAL}$$

$$x_c(t) = \frac{A_c}{2} x(t) \cos \omega_c t \pm \frac{A_c}{2} \hat{x}(t) \cos (\omega_c t - 90^\circ)$$

Se puede intuir de la primera ecuación que la SSB puede generarse filtrando DSB. En caso de que se quiera ir a frecuencias muy altas, es necesario filtrar en una frecuencia intermedia antes de llegar a la frecuencia final, ya que los filtros deben ser muy selectivos y esto es difícil en alta frecuencia.

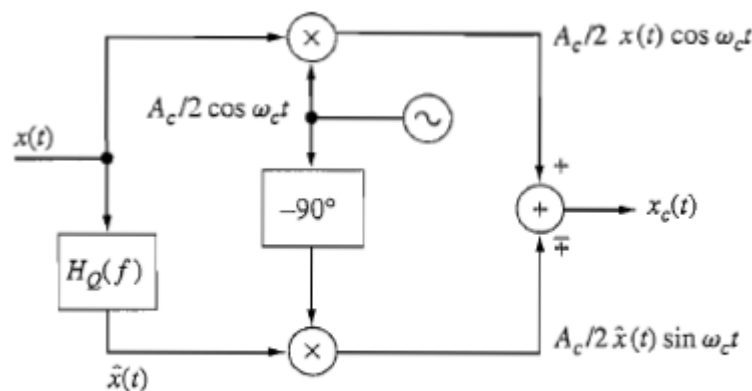


### Modulador de desplazamiento de fase

De acuerdo con

$$x_c(t) = \frac{A_c}{2} x(t) \cos \omega_c t \pm \frac{A_c}{2} \hat{x}(t) \cos (\omega_c t - 90^\circ)$$

una señal de SSB está conformada por dos señales de DSB con portadoras en cuadratura y señales moduladoras  $x(t)$  y  $\hat{x}(t)$

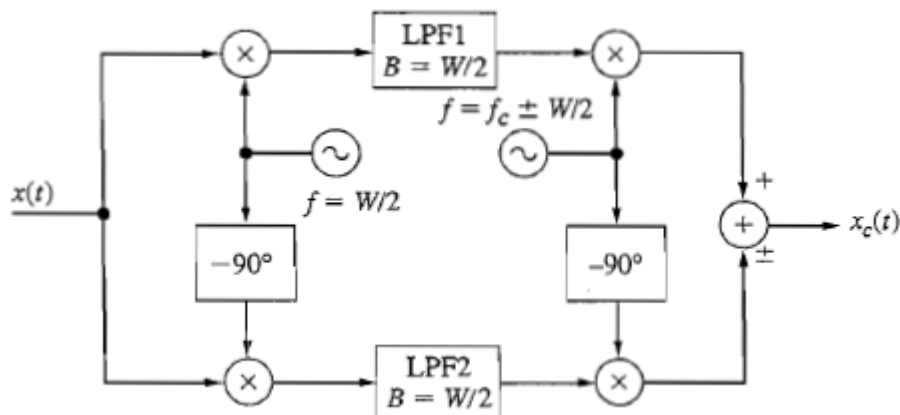


Phase-shift method for SSB generation.

Este método no necesita filtros de bandas laterales, ya que se anulan entre sí. Sin embargo, **el filtro de cuadratura  $H_Q(f)$  es físicamente irrealizable, por lo que sólo se puede aproximar este método con otras redes.**

### Modulador de Weaver

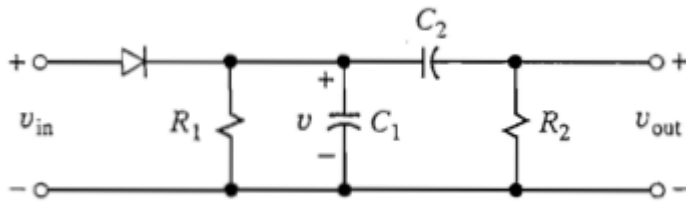
$$x_c(t) = \frac{1}{2} A_c A_m \cos((\omega_c \pm \omega_m) \cdot t)$$





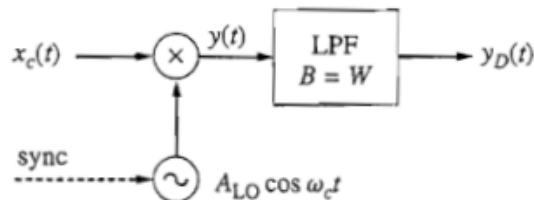
## Detectores / Receptores lineales

### Detector de envoltente



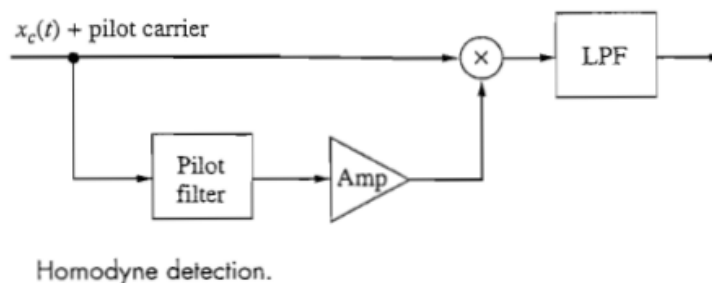
El voltaje  $v$  sería justamente la versión semirectificada de la entrada  $v_{in}$ . Pero  $R_1 C_1$  actúa como un filtro pasa bajas, respondiendo solamente a las variaciones en los picos de  $v_{in}$  siempre que  $W \ll \frac{1}{R_1 C_1} \ll f_c$ .  $R_2 C_2$  actúa como un bloqueo de CD para remover la polarización de la componente de portadora no modulada. Puesto que el bloqueo de CD distorsiona las componentes de baja frecuencia del mensaje, los detectores de envoltente convencionales no son adecuados para señales con un contenido importante de bajas frecuencias.

### Detección síncrona de producto



La señal entrante se multiplica primero por una senoide generada localmente y después se filtra con un pasa bajas; el ancho de banda del filtro es el mismo que el ancho de banda del mensaje  $W$  o algo mayor. Se asume que el oscilador local OL está sincronizado exactamente con la portadora tanto en fase como en frecuencia, lo cual explica el nombre de detección síncrona o coherente.

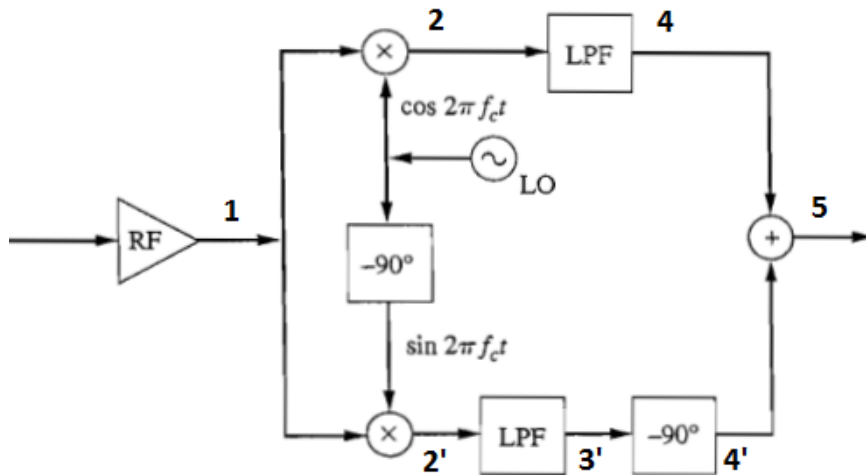
Los sistemas de portadora suprimida pueden tener una pequeña cantidad de portadora reinsertada en  $x_c(t)$  en el transmisor. Esta portadora piloto es captada en el receptor mediante un filtro de banda angosta, amplificada y usada en lugar de OL.



### Detector de conversión directa con rechazo de banda lateral opuesta

El receptor de conversión directa u homodino multiplica la señal para que llegue a banda base, sin pasar por una frecuencia intermedia. Esto no es problema para AM o DSB, pero sí representa un problema para VSB o SSB, ya que las bandas laterales no deseadas no pueden ser filtradas por el filtro RF y entonces se superponen al ser demoduladas.

El receptor de conversión directa con rechazo de banda lateral opuesta tiene un diseño tal que permite anular la banda lateral no deseada:



$$1) A_c \cos(2\pi \cdot (f_c + f_1) \cdot t) + A_c' \cos(2\pi \cdot (f_c - f_2) \cdot t)$$

$$2) \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot (2f_c + f_1) \cdot t) + \frac{A_c'}{2} \cos(2\pi \cdot (2f_c - f_1) \cdot t) + \frac{A_c'}{2} \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

$$2') - \frac{A_c}{2} \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \frac{A_c}{2} \sin(2\pi \cdot (2f_c + f_1) \cdot t) - \frac{A_c'}{2} \sin(2\pi \cdot (2f_c - f_1) \cdot t) + \frac{A_c'}{2} \sin(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

Las componentes a  $2 \cdot f_c$  se van con los pasabajos.

$$3') - \frac{A_c}{2} \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \frac{A_c'}{2} \sin(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

$$4) \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) + \frac{A_c'}{2} \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

$$4') \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t) - \frac{A_c'}{2} \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t)$$

$$5) \frac{A_c}{2} \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t)$$

### Detección síncrona de DSB sin piloto transmitido

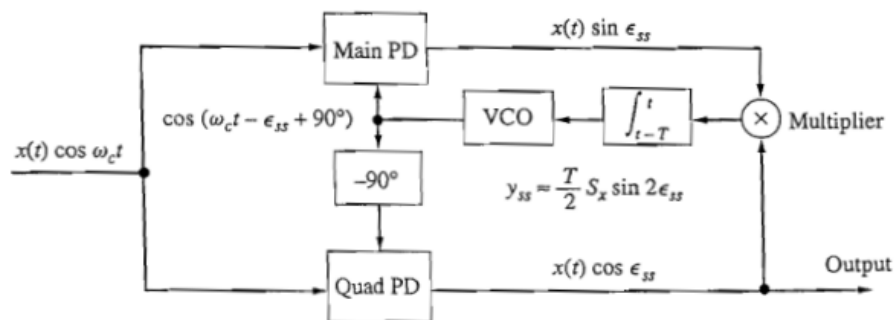


Figure 7.3-4 Costas PLL system for synchronous detection.