

# Cap.8.- RECEPCIÓN DE MODULACIÓN ANGULAR

## Introducción

Los receptores que se utilizan para las señales de modulación angular son muy similares a los que se usan para la recepción de AM o SSB convencional, excepto por el método utilizado para extraer la información de audio de la forma de onda de IF compuesta. En los receptores de FM, el voltaje a la salida del detector de audio es directamente proporcional a la desviación de frecuencia en su entrada. Con los receptores de PM, el voltaje a la salida del detector de audio es directamente proporcional a la desviación de fase en su entrada. Debido a que la modulación de frecuencia y de fase ocurren con cualquiera de los sistemas de modulación angular, las señales de FM pueden demodularse por los receptores de PM y viceversa. Por lo tanto, los circuitos usados para demodular las señales de FM y de PM se describen bajo el encabezado de "Receptores de FM."

Con el AM convencional, la señal modulante se imprime en la portadora en la forma de variaciones de amplitud. Sin embargo, el ruido introducido en el sistema también produce cambios en la amplitud de la envolvente. Por lo tanto, el ruido no puede eliminarse de la forma de onda compuesta sin también eliminar una parte de la señal de información. Con la modulación angular, la información se imprime en la portadora en la forma de variaciones de frecuencia o fase. Por lo tanto, con los receptores de modulación angular, las variaciones de amplitud causadas por el ruido pueden eliminarse de la forma de onda compuesta simplemente *limitando (recortando)* los picos de la envolvente antes de la detección. Con la modulación angular, se logra una mejora en la relación señal-a-ruido durante el proceso de demodulación; por lo tanto, el funcionamiento del sistema, en presencia de ruido, se puede mejorar al limitarlo. Esencialmente, esta es la ventaja principal de la modulación angular sobre la AM convencional.

Los propósitos de este capítulo son introducir al lector a las configuraciones y circuitos básicos de receptor, utilizados para la recepción y demodulación de señales de FM y de PM, así como a la descripción del funcionamiento y describir cómo difieren de la AM convencional o de los receptores de banda lateral única. Además, se describen varios sistemas de comunicaciones de FM, incluyendo la FM de dos sentidos y el radio celular.

## RECEPTORES DE FM

La figura 7-1 muestra un diagrama en bloques simplificado para un receptor de FM superheterodino de doble conversión. Es muy similar a un receptor de AM convencional. Las etapas de RF mezclador y de IF son casi idénticas a las que se usan en los receptores de AM, aunque los receptores de FM generalmente tienen más amplificación de IF. Además, debido a las características de supresión de ruido inherentes en los receptores de FM, los amplificadores de RF frecuentemente no se requieren. Sin embargo, la etapa del detector de audio en un receptor de FM es bastante diferente a los utilizados en los receptores de AM. El detector de envolvente (pico) utilizado en los receptores de AM convencionales se reemplaza por un *limitador, discriminador de frecuencia y red de deénfasis*. El circuito del limitador y red de deénfasis contribuyen a la mejora en la relación de S/N que se logra en la etapa del demodulador de audio. Para los receptores de banda de radiodifusión de FM, el primer IF es de una frecuencia relativamente alta (generalmente, 10.7 MHz) para un buen rechazo a la frecuencia imagen, y el segundo IF es una frecuencia relativamente baja (normalmente 455 kHz), que les permite a los amplificadores de IF tener una ganancia relativamente alta y aun así no son susceptibles a romperse en las oscilaciones.

## Demoduladores de FM

Los demoduladores de FM son circuitos dependientes de la frecuencia que producen un voltaje de salida que es directamente proporcional a la frecuencia instantánea en su entrada ( $V_{\text{salida}} = K \Delta f$ , en donde  $K$  está en voltios por hertz y es la función de transferencia para el demodulador, y  $\Delta f$  es la diferencia, entre la frecuencia de entrada y la frecuencia central del demodulador). Se usan varios circuitos para demodular las señales de FM. Los más comunes son el *detector de pendiente, discriminador de Foster-Seeley, detector de relación, demodulador de PLL y detector en cuadratura*. El detector de pendiente, discriminador de Foster-Seeley y el detector de relación son todas formas de *discriminadores de frecuencia de circuito sintonizado*. Los discriminadores de frecuencia de circuito sintonizado se convierten de FM a AM y después demodulan la envolvente de AM con detectores de picos convencionales. Además, la mayoría de los discriminadores de frecuencia requieren de una inversión de fase de 180°, un circuito sumador y uno o más circuitos dependientes de la frecuencia.

**Detector de pendiente.** La figura 7-2a muestra el diagrama esquemático para un *detector dependiente unilateral*, la cual es la forma más sencilla de discriminador de frecuencia de circuito sintonizado. El detector de pendiente unilateral tiene una gran cantidad de características de voltaje contra frecuencia no lineales

y, por lo tanto, se usa raramente. Sin embargo, su operación de circuito es básico para todos los discriminadores de frecuencia de circuito sintonizado.

En la figura 7-2a, el circuito sintonizado ( $L_a$  y  $C_a$ ) produce un voltaje de salida que es proporcional a la frecuencia de entrada. El voltaje máximo de salida ocurre en la frecuencia resonante del circuito tanque ( $f_c$ ) y su salida disminuye proporcionalmente conforme la frecuencia de entrada se desvía por encima o por debajo de  $f_c$ . El circuito está diseñado para que la frecuencia central IF ( $f_c$ ) caiga en el centro de la porción más lineal de la curva de voltaje contra frecuencia, como está mostrado en la figura 7-2b. Cuando la frecuencia intermedia se desvía por encima de  $f_c$ , el voltaje de salida incrementa; cuando la frecuencia intermedia se desvía, por debajo de  $f_c$ , el voltaje de salida disminuye. Por lo tanto, el circuito sintonizado convierte las variaciones de frecuencia a variaciones de amplitud (conversión de de FM a AM).  $D_i$ ,  $C_i$  y  $R_i$  componen un detector de picos simple que convierte las variaciones de amplitud a un voltaje de salida que varía a una proporción igual a los cambios de entrada de frecuencia y de los cuales su amplitud es proporcional a la magnitud de los cambios de frecuencia.

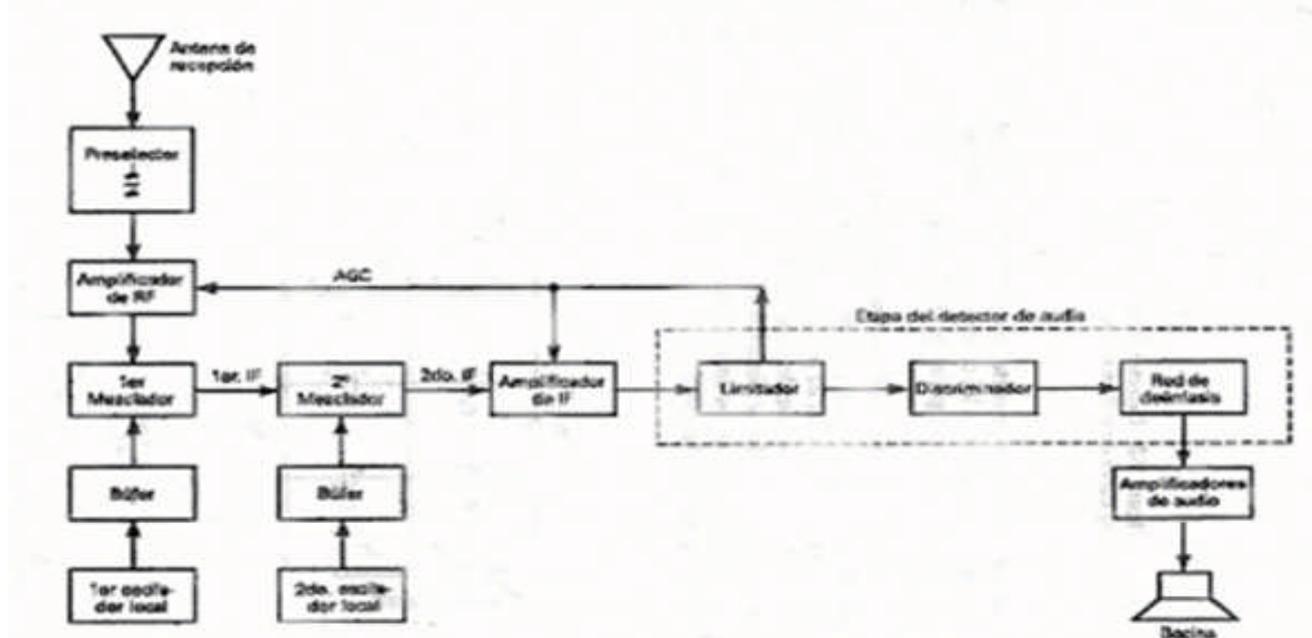


Figura 7-1 Diagrama en bloques de un receptor de FM de doble conversión

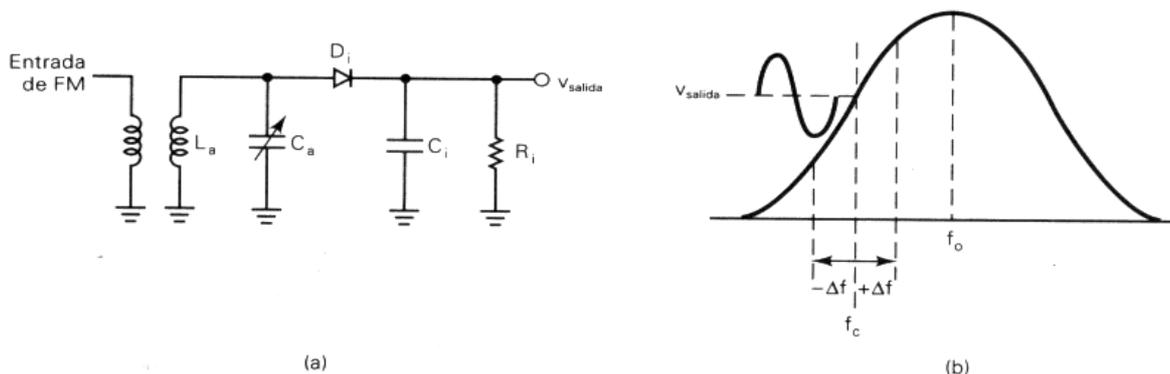
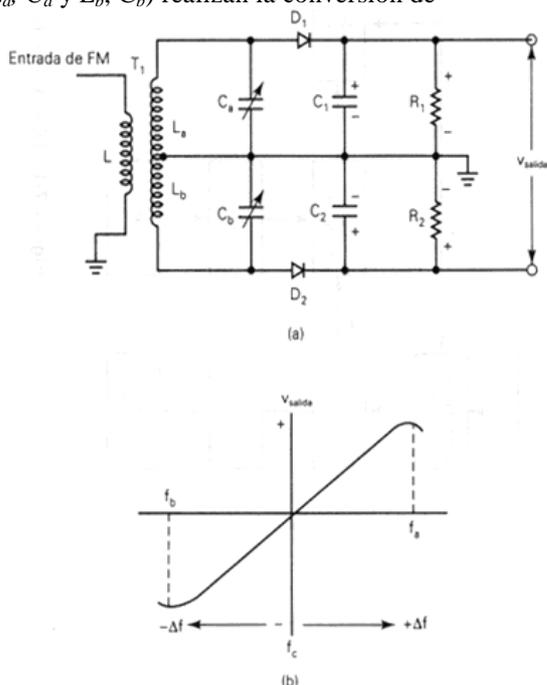


Figura 7-2 Detector de pendiente: (a)diagrama esquemático; (b) curva de voltaje vs. frecuencia

**Detector de pendiente balanceado.**

La figura 7-3a muestra el diagrama esquemático para un *detector de pendiente balanceado*. Un detector de pendiente unilateral es un discriminador de frecuencia de un circuito sintonizado, y un detector de pendiente balanceado es simplemente dos detectores de pendiente unilaterales conectados en paralelo y alimentados 180° fuera de fase. La inversión de fase se logra al conectar el

centro de los bobinados secundarios sintonizados del transformador  $T_1$ . En la figura 7-3a, los circuitos sintonizados ( $L_a, C_a$  y  $L_b, C_b$ ) realizan la conversión de



**Figura 7-3** Detector de pendiente balanceado: (a) diagrama esquemático; (b) curva de respuesta de voltaje contra frecuencia

FM a AM y los detectores de picos balanceados ( $D_1, C_1, R_1$  y  $D_2, C_2, R_2$ ) remueven la información de la envolvente de AM. El circuito superior sintonizado ( $L_a$  y  $C_a$ ) se sintoniza a una frecuencia ( $f_a$ ) que está por arriba de la frecuencia central IF ( $f_o$ ) por aproximadamente  $1.33 \times \Delta f$  (para la banda de radiodifusión de FM, esto es, aproximadamente  $1.33 \times 75 \text{ kHz} = 100 \text{ kHz}$ ). El circuito inferior sintonizado ( $L_b$  y  $C_b$ ) se sintoniza a una frecuencia ( $f_b$ ) que está por debajo de la frecuencia central IF por una cantidad igual.

La operación del circuito es muy sencilla. El voltaje de salida, de cada circuito sintonizado, es proporcional a la frecuencia de entrada y cada salida se rectifica por su detector de picos respectivo. Por lo tanto, mientras más cerca esté la frecuencia de entrada a la frecuencia resonante del circuito tanque, mayor es el voltaje de salida del circuito tanque. La frecuencia central de IF cae exactamente a la mitad, entre las frecuencias resonantes y los dos circuitos sintonizados. Por lo tanto, en la frecuencia central de IF los voltajes de salida de los dos circuitos sintonizados son iguales en amplitud, pero opuestos en polaridad. Consecuentemente, el voltaje de salida rectificado a través de  $R_1$  y  $R_2$ , cuando se suman, produce un voltaje de salida diferencial  $V_{salida} = 0 \text{ V}$ . Cuando la IF se desvía por arriba de la resonancia, el circuito superior sintonizado produce un voltaje de salida más alto que el circuito tanque inferior y  $V_{salida}$  se hace positivo. Cuando la IF se desvía por abajo de la resonancia, el voltaje de salida del circuito tanque inferior es más grande que el voltaje de salida del circuito tanque superior, y  $V_{salida}$  se hace negativo. La curva de respuesta de salida contra frecuencia se muestra en la Figura 7-3b.

Aunque el detector de pendiente es probablemente el detector de FM más sencillo, tiene varias desventajas inherentes, las cuales incluyen, una mala función lineal, dificultad para sintonizar y la falta de provisiones para limitar. Debido a que la limitación no es proporcional un detector de pendiente produce un voltaje de salida que es proporcional a la amplitud, así como las variaciones de la frecuencia en la señal de entrada y, consecuentemente, debe estar precedido por una etapa limitadora separada. Un detector de pendiente balanceado se alinea inyectando una frecuencia igual a la frecuencia central IF y sintonizando a  $C_a$  y  $C_b$  para  $0 \text{ V}$  a la salida. Entonces las frecuencias iguales a  $f_a$  y  $f_b$  se inyectan alternadamente, mientras que  $C_a$  y  $C_b$  se sintonizan para voltajes iguales y máximos de salida con polaridades opuestas.

**Discriminador de Foster-Seeley.** Un *discriminador de Foster-Seeley* (a veces llamado un *discriminador de desplazamiento de la fase*) es un discriminador de frecuencia de circuito sintonizado, cuya operación es muy similar a la de un detector de pendiente balanceado. El diagrama esquemático para un discriminador de Foster-Seeley se muestra en la figura 7-4a. El valor de la capacitancia para  $C_c, C$ , y  $C$  se elige para que sean circuitos cortos para la frecuencia central IF. Por lo tanto, el lado derecho de  $L_3$ , está en el potencial a tierra en *ca*, la señal de IF ( $V_{entrada}$ ) se alimenta directamente (en fase), a través de  $L_3(V_{L3})$ . La IF que está entrando se invierte  $180^\circ$  por el transformador T, y se divide igualmente entre  $L_a$  y  $L_b$  En la frecuencia resonante del circuito tanque secundario (la

frecuencia central de IF), la corriente secundaria ( $I_s$ ) está en fase, con el voltaje secundario total ( $V$ ) y  $180^\circ$  fuera de fase con  $V_{L3}$ . Además, debido a una conexión floja, el primario de T, actúa como un inductor y la corriente principal  $I_p$  está  $90^\circ$  fuera de fase con  $V_{entradas}$  y, debido a que la inducción magnética depende de la corriente primaria, el voltaje inducido en el secundario está  $90^\circ$  fuera de fase con  $V_{entrada}(V_{L3})$ . Por lo tanto,  $V_{La}$  y  $V_{Lb}$  están  $180^\circ$  fuera de fase, uno con otro, y en cuadratura, o  $90^\circ$ , fuera de fase con  $V_{L3}$ . El voltaje a través del diodo superior ( $V_{D1}$ ) es la suma vectorial de  $V_{L3}$  y  $V_{La}$  y el voltaje a través del diodo inferior  $V_{D2}$  es la suma del vector de  $V_{L3}$  y  $V_{Lb}$ . Los diagramas del vector correspondientes se muestran en la figura 7-4b. La figura muestra que los voltajes a través de  $D_1$  y  $D_2$  son iguales. Por lo tanto, en la resonancia,  $I_1$  y  $I_2$  son iguales y C, y C se cargan a voltajes de magnitud iguales, excepto que con polaridades opuestas. Consecuentemente,  $V_{salida} = V_{C1} - V_{C2} = 0$  V. Cuando la IF sube por arriba de la resonancia ( $X_L > X_C$ ), la impedancia del circuito tanque secundario se convierte en inductiva y la corriente secundaria se atrasa al voltaje secundario por un ángulo  $\theta$ , lo cual es proporcional a la magnitud de la desviación de frecuencia. El diagrama fasorial correspondiente se muestra en la figura 7-4c. La figura muestra que la suma vectorial del voltaje a través de  $D_1$  es mayor a la suma vectorial de los voltajes a través de  $D_2$ . Consecuentemente, C, se carga, mientras que  $C_2$  descarga y  $V_{salida}$  se hace positivo. Cuando la IF baja, la resonancia ( $X_L < X_C$ ), la corriente secundaria se adelanta al voltaje secundario por algún ángulo  $\theta$ , el cual es, de nuevo, proporcional a la magnitud del cambio en frecuencia. Los fasores correspondientes se muestran en la figura 7-4d. Puede observarse que la suma vectorial de los voltajes, a través de  $D_1$  es ahora menor que la suma vectorial de los voltajes, a través de  $D_2$ . Consecuentemente,  $C_1$  descarga mientras que  $C_2$  carga y  $V_{salida}$  se hace negativo. Un discriminador de Foster-Seeley se sintoniza inyectando una frecuencia igual a la frecuencia central IF y sintonizando  $C_o$  a 0 V la salida.

En el análisis anterior y en la figura 7-4 se muestra que el voltaje de salida de un discriminador de Foster-Seeley, es directamente proporcional a la magnitud y dirección de la desviación de frecuencia. La figura 7-5 muestra una típica curva de respuesta de voltaje contra frecuencia para un discriminador de Foster-Seeley. Por razones obvias, se llama frecuentemente una *curva S*. Puede observarse que la curva de desviación de voltaje contra frecuencia de salida es más lineal que la de un detector de pendiente y debido a que sólo hay un circuito tanque, es más fácil de sintonizar. Para la demodulación sin distorsión, la desviación de frecuencia debe restringirse a la porción lineal de la curva de respuesta de la frecuencia sintonizada del circuito secundario. Como el detector de pendiente, un discriminador de Foster-Seeley responde a la amplitud, así como a las variaciones de la frecuencia, por lo tanto, le debe preceder a un circuito limitador separado.

### Análisis

Si la impedancia acoplada al primario es despreciable frente a la suya propia (lo que sucede en la realidad), la tensión inducida en el secundario será:

$$E_{zi} = j\omega MI_p$$

La corriente en el circuito primario será:

$$I_p = \frac{V_{in}}{j\omega L_p}$$

$$E_{zi} = \frac{j\omega M V_{in}}{j\omega L_p} = \frac{M V_{in}}{L_p}$$

La tensión sobre el capacitor  $C_o$  es

$$E_c = X_{co} \cdot I = \frac{1}{j\omega C_o} \frac{E_{zi}}{Z}$$

$$E_c = \frac{M V_{in}}{L_p Z} \frac{1}{j\omega C_o}$$

**Figura 7-4 Discriminador Foster Seeley**

Las tensiones inducidas en cada mitad del transformador serán la mitad del voltaje del capacitor y están defasadas  $180^\circ$  entre sí

$$V_{La} = -V_{Lb} = \frac{E_c}{2} = \frac{MV_{in}}{2L_p Z} \frac{1}{j\omega C_o}$$

A la vez, ambas están defasadas 90° con la tensión de entrada  $V_{in}$

$$V_{La} = -V_{Lb} = -j \frac{MV_{in}}{2L_p Z} \frac{1}{\omega C_o}$$

La impedancia  $Z$  de un circuito resonante está dada por

$$Z = R + j\omega L_{sec} + \frac{1}{j\omega C_o}$$

Como se desea recibir FM, habrá una frecuencia central (portadora) y una frecuencia instantánea variable que puede o no ser igual a  $\omega_c$ . Por lo tanto debemos expresar la impedancia en función de la frecuencia relativa

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_c}{R}$$

$$Z = R \left[ 1 + jQ_o \left( \frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) \right]$$

Definimos un parámetro que indica cuánto de desplaza la frecuencia instantánea de la frecuencia de portadora y lo llamamos desplazamiento relativo de pulsación

$$\delta = \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c}$$

Operando con la igualdad, llegamos a la expresión

$$Z = R \left[ 1 + jQ_o \delta \left( \frac{\delta + 2}{\delta + 1} \right) \right]$$

En resonancia,  $\delta=0$  y la impedancia resulta

$$Z = R$$

La expresión de los voltajes inducidos en el secundario

$$V_{La} = -V_{Lb} = -j \frac{MV_{in}}{2L_p} \frac{1}{\omega_o C_o} \frac{1}{R \left[ 1 + jQ_o \delta \frac{\delta + 2}{\delta + 1} \right]}$$

Para verlo más claramente, hacemos parte real y parte imaginaria

$$A = \frac{MV_{in}}{2\omega_c L_p C_o R}$$

$$B(\delta) = Q_o \delta \frac{\delta + 2}{\delta + 1}$$

Si la frecuencia  $\omega$  es igual a  $\omega_c$  no hay modulación y  $\delta=0$ ; por lo tanto no hay salida del modulador

$$|V_{D1}| = |V_{D2}|$$

En el caso que exista modulación, ya  $\delta \neq 0$  y habrá un ángulo adicional a los 90° de las tensiones inducidas. Al variar el ángulo, la suma vectorial de salida ya no será cero.

$$V_{D1} = |V_{D1}| \langle 90 \pm \theta_z \rangle$$

$$V_{D2} = |V_{D2}| \langle -90 \pm \theta_z \rangle$$

Donde  $\theta_z$  es el ángulo debido al valor instantáneo de la impedancia con la frecuencia

$$|V_{D1}| = |V_{D2}| = \frac{A}{1^2 + B^2}$$

Las puntas de los dos vectores irán describiendo un círculo. Antes del discriminador se coloca un recortador de señal para que no haya ninguna variación de la amplitud.

Este requerimiento ha hecho que las preferencias sean de instalación del detector de relación.

**Detector de relación.** El detector de relación tiene una ventaja principal, sobre el detector de pendiente y el discriminador de Foster-Seeley, para la demodulación de FM; un detector de relación es relativamente inmune a las variaciones de amplitud en su señal de entrada. La figura 7-6a muestra el diagrama esquemático para un detector de relación. Como el discriminador de Foster-Seeley, el detector de relación tiene un circuito sintonizado sencillo en el secundario del transformador. Por lo tanto, la operación de un detector de relación es muy similar al discriminador de Foster-Seeley. En realidad, los vectores de voltaje para  $D_1$ , y  $D_2$ , son idénticos a los del circuito del discriminador de Foster-Seeley mostrado en la figura 7-4. Sin embargo, con el detector de relación, un diodo está invertido ( $D_2$ ) y la corriente ( $I_d$ ) puede fluir alrededor del circuito más externo del circuito. Por lo tanto, después de varios ciclos de señal de entrada, el capacitor derivador  $C$  se carga, aproximadamente al voltaje pico, a través del bobinado secundario de  $T_1$ . La reactancia de  $C_s$  es baja, y  $R_s$  simplemente proporciona una trayectoria de d.c. para la corriente del diodo. Por lo tanto, la constante del tiempo para  $R$ , y  $C$  es lo suficientemente grande de manera que los cambios rápidos en la amplitud de la señal de entrada, debidos al ruido térmico u otras señales interferentes son cortocircuitadas a tierra y no tienen efecto sobre el voltaje promedio a través de  $C$ . Consecuentemente,  $C$ , y  $C_2$  cargan y descargan proporcionalmente a los cambios de frecuencia en la señal de entrada y son relativamente inmunes a las variaciones de la amplitud. Además, el voltaje de salida del detector de relación se toma con respecto a tierra, y para las polaridades de diodo mostradas en la Figura 7-6a, el voltaje promedio de salida es positivo. En resonancia, el voltaje de salida se divide igualmente entre  $C_1$  y  $C_2$  y se redistribuye conforme la frecuencia de entrada se desvía por arriba y por abajo de la resonancia. Por lo tanto, los cambios en  $V_{salida}$  son debidos a la relación cambiante del voltaje a través de  $C_1$  y  $C_2$ , mientras que el voltaje total se sujeta por  $C_s$ .

La figura 7-6b muestra la curva de respuesta de la frecuencia de salida para el detector de relación mostrado en la figura 7-6a. Puede observarse que en resonancia,  $V_{salida}$  no es igual a 0 V pero, más bien, es la mitad del voltaje a través de los bobinados secundarios de  $T_1$ . Debido a que el detector de relación es relativamente inmune a las variaciones de amplitud, se selecciona frecuentemente sobre el discriminador. Sin embargo, un discriminador produce una curva de respuesta más lineal de voltaje de salida contra frecuencia.

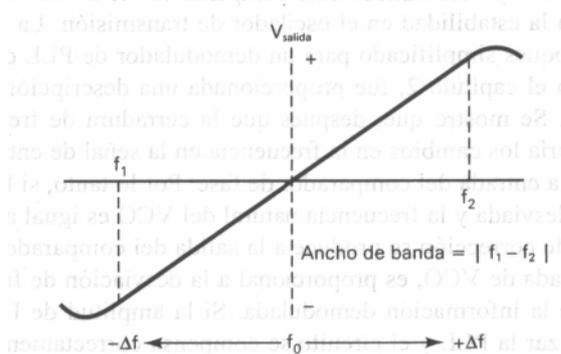
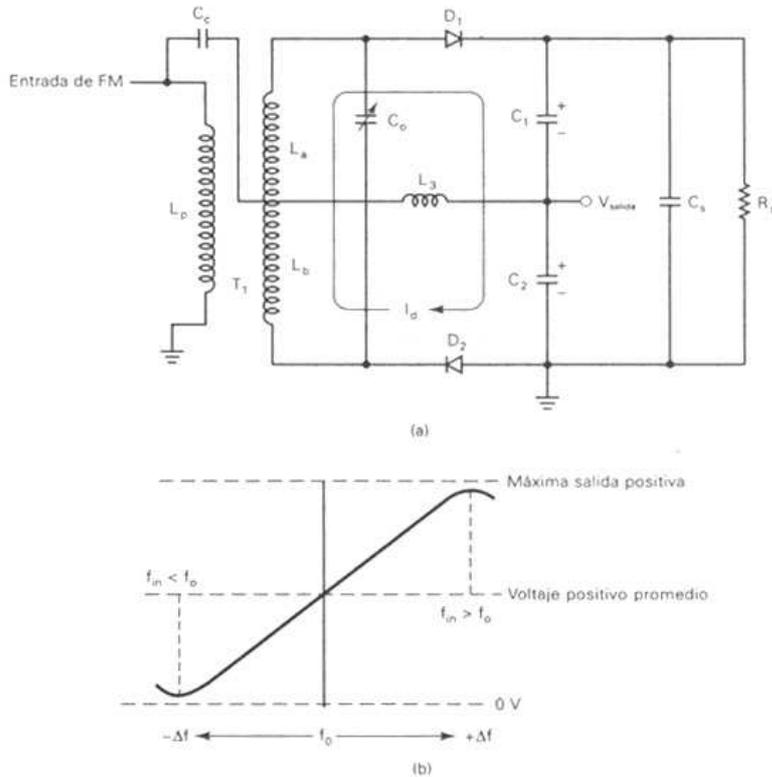


Figura 7-5 Curva S de un Foster seeley

**Demodulador de FM de circuito de fase cerrada.** Desde el desarrollo de los circuitos integrados lineales LSI, la demodulación de FM puede lograrse muy fácilmente con un circuito de fase cerrada (PLL). Aunque la operación de un PLL es bastante complicada, la operación de un demodulador de PLL de FM es, probablemente, la más sencilla y fácil de entender. Un demodulador de frecuencia de PLL no requiere de circuitos sintonizados y automáticamente compensa los cambios en la frecuencia de la portadora debido a la estabilidad en el oscilador de transmisión. La figura 7-7a muestra el diagrama a bloques simplificado para un demodulador de PLL de FM.

En el capítulo de osciladores, fue proporcionada una descripción detallada de la operación de un PLL. Se mostró que, después que la cerradura de frecuencia ha ocurrido, el VCO encontraría los cambios en la frecuencia en la señal de entrada, manteniendo un error de fase en la entrada del comparador de fase.

Por lo tanto, si la entrada de PLL es una señal de FM desviada y la frecuencia natural del VCO es igual a la frecuencia central de IF, el voltaje de corrección se produce a la salida del comparador de fase y alimenta de nuevo a la entrada de VCO, es proporcional a la desviación de frecuencia y es, por lo tanto, la señal de la información demodulada.



**Figura 7-6** Detector de relación: (a) diagrama; (b) Curva S

Si la amplitud de IF se limita lo suficiente antes de alcanzar la PLL y el circuito se compensa correctamente, la ganancia del circuito de PLL es constante e igual a  $K_v$ . Por lo tanto, la señal demodulada se puede tomar directamente de la salida del búfer interno y es matemáticamente dada como

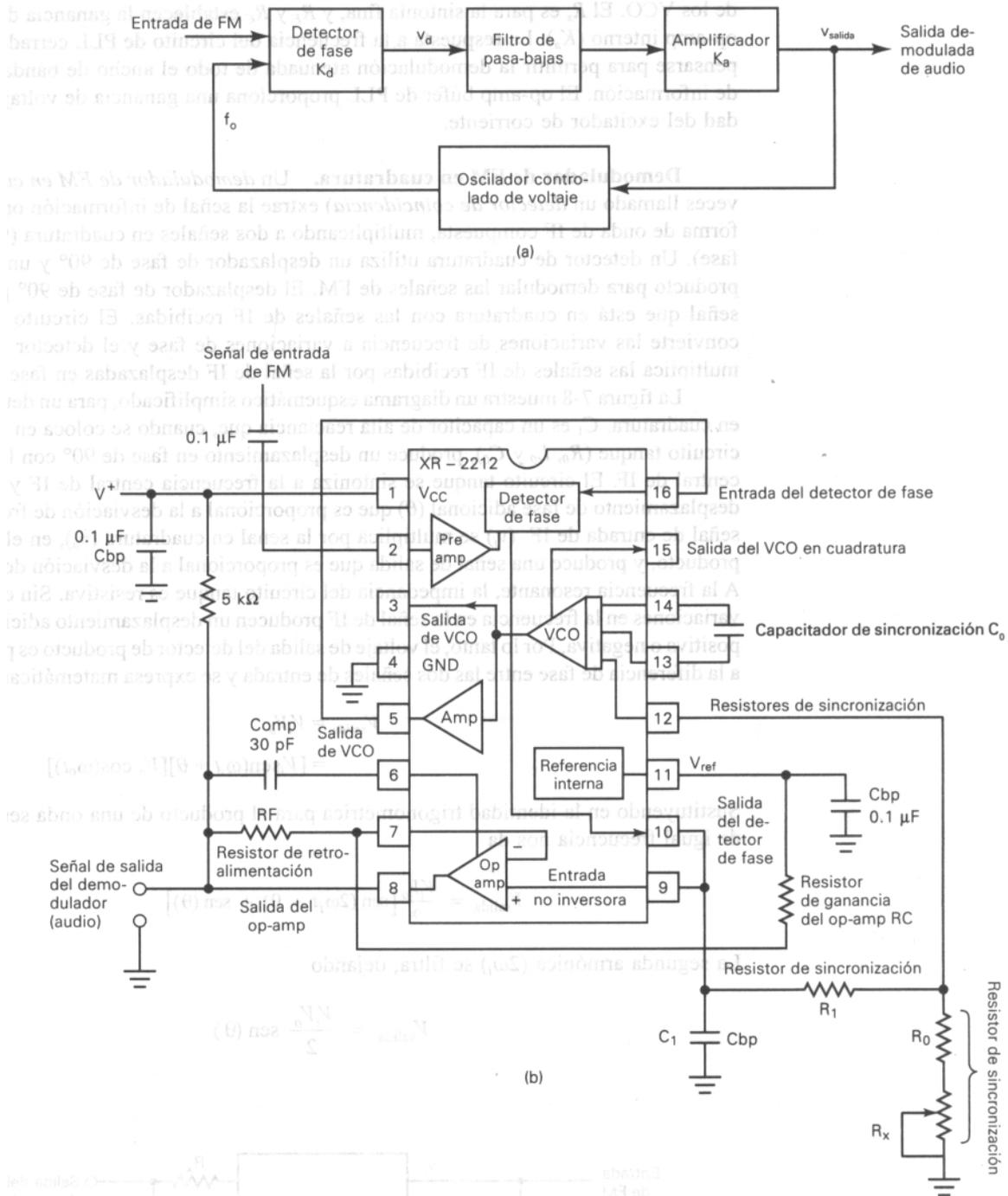
$$V_{salida} = \Delta f K_d K_a \quad (7-1)$$

La figura 7-7b muestra un diagrama esquemático para un demodulador de FM utilizando el XR-2212.  $R_o$  y  $C_o$  son ajustes del sistema para establecer la frecuencia libre de los VCO. El  $R_x$  es para la sintonía fina, y  $R_f$  y  $R_c$  establecen la ganancia de voltaje del op-amp interno ( $K_a$ ). La respuesta a la frecuencia del circuito de PLL cerrada debe compensarse para permitir la demodulación atenuada de todo el ancho de banda de la señal de información. El op-amp búfer de PLL proporciona una ganancia de voltaje y estabilidad del excitador de corriente.

**Demodulador de FM en cuadratura.**

Un demodulador de FM en cuadratura (a veces llamado un detector de coincidencia) extrae la señal de información original, de la forma de onda de IF compuesta, multiplicando a dos señales en cuadratura ( $90^\circ$  fuera de fase). Un detector de cuadratura utiliza un desplazador de fase de  $90^\circ$  y un detector de producto para demodular las señales de FM. El desplazador de fase de  $90^\circ$  produce una señal que está en cuadratura con las señales de IF recibidas. El circuito sintonizado convierte las variaciones de frecuencia a variaciones de fase y el detector de producto multiplica las señales de IF recibidas por la señal de IF desplazadas en fase.

La figura 7-8 muestra un diagrama esquemático simplificado, para un detector de FM en cuadratura.  $C_1$  es un capacitor de alta reactancia que, cuando se coloca en serie con un circuito tanque ( $R_o$ ,  $L_o$  y  $C_o$ ), produce un desplazamiento en fase de  $90^\circ$  con la frecuencia central de IF. El circuito tanque se sintoniza a la frecuencia central de IF y produce un desplazamiento de fase adicional ( $\theta$ ) que es proporcional a la desviación de frecuencia.



**Figura 7-7** (a) Diagrama en bloques para un demodulador de FM con PLL; (b) demodulador de FM usando el XR-2212 PLL

La señal de entrada de IF ( $v_i$ ) se multiplica por la señal en cuadratura ( $v_o$ ), en el detector de producto, y produce una señal de salida que es proporcional a la desviación de frecuencia. A la frecuencia resonante, la impedancia del circuito tanque es resistiva. Sin embargo, las variaciones en la frecuencia en la señal de IF producen un desplazamiento adicional de fase positiva o negativa. Por lo tanto, el voltaje de salida del detector de producto es proporcional a la diferencia de fase entre las dos señales de entrada y se expresa matemáticamente como

$$V_{salida} = V_i V_o = [V_i \text{sen}(\omega_i t + \theta)] [V_o \text{cos}(\omega_o t)]$$

Sustituyendo en la identidad trigonométrica para el producto de una onda seno y coseno de igual frecuencia nos da

$$V_{salida} = \frac{V_i V_o}{2} [\text{sen}(2\omega_i t + \theta) + \text{sen}\theta]$$

La segunda armónica ( $2\omega_i$ ) se filtra, dejando

$$V_{salida} = \frac{V_i V_o}{2} \text{sen}\theta$$

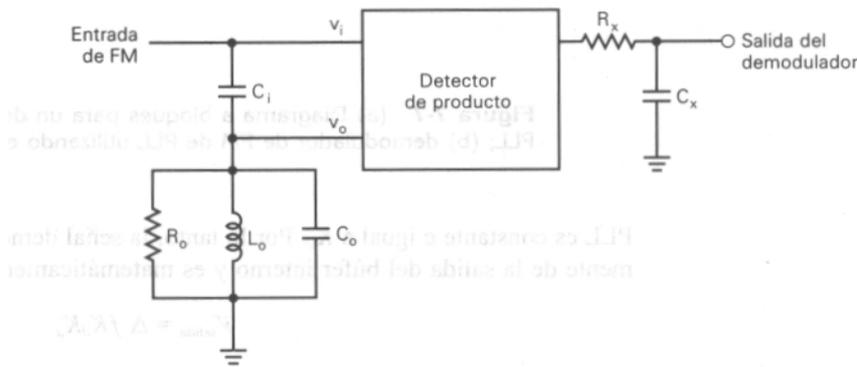


Figura 7-8 Demodulador de FM en cuadratura

en donde  $\theta = \tan^{-1} \rho Q$

$\rho = 2\pi f/f_o$  (desviación de frecuencia fraccionada)

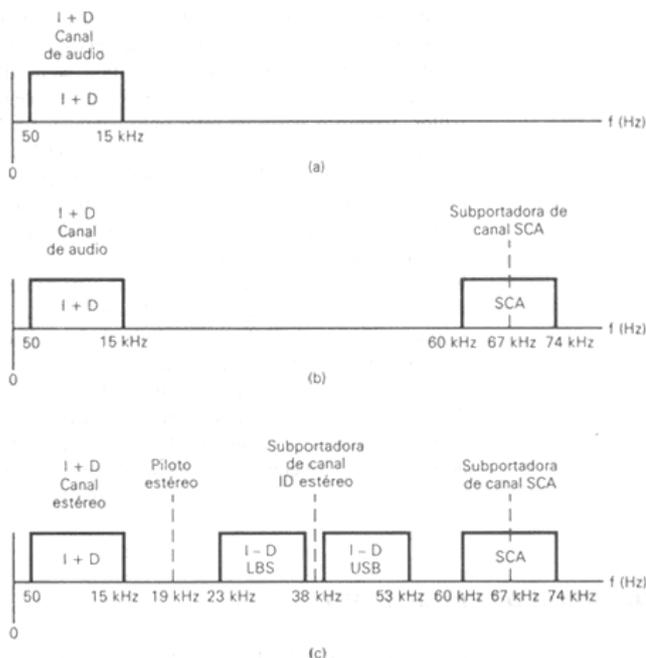
$Q =$  factor de calidad del circuito tanque

## RADIODIFUSIÓN DE FM ESTÉREO

Hasta 1961, todas las transmisiones de banda de radiodifusión de FM comercial eran *monoaurales*. Es decir, un solo canal de audio de 50 Hz a 15 kHz componía todo el espectro de frecuencias de información de voz y música. Este solo canal de audio modulaba una portadora de alta frecuencia y se transmitía a través de un canal de comunicación de FM, con un ancho de banda de 200 kHz. Con la transmisión *mono*, cada bocina ensamblada en el receptor produce exactamente la misma información. Es posible separar las frecuencias de información con bocinas especiales, tales como *woofers* para las frecuencias bajas y *tweeters* para las frecuencias altas. Sin embargo, es imposible separar *en forma espacial* el sonido monoaural. Toda la señal de información suena como si viniera de la misma dirección (es decir, de una *fente puntual*, sin directividad al sonido). En 1961, la FCC autorizó la transmisión *estereofónica* para la banda de radiodifusión de FM comercial. Con la transmisión estereofónica, la señal de información se divide en forma espacial, en dos canales de audio de 50 Hz a 15 Hz (uno izquierdo y uno derecho). La música que se origina en el lado izquierdo se reproduce sólo en la bocina izquierda y la música que se origina en el lado derecho se reproduce sólo en la bocina derecha. Por lo tanto, con la transmisión estereofónica, es posible reproducir música con una directividad única y dimensión en forma espacial, que antes era posible sólo con el entretenimiento en vivo (es decir, de una *fente extendida*). Además, con la transmisión estéreo, es posible separar música o sonido por *calidad tonal*, tales como percusión, cuerdas, trompetas, etcétera.

Una preocupación principal de la FCC, antes de autorizar la transmisión estereofónica, era su compatibilidad con los receptores monoaurales. La transmisión estéreo no podía afectar la recepción mono. Además, los receptores monoaurales deben poder recibir la transmisión estéreo como monoaural sin ninguna degradación perceptible en la calidad del programa. Además, los receptores estereofónicos tenían que recibir la programación en estéreo con una separación casi perfecta (40 dB o más) entre los canales izquierdo y derecho. El espectro de audio de FM original se muestra en la figura 7-9a. El canal de audio se extiende de 50 Hz a 15 kHz. En 1955, la FCC apoyó la transmisión de subportadora bajo la Autorización de Comunicaciones Subsidiarias (SCA). SCA se utiliza para emitir música sin interrupciones a suscriptores privados, como las tiendas departamentales, restaurantes y oficinas médicas equipadas con receptores SCA especiales. Esta es la música a la que a veces nos referimos cordialmente como "música de elevador". Originalmente, la subportadora de la SCA tenía un rango de 25 a 75 kHz, pero desde entonces fue estandarizado en 67 kHz. La subportadora y sus bandas laterales asociadas se convierten en parte de la señal total que modula a la portadora principal. En el receptor, la subportadora se demodula junto con el canal principal, pero no se puede escuchar debido a su alta frecuencia. El proceso de colocar dos o más canales independientes uno al lado del otro en el dominio de frecuencia (amontonando los canales) y después modulando una portadora sencilla de alta frecuencia, con la señal combinada, se llama *multicanalización por división de frecuencia (FDM)*. Con la radiodifusión estereofónica de FM, tres canales de voz o música son multicanalizados en

división de frecuencia a la portadora de FM sencilla. La figura 7-9b muestra el espectro total de la frecuencia de la banda base para la radiodifusión de FM antes de 1961 (la banda base compuesta abarca todo el espectro de la señal modulante). El canal de audio principal permaneció en 50 Hz a 15 kHz, mientras que un canal SCA adicional se trasladó en frecuencia al pasa-bandas de 50 kHz a 74 kHz. La subportadora SCA puede ser una transmisión de banda lateral única o doble AM o FM con una máxima frecuencia de la señal modulante de 7 kHz.



**Figura 7-9** Espectro de la banda base de FM: (a) antes de 1955; (b) antes de 1961; (c) desde 1961

Sin embargo, la modulación SCA de la portadora principal es una de FM de banda angosta, de índice bajo y, consecuentemente, es una transmisión de calidad mucho más baja que el canal de FM principal. El total de la desviación de frecuencia permaneció en 75 kHz con 90% (67.5 kHz), reservado para el canal principal y 10% (7.5 kHz), reservado para SCA.

La figura 7-9c muestra el espectro de frecuencia de la banda base de FM como fue, desde 1961. Abarca el canal estéreo de 50 Hz a 15 kHz, más una división de frecuencia con canal estéreo adicional con multicanalizadas en una señal de banda base compuesta, con un piloto de 19 kHz. Los tres canales son (1) los canales de audio izquierdo (I) más el derecho (D) (el canal estéreo I + D), (2) los canales de audio izquierdo más el derecho invertidos (el canal estéreo I - D) y (3) la subportadora SCA y sus bandas laterales asociadas. El canal estéreo I + D ocupa el pasa-bandas de 0 a 15 kHz (esencialmente, la información no alterada de audio I y D combinada). La amplitud del canal de audio I - D modula una subportadora de 38 kHz y produce el canal estéreo I - D, el cual es una señal de doble banda lateral con portadora suprimida que ocupa el pasa-bandas de 23 a 53 kHz, usada sólo en la transmisión estéreo de FM. Las transmisiones SCA ocupan el espectro de la frecuencia de 60 a 74 kHz. La información contenida en los canales estéreo I + D e I - D es idéntica, excepto por su fase. Con este esquema, los receptores mono pueden demodular el espectro total de la banda base, pero sólo el canal de audio de 50 a 15 kHz I + D se amplifica y alimenta a todas sus bocinas. Por lo tanto, cada bocina reproduce el espectro total de sonido original. Los receptores estereofónicos deben proporcionar una demodulación adicional del canal estéreo de 23 a 53 kHz, I - D, separar los canales de audio izquierdo y derecho y después ellos alimentarán a sus bocinas respectivas. Nuevamente, la subportadora SCA es demodulada por todos los receptores de FM, aunque sólo aquellos con equipo especial SCA demodulan más la subportadora a las frecuencias de audio.

Con la transmisión estéreo, la máxima desviación de frecuencia aún es 75 kHz; 7.5 kHz (10%), se reserva para un piloto estéreo de 19 kHz. Esto deja 60 kHz de desviación de frecuencia para la transmisión estereofónica de los canales estéreo I + D e I - D. Sin embargo, los canales estéreo I + D e I - D no son necesariamente limitados a una desviación de frecuencia de 30 kHz cada uno. Una técnica sencilla, pero única, para intercalar a los dos canales para que, a veces, el canal estéreo I + D o I - D pueda desviar su portadora principal 60 kHz por ellos mismos. Sin embargo, la desviación total nunca excederá los 60 kHz.

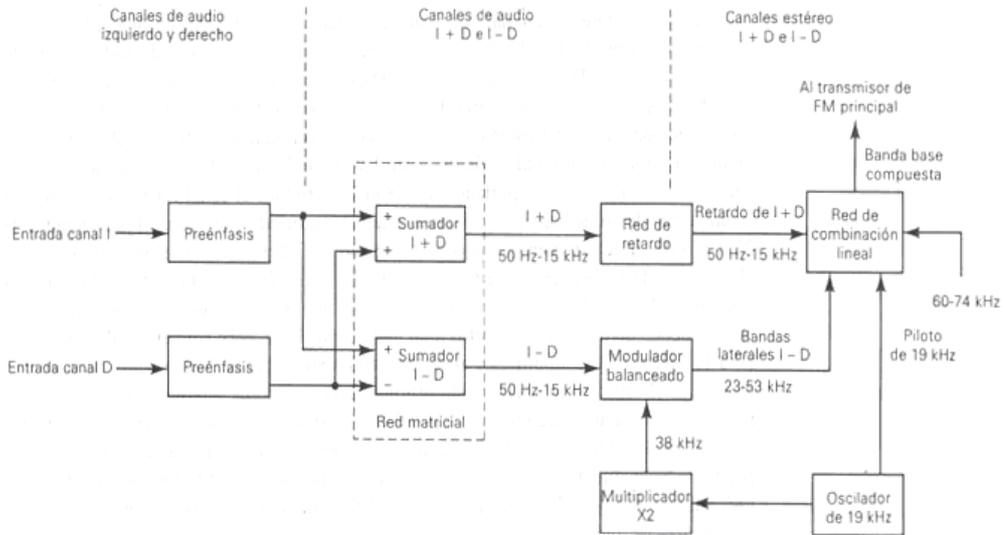


Figura 7-10 Transmisor de FM estéreo utilizando multicanalización por FDM

## REPASO

1. Describir las diferencias básicas entre los receptores de AM y FM.
2. Dibuje el diagrama esquemático del *detector de pendiente de terminación lateral sencilla* y describa su operación.
3. Dibuje el diagrama esquemático del *discriminador Foster-Seeley* y describa su operación.
4. Dibuje el diagrama esquemático del *detector relación* y describa su operación.
5. Describa la operación de un demodulador de PLL de FM.
6. Dibuje el diagrama esquemático del *discriminador de FM en cuadratura* y describa su operación.
7. ¿Cuál es el propósito de un *limitador* en un receptor de FM?
8. Describa el *umbral* de FM.
9. ¿Qué discriminador promedia pulsos en un filtro pasabajos?