

Cap. 7.-TRANSMISIÓN DE MODULACIÓN ANGULAR

Moduladores de FM directos

La FM directa es la modulación angular en la cual la frecuencia de la portadora varía (es desviada) directamente por la señal modulante. Con la FM directa, la desviación de frecuencia instantánea es directamente proporcional a la amplitud de la señal modulante. La figura 6-14 muestra un diagrama esquemático para un generador de FM simple (aunque altamente impráctico) y directo. El circuito tanque (L y C_m) es la sección para determinar la frecuencia para un oscilador LC estándar. El capacitor del micrófono es un transductor que convierte la energía acústica a energía mecánica, la cual se usa para variar la distancia, entre las placas de C_m y, consecuentemente, cambiar su capacitancia. Conforme C_m varía, la frecuencia de resonancia varía. Por lo tanto, la frecuencia de salida del oscilador varía directamente con la fuente de sonido externa. Esta es la FM directa porque la frecuencia del oscilador se cambia directamente por la señal modulante y la magnitud del cambio de frecuencia es proporcional a la amplitud del voltaje de la señal modulante.

Moduladores de diodo varactor. La figura 6-15 muestra el diagrama esquemático para un generador de FM más práctico y directo que usa un diodo varactor para desviar la frecuencia de un oscilador de cristal. R_1 y R_2 desarrollan un voltaje de c.c. que invierte el diodo varactor polarizado VD_1 y determinan la frecuencia de reposo del oscilador. El voltaje de la señal modulante externa agrega y resta del nivel de c.c. polarizado, lo cual cambia la capacitancia del diodo y por lo tanto la frecuencia de oscilación. Los cambios positivos de la señal modulante incrementan la polarización inversa sobre VD_1 , la cual disminuye su capacitancia e incrementa la frecuencia de la oscilación. Al contrario, los cambios negativos de la señal modulante disminuyen la frecuencia de la oscilación. Los moduladores de FM de diodo varactor, son extremadamente populares, porque son fáciles de usar, confiables y tienen la estabilidad de un oscilador de cristal. Sin embargo, debido a que se usa un cristal, la desviación de frecuencia pico se limita a valores relativamente pequeños. Consecuentemente, se usan principalmente para las aplicaciones de banda angosta (índice bajo) por ejemplo en un radio móvil semi duplex.

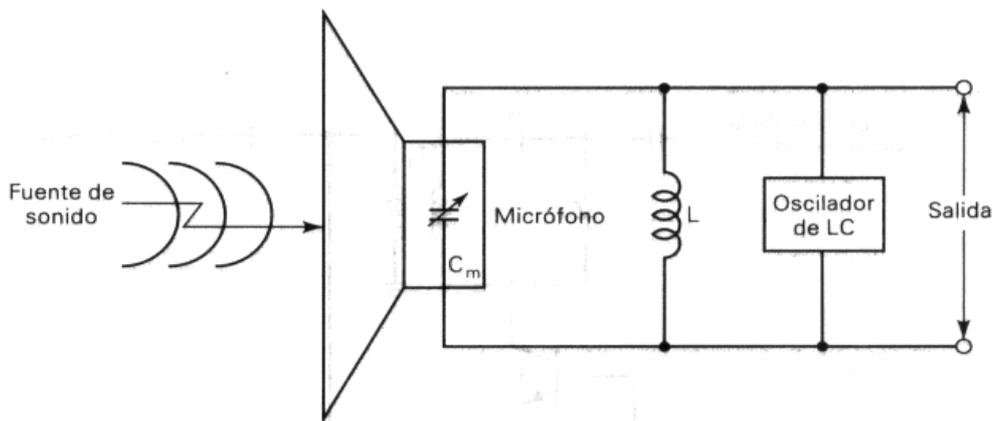


Figura 6-14 Modulador de FM directo simple

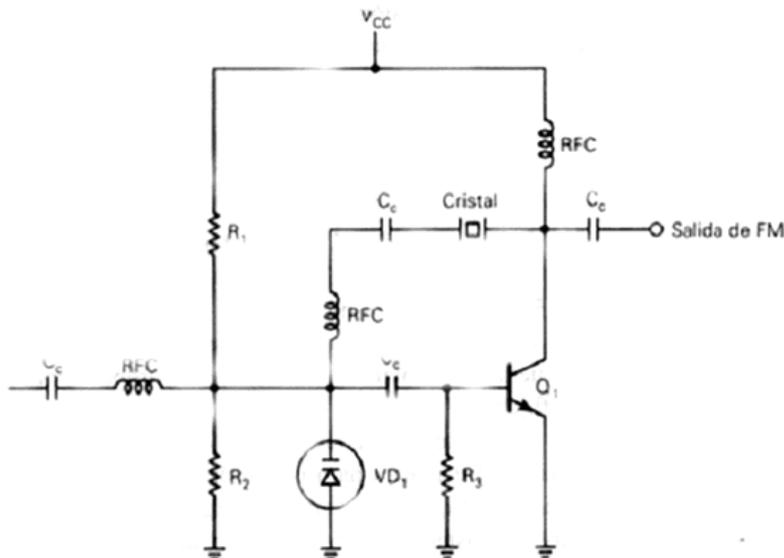


Figura 6-15 Modulador de FM directo con diodo varactor

La figura 6-16 muestra un diagrama esquemático simplificado para un generador de FM de oscilador de voltaje controlado (VCO). Nuevamente, se usa un diodo varactor para transformar los cambios, en la amplitud de la señal modulante a cambios en la frecuencia. La frecuencia central para el oscilador se determina de la siguiente manera

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ Hz} \tag{6-36}$$

en donde L = inductancia del bobinado primario de T_1 (henrys) C = capacitancia del diodo varactor (faradios)

Con una señal modulante aplicada, la frecuencia es

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + \Delta C)}} \text{ Hz} \tag{6-37}$$

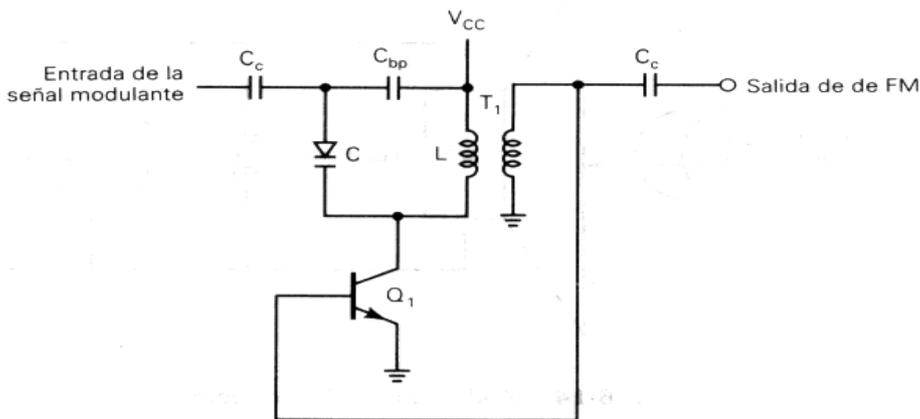


Figura 6-16 Modulador de FM a VCO con diodo varactor

en donde f es la nueva frecuencia de oscilación y ΔC es el cambio en la capacitancia del diodo varactor debido a la señal modulante. El cambio en la frecuencia es

$$\Delta f = |f_c - f| \tag{6-38}$$

Modulador de reactancia de FM.

La figura 6-17a muestra un diagrama esquemático para un modulador de reactancia usando un JFET como el dispositivo activo. Esta configuración del circuito se llama *modulador de reactancia* porque el JFET observa como una carga de reactancia variable al circuito tanque LC. La señal modulante varía en la reactancia de Q_1 , lo cual causa un cambio correspondiente en la frecuencia resonante del circuito tanque del oscilador.

El capacitor C que está en serie con el resistor R de compuerta, tiene un valor muy pequeño de manera tal que su reactancia sea muy grande con respecto a R . Como la corriente de drenaje es directamente proporcional a la tensión de compuerta, está en fase con ella. La tensión en R es prácticamente toda la tensión de drenaje y por ser resistivas las ramas de R y del tanque en resonancia, la corriente a través de R está en fase con la tensión. La corriente a través de C , en cambio, adelanta 90° con respecto a esa tensión, con lo que la corriente de drenaje de RF quedará en fase con la tensión de compuerta, pero atrasará 90° respecto de la corriente en C .

En resumen, la tensión de drenaje se encuentra 90° desfasada con la corriente de drenaje, por lo que el JFET visto desde la carga, se comporta como un capacitor.

La figura 6-17b muestra el circuito de C.A. equivalente. Las resistencias R_1, R_3, R_4 y R_c proporcionan la polarización en c.c. para Q_1 . R_E se evita por C_c y es, por lo tanto, omitida del circuito de C.A. equivalente. La operación del circuito es de la siguiente manera. Asumiendo un JFET ideal (la corriente de compuerta (gate) $i_g = 0$)

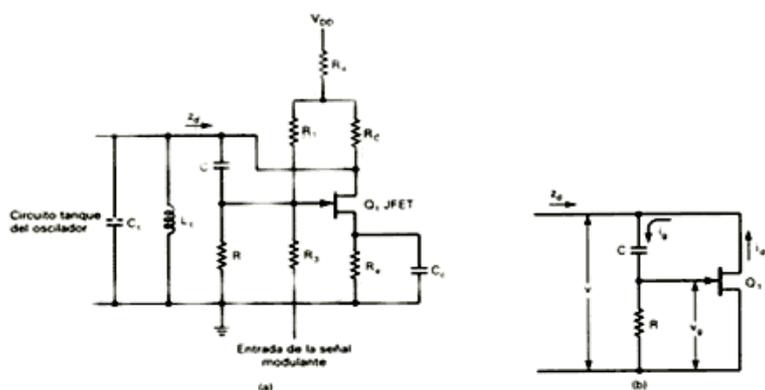


Figura 6-17-1 Modulador de reactancia de JFET: (a) diagrama esquemático; (b) circuito equivalente de ca

en donde g_m es la transconductancia del JFET .

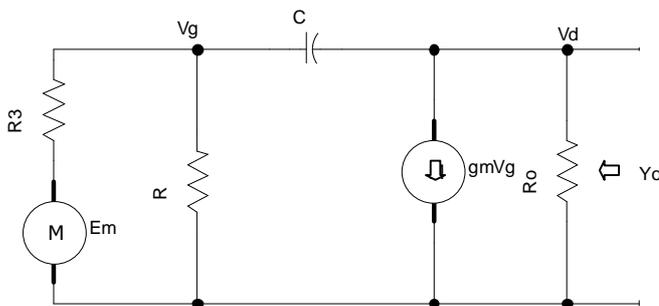


Figura 6-17-2 Circuito equivalente incremental

Se trata de ver qué admitancia Y_o se vé en paralelo con el circuito sintonizado del oscilador. Del circuito vemos

$$Y_o = \frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_p + \frac{1}{j\omega C}} + \frac{g_m V_g}{V_d}$$

Si hacemos $R_p=R$, podemos escribir

$$v_g = i_g R$$

$$v_d = i_g \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right)$$

$$\frac{v_g}{v_d} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR}$$

Reemplazando en Y_o y operando

$$Y_o = \frac{1}{R_o} + \frac{j\omega C}{1 + j\omega CR} + \frac{g_m j\omega CR}{1 + j\omega CR}$$

$$Y_o = \frac{1}{R_o} + \frac{j\omega C(1 + g_m R)}{1 + j\omega CR}$$

Suponemos $X_c \gg R \Rightarrow \frac{1}{j\omega C} \gg R$

Por lo tanto
 $1 \gg j\omega CR$

La expresión final de Y_o nos quedará

$$Y_o = \frac{1}{R_o} + j\omega g_m RC$$

De modo que el circuito se comporta como una resistencia elevada en paralelo con una capacidad $g_m RC$ que es equivalente a una capacitancia variable y es inversamente proporcional a la resistencia (R), la velocidad angular de la señal de modulación ($2\pi f_m$) y la transconductancia (g_m) de Q_1 , la cual varía con el voltaje de la compuerta-fuente. Cuando una señal modulante se aplica a la parte inferior de R_3 , el voltaje de compuerta-drenaje varía, causando un cambio proporcional en g_m . Como resultado, la impedancia del circuito equivalente (Z_d), es una función de la señal modulante. Por lo tanto, la frecuencia resonante del circuito tanque del oscilador es una función de la amplitud de la señal modulante, y la proporción a la cual cambia es igual a f_m . Intercambiar R y C , causa que la reacción variable sea inductiva, en vez de una capacitiva, pero no afecta al resultado de la forma de onda de FM. La máxima desviación de frecuencia obtenida, como un modulador de reactancia, es aproximadamente 5 kHz.

Recordamos que el g_m es la pendiente de la curva v_g vs. I_d , por lo que debe trabajarse con valores de v_g muy pequeños para que la pendiente varíe proporcionalmente a la tensión de audio y el JFET no se comporte simplemente como un amplificador.

Moduladores de FM directos de circuito integrado lineal.

Los osciladores de voltaje controlado de circuito integrado lineal y generadores de funciones pueden generar una forma de onda de salida de FM directa que sea relativamente estable, exacta y directamente proporcional a la señal modulante de entrada. La desventaja principal de usar los LIC VCO y generadores de funciones, para la modulación de FM directa, es su baja potencia de salida de información y la necesidad de varios componentes externos adicionales para que funcionen, tales como capacitores para tomar el tiempo, resistores para la determinación de frecuencia y filtros para el abastecimiento de potencia.

La figura 6-18 muestra un diagrama en bloques simplificado para un generador de funciones de circuito integrado lineal monolítico que puede utilizarse para la generación de FM directa. La frecuencia central del VCO se determina por un resistor externo y por un capacitor (R y C) La señal modulante de entrada desvía la frecuencia del VCO, la cual produce una forma de onda de FM de salida de información. El multiplicador analógico y el formador seno convierten la señal de salida del VCO de onda cuadrada a una onda senoidal, y el amplificador de ganancia unitaria proporciona una salida con búfer. La frecuencia de salida del modulador es

$$f_{salida} = (f_c + \Delta f)N$$

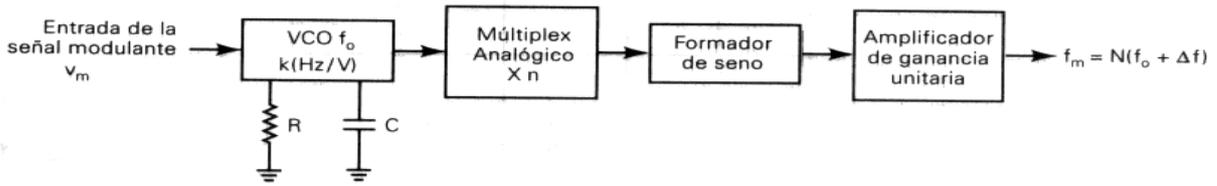


Figura 6-18 Generador de FM directo LIC: diagrama simplificado

en donde la desviación de frecuencia pico (Δf) es igual a la amplitud pico de la señal modulante multiplicada por la sensibilidad de desviación del VCO. Los generadores de funciones de circuito integrado lineal y osciladores de voltaje controlado generalmente se pueden usar para operaciones de frecuencia de barrido, transmisión en desplazamiento en frecuencia o generación de FM directa.

La figura 6-19a muestra el diagrama esquemático para el transmisor de FM monolítico, Motorola MC1376. El MC1376 es un modulador de FM completo, en un chip de circuito integrado DIP de 8-pines sencillo. El MC 1376 puede operar con frecuencias de portadora entre 1.4 y 14 MHz y está hecho para utilizarse en la producción de ondas de FM directas para las aplicaciones de baja potencia, tales como los teléfonos inalámbricos. Cuando el transistor auxiliar se conecta a una fuente de voltaje de 12 V, se pueden lograr potencias de salida tan altas como 600 mW. La figura 6-19b muestra la curva de voltaje de entrada contra la frecuencia de salida para el VCO interno. Como lo muestra la figura, la curva es relativamente lineal entre 2 y 4 V y puede producir una desviación de frecuencia pico de casi 150 kHz.

Transmisores de FM directos

Los transmisores de FM directos producen una forma de onda de salida, en la cual la desviación de frecuencia es directamente proporcional a la señal modulante. Consecuentemente, el oscilador de la portadora debe desviarse directamente. Por lo tanto, para los sistemas de FM de índice mediano y alto, el oscilador no puede ser un cristal, porque la frecuencia a la cual el cristal oscila no puede variarse de manera significativa. Como resultado, la estabilidad de los osciladores en los transmisores de FM directos frecuentemente no puede llenar las especificaciones. Para superar este problema, se utiliza un *control de frecuencia automática (AFC)*. Un circuito de AFC compara la frecuencia de la portadora del oscilador sin cristal con un oscilador de cristal de referencia y, entonces, produce un voltaje de corrección proporcional a la diferencia entre las dos frecuencias. El voltaje de corrección se regresa al oscilador de la portadora para compensar automáticamente cualquier movimiento que pueda haber ocurrido.

Transmisor directo de FM de Crosby. La figura 6-21 muestra el diagrama en bloques para un transmisor de banda de radiodifusión comercial. Esta configuración en particular se llama *transmisor directo de FM de Crosby* e incluye un *circuito de AFC (automatic frequency control)*. El modulador de frecuencia puede ser un modulador de reactancia o un oscilador de voltaje controlado. La frecuencia de descanso de la portadora es la frecuencia de salida no modulada del oscilador principal (f_c). Para el transmisor mostrado en la figura 6-21, la frecuencia central del oscilador principal $f_c = 5.1 \text{ MHz}$, el cual se multiplica por 18, en tres etapas ($3 \times 2 \times 3$), para producir una frecuencia de portadora de transmisión final $f_1 = 91.8 \text{ MHz}$. En este momento, se deben notar tres aspectos de la conversión de frecuencia. **Primero**, cuando la frecuencia de una portadora de frecuencia modulada se multiplica, y sus desviaciones de frecuencia y de fase se multiplican también. **Segundo**, la proporción en la cual la portadora se desvía (es decir, la frecuencia de la señal modulante, f_m) no se afecta por el proceso de multiplicación. Por lo tanto, el índice de modulación también se multiplica. **Tercero**, cuando una portadora de modulación angular es heterodinada con otra frecuencia en un mezclador no lineal, la portadora puede convertirse hacia arriba o abajo, dependiendo del filtro de pasa-bandas de salida. Sin embargo, la desviación de frecuencia, desviación de fase y la razón de cambio no se afectan por el proceso de heterodinaje (mezcla)

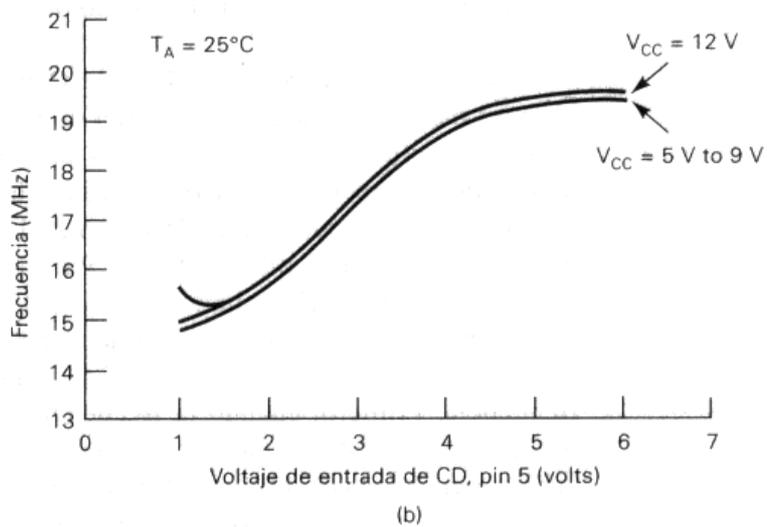
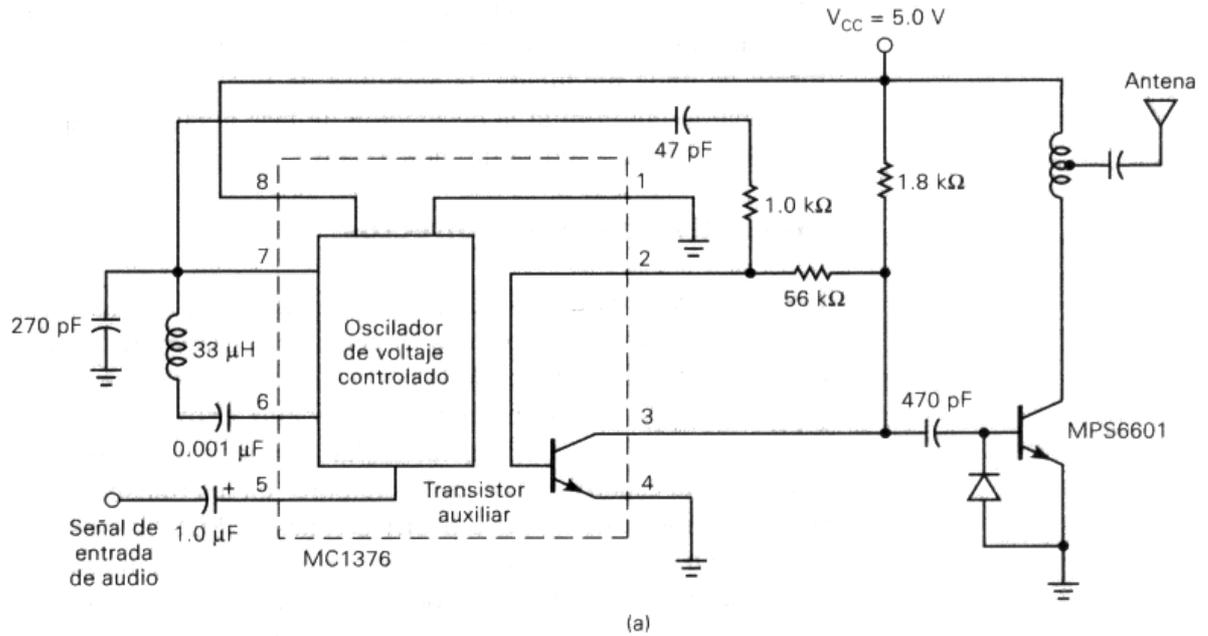


Figura 6-19 Transmisor de FM MC1376: (a) diagrama esquemático; (b) curva de res-

puesta de frecuencia de salida vs. entrada

Por lo tanto, para el transmisor mostrado en la figura 6-21, las desviaciones de frecuencia y de fase, en la salida del modulador, también se multiplican por 18. Para lograr la máxima desviación de frecuencia permitida a las estaciones de banda de radiodifusión de FM en la antena (75 kHz), la desviación en la salida del modulador debe ser

$$\Delta f = \frac{75 \text{ kHz}}{18} = 4166,7 \text{ Hz}$$

y el índice de modulación debe ser

$$m = \frac{4166,7 \text{ Hz}}{f_m}$$

Para la máxima frecuencia de señal modulante permitida, $f_m = 15 \text{ kHz}$,

$$m = \frac{4166,7 \text{ Hz}}{15.000 \text{ Hz}} = 0,2778$$

Por lo tanto, el índice de modulación en la antena es $m = 0.2778(18) = 5$ el cual es la relación de desviación para los transmisores de radiodifusión de FM comercial con una señal modulante de 15 kHz.

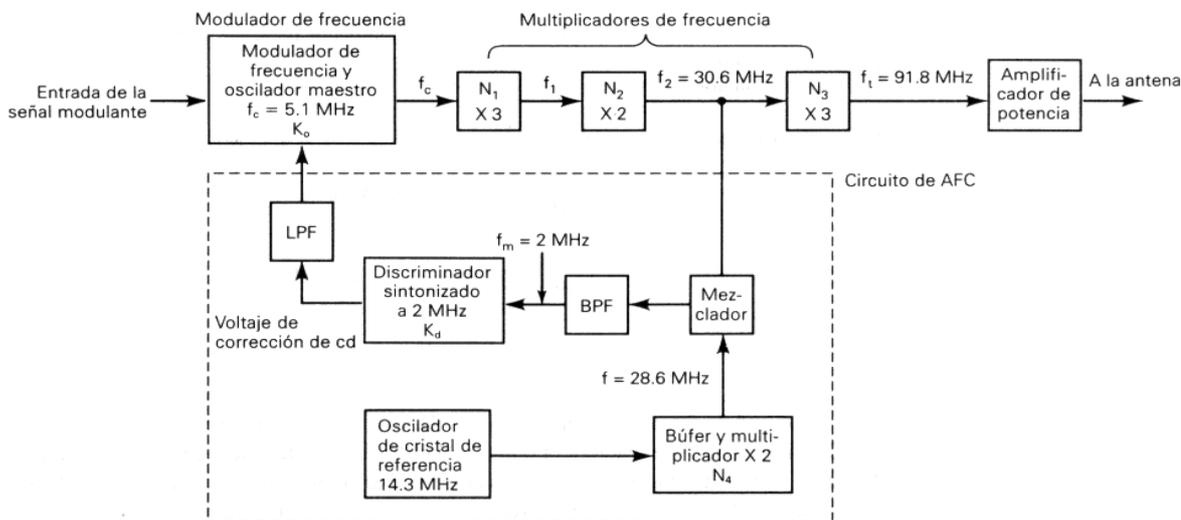


Figura 6-21 Transmisor de FM directo de Crosby

Circuito AFC. El propósito del circuito AFC (automatic Frequency control) es lograr una estabilidad casi de cristal de la frecuencia de la portadora de transmisión sin utilizar un cristal en el oscilador de la portadora. Con la AFC, la señal de la portadora se mezcla con la señal de salida de un oscilador de cristal de referencia en un dispositivo no lineal, convirtiendo en forma descendente la frecuencia y, después, regresándola a la entrada de un *discriminador de frecuencia*. Un discriminador de frecuencia es un dispositivo selector de frecuencia, cuyo voltaje de salida es proporcional a la diferencia, entre la frecuencia de entrada y su frecuencia resonante (la operación del discriminador se explica en otra parte del curso) Para el transmisor mostrado en la figura 6-21, la salida del duplicador $f_2 = 30.6 \text{ MHz}$, que está mezclada con una frecuencia de cristal de referencia controlada $f_r = 28.6 \text{ MHz}$, para producir una frecuencia de diferencia $f_d = 2 \text{ MHz}$. El discriminador es un circuito Q (de banda angosta) sintonizado, relativamente alto, que reacciona sólo a las frecuencias cerca de su frecuencia central (2 MHz en este caso) Por lo tanto, el discriminador responde a los cambios a largo plazo y frecuencia baja, en la frecuencia central de la portadora debido al arrastre de la frecuencia del oscilador principal y a que el filtro de pasa-bajos no responde a la desviación de frecuencia producida por la señal modulante. Si el discriminador respondiera a la desviación de frecuencia el circuito de retroalimentación cancelaría la desviación y, por lo tanto, removería la modulación de la onda de FM (este efecto se llama *borrado*) El voltaje de corrección de c.c. se agrega a la señal modulante para ajustar automáticamente la frecuencia central del oscilador principal, para compensar el arrastre de baja frecuencia.

EJEMPLO 6-7

Utilice el modelo de transmisor mostrado en la figura 6-21 para responder las siguientes preguntas. Para una multiplicación de frecuencia total de 20 y una frecuencia de portadora de transmisión $f_t = 88.8 \text{ MHz}$, determine:

- (a) Frecuencia central de oscilador maestro.
- (b) Desviación de frecuencia a la salida del modulador para una desviación de frecuencia de 75 kHz en la antena.

- (c) Relación de desviación a la salida del modulador para una máxima frecuencia de señal modulante $f_m = 15 \text{ kHz}$.
 (d) Relación de desviación en la antena.

Solución

$$(a) f_c = \frac{f_t}{N_1 N_2 N_3} = \frac{88,8 \text{ MHz}}{20} = 4,43 \text{ MHz}$$

$$(b) \Delta f = \frac{\Delta f_t}{N_1 N_2 N_3} = \frac{75 \text{ kHz}}{20} = 3750 \text{ Hz}$$

$$(c) DR = \frac{\Delta f_{max}}{f_{m(max)}} = \frac{3750 \text{ Hz}}{15 \text{ kHz}} = 0,25$$

$$(d) DR = 0,25 \times 20 = 5$$

Transmisor de FM directa de circuito de fase cerrada.

La figura 6-22 muestra un transmisor de FM de *banda ancha* que utiliza un circuito de fase cerrada para lograr una estabilidad de cristal de un oscilador maestro VCO y, al mismo tiempo, generar una señal de salida de FM de banda ancha de índice alto. La frecuencia de salida de VCO se divide por N y se retroalimenta al comparador de fase PLL, en donde se compara a una frecuencia de cristal de referencia estable. El comparador de fase genera un voltaje de corrección que es proporcional a la diferencia entre las dos frecuencias. El voltaje de corrección se agrega a la señal modulante y se aplica a la entrada del VCO. El voltaje de corrección ajusta la frecuencia central del VCO a su valor correcto. Nuevamente, el filtro pasa-bajos

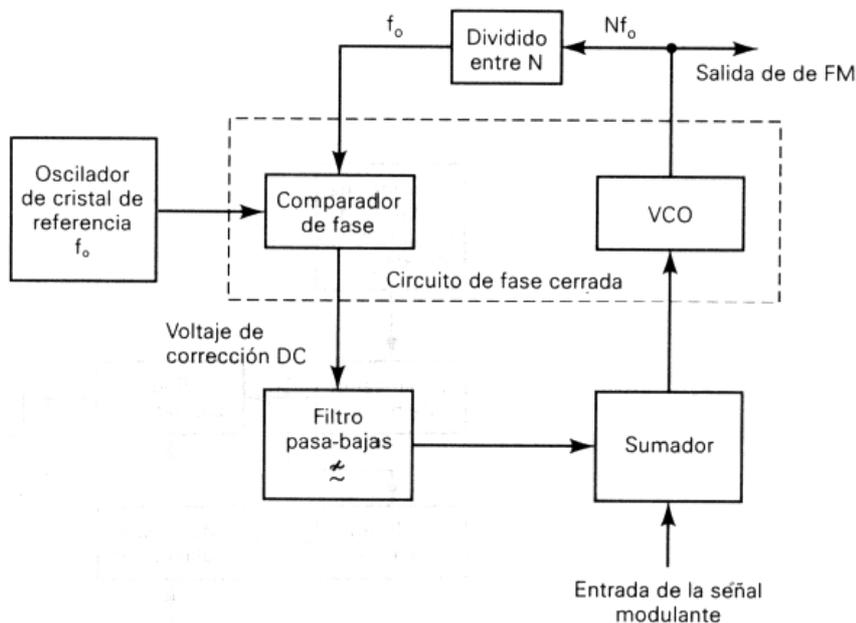


Figura 6-22 Transmisor de FM de circuito de PLL

previene los cambios en la frecuencia de salida del VCO, debido a que la señal modulante no se convierte a voltaje, y se retroalimenta al VCO y borra la modulación. El filtro pasabajos también previene que el circuito se adhiera a una frecuencia lateral.

PM a partir de FM. Como se muestra en la figura 6-4 de la primera parte, un modulador de FM precedido por un diferenciador, genera una forma de onda de PM. Si los transmisores mostrados en la figura 6-21 y 6-22 son precedidos por una red de preénfasis, que es un diferenciador (filtro pasa-altos), ocurre una situación intere-

sante. Para una constante de tiempo de 75 μ s, la amplitud de las frecuencias arriba de 2,12 kHz es enfatizada por el diferenciador. Por lo tanto, para las frecuencias modulantes menores a 2,12 kHz, la forma de onda de salida es proporcional a la señal modulante, y para las frecuencias superiores a 2,12 kHz, la forma de onda de salida es proporcional a la derivada de la señal de entrada. En otras palabras, la modulación en frecuencia ocurre para frecuencias menores a 2,12 kHz y la modulación en fase ocurre para las frecuencias arriba de 2,12 kHz. Debido a que la ganancia de un diferenciador se incrementa con frecuencias arriba de la frecuencia de corte (2,12 kHz) y ya que la desviación de frecuencia es proporcional a la amplitud de la señal modulante, la desviación de frecuencia también se incrementa con frecuencias superiores a 2,12 kHz. De la ecuación 6-13, puede verse que si Δf y f_m , se incrementan proporcionalmente, el índice de modulación permanece constante, lo cual es una característica de la modulación en fase.

Moduladores de FM indirectos

La FM indirecta es una modulación angular en la cual la frecuencia de la portadora se desvía indirectamente por la señal modulante. La FM indirecta se logra cambiando directamente la fase de la portadora y es, por lo tanto, una forma de modulación en fase directa. La fase instantánea de la portadora es directamente proporcional a la señal modulante.

La figura 6-20 muestra un diagrama esquemático para un modulador de FM indirecto. El modulador consiste de un diodo varactor VD, en serie con una red inductiva (bobina sintonizable L, y el resistor R) La red combinada, serie-paralelo, aparece como un circuito resonante en serie a la frecuencia de salida del oscilador de cristal. Una señal modulante se aplica a VD,, el cual cambia su capacitancia y, consecuentemente, el ángulo de fase de la impedancia visto por la portadora varía, lo cual resulta en un desplazamiento en fase correspondiente en la portadora. El desplazamiento en la fase es directamente proporcional a la amplitud de la señal modulante. Una ventaja del FM indirecto es que se usa un oscilador de cristal con búfer para la fuente de la señal de la portadora. Consecuentemente, los transmisores de FM indirectos son más estables en la frecuencia que sus contrapartes directas. Una desventaja es que las características de capacitancia-vs-voltaje de un diodo varactor no son lineales. En realidad, se parecen bastante a una función de raíz cuadrada. Consecuentemente, para minimizar la distorsión en la forma de onda modulada, la amplitud de la señal modulante debe mantenerse bastante pequeña, lo cual limita la desviación de fase a valores pequeños y sus usos a las aplicaciones de banda angosta de índice bajo.

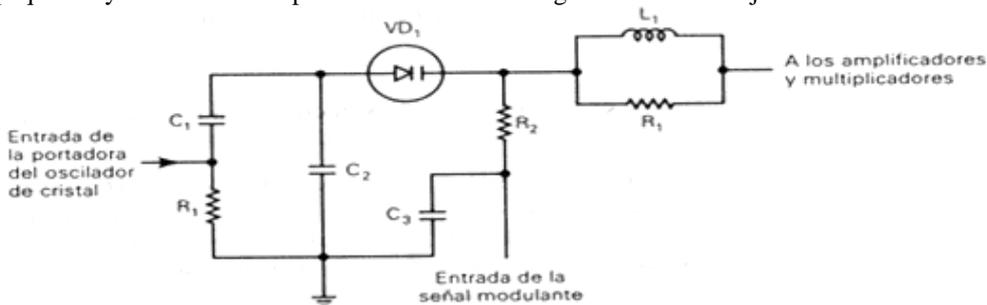


Figura 6-20 Diagrama esquemático de un modulador de FM indirecto

Transmisores de FM indirectos

Los transmisores de FM indirectos producen una forma de onda de salida, en la cual la desviación de fase es directamente proporcional a la señal modulante. Consecuentemente, el oscilador de la portadora no se desvía directamente. Por lo tanto, el oscilador de la portadora puede ser un cristal, ya que el oscilador, por sí mismo, no es el modulador. Como resultado, la estabilidad de los osciladores con transmisores de FM indirectos pueden llenar las especificaciones del FCC sin utilizar un circuito de AFC.

Transmisor FM indirecto de Armstrong.

Con la FM indirecta, la señal modulante desvía directamente la fase de la portadora, la cual cambia indirectamente la frecuencia. La figura 6-23 muestra el diagrama a bloques para un transmisor de FM indirecto de Armstrong de banda ancha. La fuente de la portadora es un cristal. Por lo tanto, los requerimientos de estabilidad para la frecuencia de la portadora establecida por la FCC, se pueden lograr sin usar un circuito de AFC.

Con un transmisor de Armstrong, una portadora de frecuencia relativamente baja (f_c) se cambia de fase 90° (f_c') y se alimenta a un modulador balanceado, en donde se mezcla con la señal modulante de entrada (f_m) La salida del modu-

lador balanceado es una onda portadora de doble banda lateral con portadora suprimida que se combina, con la portadora original en una red de combinación, para producir una forma de onda modulada en fase con índice bajo.

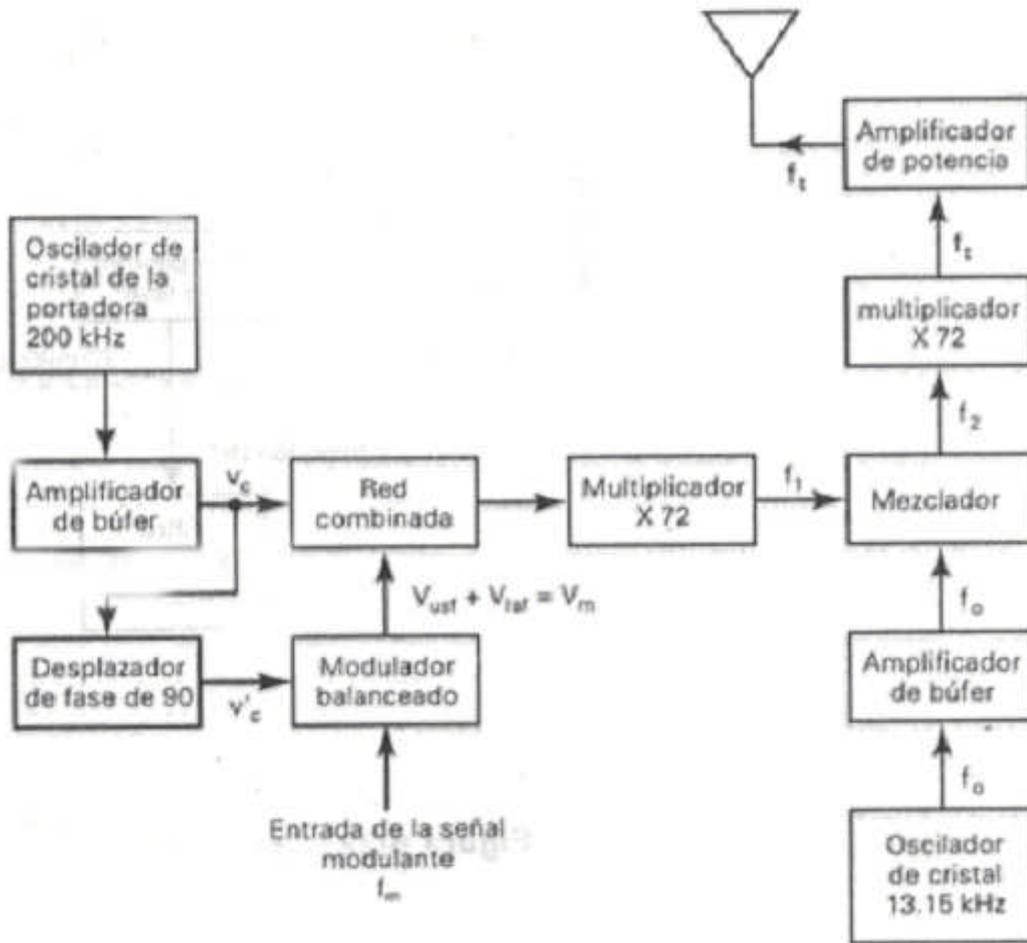


Figura 6-23 Transmisor de FM indirecto de Armstrong

La figura 6-24a muestra los fasores para la portadora original (V_c) y la figura 6-24b muestra a los fasores para los componentes de frecuencia lateral de la onda de la portadora suprimida (V_{usf} y V_{isf}) Debido a que el voltaje de la portadora suprimida (V_c') está 90° fuera de la fase con V_c , las bandas laterales superiores e inferiores se combinan para producir un componente (V_m) que está siempre en cuadratura (en los ángulos rectos) con V_c . Las figuras 6-24c a f muestran la suma fasorial progresiva de V_c , V_{usf} y V_{isf} . Puede observarse que la salida de la red combinada es una señal cuya fase varía a una proporción igual a f_m y su magnitud es directamente proporcional a la magnitud de V_m . De la figura 6-24 puede observarse que la desviación de fase pico (índice de modulación) puede calcularse de la siguiente manera:

$$\theta = m = \arctan \frac{V_m}{V_c} \quad (6-45a)$$

Para ángulos muy pequeños, la tangente del ángulo es aproximadamente igual al ángulo; por lo tanto,

$$\theta = m = \frac{V_m}{V_c} \quad (6-45b)$$

EJEMPLO 6-9

Para el transmisor de Armstrong mostrado en la figura 6-23 y la portadora desplazada en fase (V_c'), componentes de la frecuencia lateral superior (V_{usf}) y componentes de la frecuencia lateral inferior (V_{isf}) mostrados en la figura 6-24, determine:

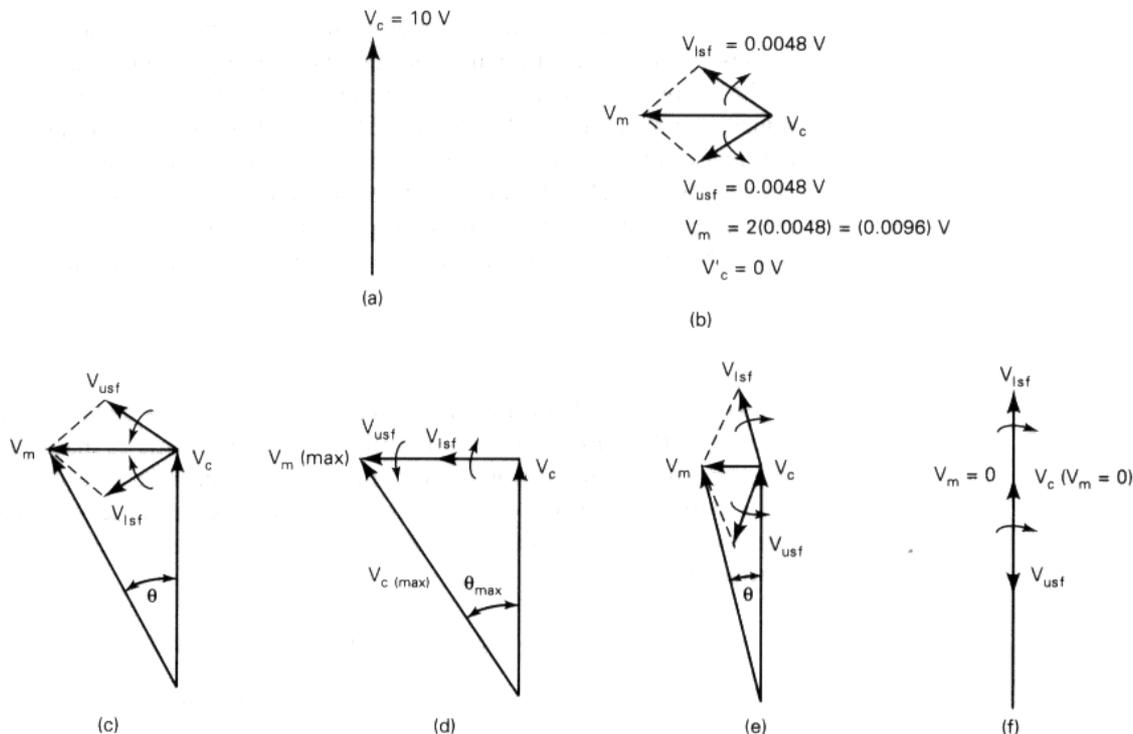


Figura 6-24 Suma fasorial de V_c , V_{usf} y V_{isf} : (a) fasor de la portadora; (b) fasores de las bandas laterales; (c) a (f) adición fasorial progresiva. La parte (d) muestra el desplazamiento de fase pico.

- (a) Desplazamiento de fase pico de la portadora en radianes y grados.
- (b) Desviación de frecuencia para una frecuencia de señal modulante $f_m = 15 \text{ kHz}$.

Solución

(a) La amplitud pico de la componente de modulación es

$$V_m = V_{usf} + V_{isf} = 0.0048 + 0.0048 = 0.0096$$

Desviación de fase pico es el índice de modulación y puede determinarse sustituyendo en la ecuación 6-46a.

$$\theta = m = \arctan \frac{0,0096}{10} = 0,055^\circ$$

$$\theta = 0,055^\circ \times \frac{\pi \text{rad}}{180^\circ} = 0,00096 \text{ rad}$$

(b) Rearreglando la ecuación 6-13 nos da

$$\Delta f = m f_m = (0,00096)(15 \text{ kHz}) = 14,4 \text{ Hz}$$

De los diagramas fasoriales mostrados en la figura 6-24, puede observarse que la amplitud de la portadora varía, lo cual produce una modulación en amplitud no deseada en la forma de onda de salida, y $V_{c(max)}$ ocurre cuando V_{usf} y V_{isf} están en fase uno con otro y con V_c . La máxima desviación de fase que puede producirse con este tipo de modu-

lador es aproximadamente 1.67 miliradianes. Por lo tanto, de la ecuación 6-13 y la frecuencia máxima de señal modulante $f_{m(máx)} = 15$ kHz, la máxima desviación de frecuencia posible es

$$\Delta f_{máx} = (0,00167)(15.000) = 25 \text{ Hz}$$

De la discusión anterior es evidente que el índice de modulación a la salida de la red combinada es insuficiente para producir un espectro de frecuencia de FM de banda ancha y, por lo tanto, debe multiplicarse considerablemente antes de transmitirse. Para el transmisor mostrado en la figura 6-23, una subportadora modulada en fase de 200 kHz con una desviación de fase pico $m = 0.00096$ rad, sólo produce una desviación de frecuencia de 14.4 Hz a la salida de la red combinada. Para lograr 75 kHz de desviación de frecuencia en la antena, debe multiplicarse la frecuencia aproximadamente por 5208. Sin embargo, esto produciría una frecuencia de portadora a transmitir en la antena de

$$f_i = 5208 \times 200 \text{ kHz} = 1041.6 \text{ MHz}$$

lo cual está más allá de los límites de frecuencia para la banda de radiodifusión de FM comercial. Es aparente que la multiplicación por sí misma es inadecuada. Por lo tanto, es necesaria una combinación de multiplicador y mezclador para desarrollar la frecuencia de la portadora de transmisión deseada, con 75 kHz de desviación de frecuencia. La forma de onda, a la salida de la red combinada, es multiplicada por 72, produciendo la siguiente señal:

$$\begin{aligned} f_1 &= 72 \times 200 \text{ kHz} = 14.4 \text{ MHz} \\ m &= 72 \times 0.00096 = 0.06912 \text{ rad} \\ \Delta f &= 72 \times 14.4 \text{ Hz} = 1036.8 \text{ Hz} \end{aligned}$$

El resultado del primer multiplicador se mezcla con una frecuencia controlada por cristal (f_o), con 13,15 MHz, para producir una señal de diferencia (f_2), con las siguientes características:

$$\begin{aligned} f_2 &= 14.4 \text{ MHz} - 13.15 \text{ MHz} = 1.25 \text{ MHz} \text{ (conversión descendente)} \\ m &= 0.6912 \text{ rad (sin cambios)} \\ \Delta f &= 1036.8 \text{ Hz (sin cambios)} \end{aligned}$$

Observe que únicamente la frecuencia de la portadora es afectada por el proceso de heterodinaje. La salida del mezclador se multiplica una vez más por 72 para producir una señal de transmisión con las siguientes características:

$$\begin{aligned} f_i &= 1.25 \text{ MHz} \times 72 = 90 \text{ MHz} \\ m &= 0,06912 \times 72 = 4,98 \text{ rad} \\ \Delta f &= 1036,8 \times 72 = 74.650 \text{ Hz} \end{aligned}$$

En el ejemplo anterior, con el uso de los procesos de multiplicación y heterodinaje la portadora se incrementa por un factor de 450; al mismo tiempo, la desviación de frecuencia e índice de modulación se incrementan por un factor de 5184.

Con el transmisor de Armstrong, la fase de la portadora se modula directamente en la red combinada a través de la adición produciendo modulación de frecuencia directa. La magnitud de la desviación de fase es directamente proporcional a la amplitud de la señal modulante, pero independiente de su frecuencia. Por lo tanto, el índice de modulación permanece constante para todas las frecuencias de la señal modulante de amplitud dada. Por ejemplo, para el transmisor mostrado en la figura 6-24, si la amplitud de la señal modulante se mantiene constante, y su frecuencia disminuye a 5 kHz, el índice de modulación permanece en 5, mientras que la desviación de frecuencia se reduce a $\Delta f = 5 \times 5000 = 25.000$ Hz.

FM a partir de PM. Como se muestra en la figura 6-4 de la primera parte, un modulador de PM produce una forma de onda de FM si un integrador precede a un filtro pasa-bajos y éste precede al transmisor de PM mostrado en la figura 6-23, resulta en una FM. El filtro pasa-bajos es simplemente un filtro 1/f, el cual comúnmente se le llama un *predistorsionador o red de corrección de frecuencia*.

Un modulador de fase

Un sistema para producir modulación de fase se observa en la figura 6-25

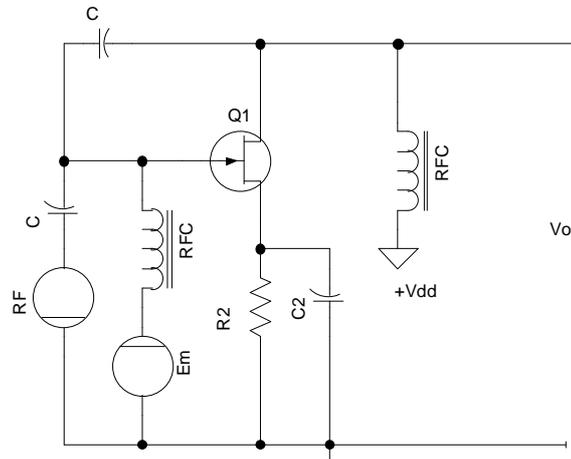


Figura 6-25 Circuito esquemático

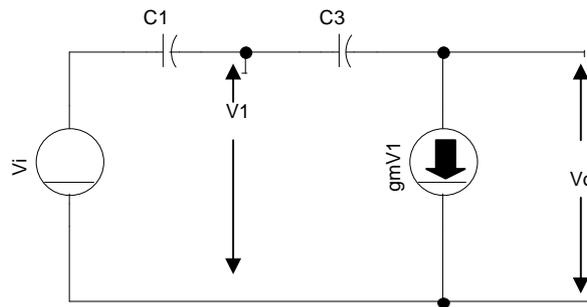


Figura 6-26 Modulador de fase: circuito incremental de RF

Suponemos que la resistencia dinámica de drenaje es lo suficientemente grande para ser despreciada por estar en paralelo con el resto del circuito.

Planteamos las ecuaciones de nodo del circuito incremental

$$g_m V_1 + (V_o - V_1) j\omega C = 0 \quad (6-46)$$

$$(V_1 - V_o) j\omega C + (V_1 - V_i) j\omega C = 0 \quad (6-47)$$

de (6-47)

$$V_1 - V_o + V_1 - V_i = 0 \Rightarrow V_1 = \frac{V_o + V_i}{2} \quad (6-48)$$

Reemplazando en 6-46

$$g_m \frac{(V_o + V_i)}{2} + (V_o - \frac{V_o + V_i}{2}) j\omega C = 0$$

$$g_m (V_o + V_i) + (2V_o - V_o - V_i) j\omega C = 0$$

$$V_o (g_m + j\omega C) + V_i (g_m - j\omega C) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{g_m - j\omega C}{g_m + j\omega C}$$

Si obtenemos el módulo de la relación salida/entrada

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = 1 \Rightarrow |V_o| = |V_i|$$

Observamos que el módulo de la tensión de entrada es igual al de la tensión de salida, o sea que la ganancia es unitaria. Estudiamos entonces qué sucede con la fase relativa.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m - j\omega C}{-g_m - j\omega C}$$

Multiplicando numerqdor y denominador por “j”

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\omega C + jg_m}{\omega C - jg_m} = \frac{N}{D} \langle \theta_n - \theta_d \rangle$$

$$\langle \theta_n - \theta_d \rangle = \tan^{-1}(g_m/\omega C) + \tan^{-1}(g_m/\omega C)$$

$$\boxed{\varphi = 2 \tan^{-1}(g_m/\omega C)}$$

Vemos que V_o y V_i son iguales en módulo, pero que la fase φ varía en función del g_m del JFET, el cual a su vez varía en función del audio que se inyecta a la compuerta.

FM contra PM

Desde un punto de vista puramente teórico, la diferencia entre FM y PM es muy sencilla: el índice de modulación para FM se define de forma diferente que para PM. Con PM, el índice de modulación es directamente proporcional a la amplitud de la señal modulante e independiente de su frecuencia. Con FM, el índice de modulación es directamente proporcional a la amplitud de la señal modulante e inversamente proporcional a su frecuencia.

Considerando a la FM como una forma de modulación en fase, entre mayor sea la desviación de frecuencia, mayor es la desviación de fase. Por lo tanto, ésta depende, o por lo menos hasta cierto punto, de la amplitud de la señal modulante, así como con PM. Con PM, el índice de modulación es proporcional a la amplitud del voltaje de la señal modulante solamente, mientras que con FM el índice de modulación también es inversamente proporcional a la frecuencia de la señal modulante. Si las transmisiones de FM se reciben en un receptor de PM, las frecuencias de graves* tendrían considerablemente más desviación de fase de las que un modulador de PM les hubiera dado. Debido a que el voltaje de salida de un demodulador de PM es proporcional a la desviación de fase, la señal aparece excesivamente elevada (amplificada) en graves. Alternativamente (y ésta es la situación más práctica), la PM demodulada por un receptor de FM produce una señal de información en la cual se incrementan las señales modulantes de frecuencia más alta.

Modulación de frecuencia con señales binarias

La FM también se usa para transmitir señales digitales por medios analógicos. Cuando la señal modulante es binaria, una entrada de nivel alto produce una frecuencia instantánea de portadora y una entrada de un nivel bajo produce otra frecuencia instantánea de portadora. Esta técnica de modulación se llama *FSK frequency shift keying*. En las líneas de

audio se usa una portadora de 1070Hz para los ceros y de 1270Hz para los unos y era el sistema más popular en los modem telefónicos.

REPASO

- 6-1. Describa el funcionamiento básico de un generador de FM de diodo varactor.
- 6-2. Describa el funcionamiento básico de un modulador de FM de reactancia.
- 6-3. Describa el funcionamiento básico de un modulador de FM de circuito integrado lineal.
- 6-4. Dibuje el diagrama a bloques para un transmisor de FM directo de Crosby, y describa su funcionamiento.
- 6-5. ¿Cuál es el propósito de un circuito de AFC? ¿Por qué se requiere uno para el transmisor de Crosby?
- 6-6. Dibuje el diagrama a bloques, para un transmisor de FM de circuito de fase cerrada, y describa su funcionamiento.
- 6-7. Dibuje el diagrama a bloques para un transmisor de FM indirecto de Armstrong, y describa su funcionamiento.
- 6-8. Compare FM y PM.

EJERCICIOS

6-1. Para un transmisor de FM directo de Crosby, similar al que está mostrado en la figura 6-21, con los siguientes parámetros, determine:

(a) Desviación de frecuencia a la salida del VCO y del amplificador de potencia. (b) Índice de modulación en los dos mismos puntos.

(c) Ancho de banda a la salida del amplificador de potencia.

$$N_1 = x3$$

$$N_2 = x3$$

$$N_3 = x3$$

Frecuencia del oscilador de cristal de referencia = 13 MHz

Multiplicador de referencia = x 3

Sensitividad de desviación VCO $K_1 = 450 \text{ Hz/V}$

Señal modulante $v_m(t) = 3 \text{ sen}(2\pi \cdot 5 \times 10^3 t)$

Frecuencia de reposo de VCO $f_c = 4.5 \text{ MHz}$

Frecuencia resonante del discriminador $f_d = 1.5 \text{ MHz}$

6-2. Para un transmisor de FM indirecto de Armstrong similar al mostrado en la figura 6-23 con los siguientes parámetros, determine:

(a) Índice de modulación a la salida de la red de combinada y del amplificador de potencia.

(b) Desviación de frecuencia en los dos mismos puntos.

(c) Frecuencia de la portadora de transmisión.

Oscilador de la portadora de cristal = 210 kHz

Oscilador de referencia de cristal = 10.2 MHz

Voltaje de la banda lateral $V = 0.018 \text{ V}$

Voltaje de la portadora a la entrada del combinador $V = 5 \text{ V}$

Primer multiplicador = x 40

Segundo multiplicador = x 50 ; Frecuencia de la señal modulante $f_m = 2 \text{ kHz}$