

Capítulo 4

Amplificadores, Osciladores y Mezcladores

Introducción

En este capítulo no se pretende hacer un tratamiento detallado de los componentes y circuitos empleados en comunicaciones, de los que los estudiantes tienen ya conocimientos básicos. El objetivo es hacer un repaso de estos temas, orientado básicamente a las necesidades del curso, en algunos aspectos directamente relacionados con las aplicaciones en los sistemas de comunicaciones.

4.1 Amplificadores

Los amplificadores son indispensables en cualquier sistema de comunicaciones, al igual que los filtros, los osciladores, los mezcladores, etc. En el caso de un transmisor cuya señal de entrada es de unos pocos miliwatts y es necesario que suministre a la antena una señal de varios Kw, es evidente que la señal tiene que amplificarse hasta conseguir el nivel de potencia de salida requerido. En un receptor al que la antena entrega una señal del orden de picowatts (10^{-12} w), debe producir una señal de salida con potencia suficiente para excitar, por ejemplo a un altavoz, también es indispensable amplificar la señal varios órdenes de magnitud. En principio, los amplificadores deben cumplir con la condición de transmisión sin distorsión, por lo menos en la banda de paso de interés y, por consecuencia, deben ser lineales en el sentido de que sólo pueden modificar la amplitud de la señal sin cambiar su forma de onda. Esto último, en general, es aplicable, si bien con matices, a los sistemas analógicos pero no necesariamente a los sistemas digitales.

La función principal de cualquier amplificador es aumentar el nivel de voltaje, corriente o potencia de una señal de entrada, convirtiendo la potencia suministrada por una fuente de alimentación en potencia útil de señal a la salida. La relación entre esta potencia útil y la potencia suministrada por la fuente se define como *eficiencia* del amplificador. La energía de la fuente no convertida en señal útil se pierde en forma de calor y por ello, es necesario extraer de alguna forma el calor generado que, de otra forma, haría aumentar la temperatura de los componentes electrónicos del amplificador hasta destruirlos o dañarlos permanentemente. Este es un aspecto de gran importancia en el diseño de, prácticamente, cualquier circuito electrónico.

4.1.1 Clasificación de los amplificadores

En el contexto del curso al que están destinadas estas notas, los amplificadores pueden clasificarse de varias formas: la primera, según el nivel de señal que manejen, en amplificadores de *pequeña señal* o de *señal grande* o *gran señal*. A los primeros también se les designa como amplificadores de *voltaje* y a los segundos, como de *potencia*. Evidentemente, esta designación resulta ambigua y se complementa indicando si el amplificador es *lineal* o *no lineal*. Un amplificador lineal no distorsiona la señal, al menos en teoría. Un amplificador no lineal puede o no distorsionar la señal, dependiendo de la configuración del circuito que se utilice. La distorsión en la banda de operación puede darse en amplitud, en fase o, más generalmente, en ambas. Tradicionalmente se clasifica a los amplificadores en clases, las más usuales, A, B y C. Intentaremos aclarar esto haciendo uso de la *característica de transferencia*, que no debe confundirse aquí con la función de transferencia.

Una forma de definir la característica de transferencia es relacionando el voltaje, la corriente o la potencia de salida, con el voltaje, corriente o potencia de entrada. Utilizaremos aquí la potencia y así, se puede representar esta relación mediante la gráfica de la figura 4.1.

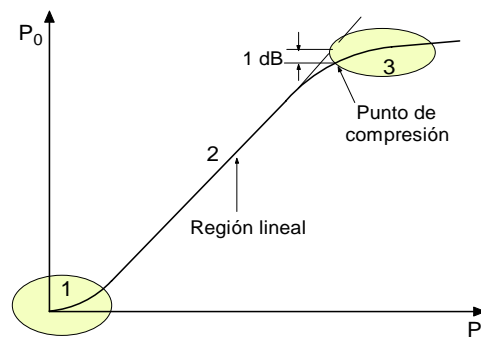


Figura 4.1. Característica de transferencia

En el caso más general, para señales muy pequeñas (región 1), la potencia de salida no es directamente proporcional a la de entrada, la relación entre ellas no es lineal y la forma de onda de la señal de salida no será exactamente igual a la de entrada. En muchos de los dispositivos amplificadores actuales esta región es muy pequeña y en la práctica puede ignorarse si no es significativa. Por otra parte la región 3, a la derecha, tampoco es lineal y se alcanza cuando el dispositivo amplificador no es capaz de suministrar más potencia de salida por mucho que aumente la potencia de la señal de entrada. Cuando el nivel de potencia de salida se desvía 1 dB (0.7943 en

escala lineal) por debajo del que debería tener si la característica fuera lineal, se designa como *punto de compresión* y se considera como el punto a partir del cual la distorsión de la señal de salida respecto a la de entrada empieza a ser apreciable. La región 2, intermedia, es la región *lineal*.

Funcionamiento en clase A

En un amplificador funcionando en clase A, hay señal de salida durante todo el ciclo de la señal de entrada, es decir, el dispositivo amplificador conduce durante 360 grados eléctricos. Esto se ilustra en la figura 2, donde en el eje vertical se ilustra la señal de entrada y en el horizontal la de salida. Se supone, para este ejemplo que el amplificador no es inversor, es decir, las señales de entrada y salida están en fase.

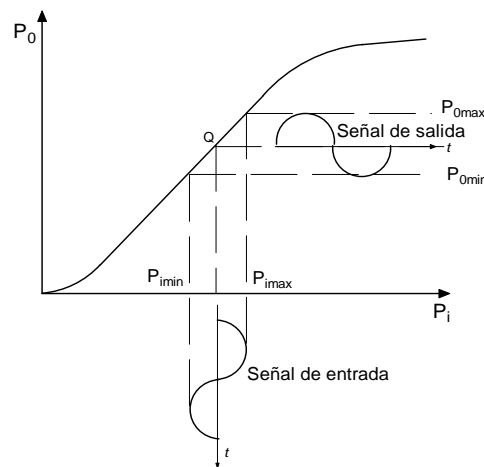


Fig. 4.2. Funcionamiento en clase A.

Por lo general, en clase A se procura que el dispositivo opere en la región lineal, suficientemente lejos de los puntos de corte y saturación como para evitar la distorsión. La amplificación en clase A proporciona la máxima linealidad y ganancia, pero su eficiencia es baja. En teoría la eficiencia máxima puede llegar al 50%. En la práctica, lo usual es que sea del orden de 20% o aún menor.

Funcionamiento en clase AB

El ángulo de conducción, en este caso es mayor de 180° y menor de 360° , como se ilustra en la figura 4.3. Esto significa que el punto de polarización, Q , del dispositi-

vo activo del amplificador se ajusta de modo que la corriente no fluya durante todo el ciclo, pero sí durante más de la mitad de éste.

Es claro que la señal de salida está distorsionada. Sin embargo se pueden conseguir amplificadores lineales en clase AB con circuitos configurados de forma simétrica o en *push-pull*, en que se emplean dos dispositivos conectados en dicha configuración. Esto obliga a que deben suministrarse dos señales a la entrada del amplificador push-pull, de hecho, la misma señal, defasada 180° a cada amplificador.

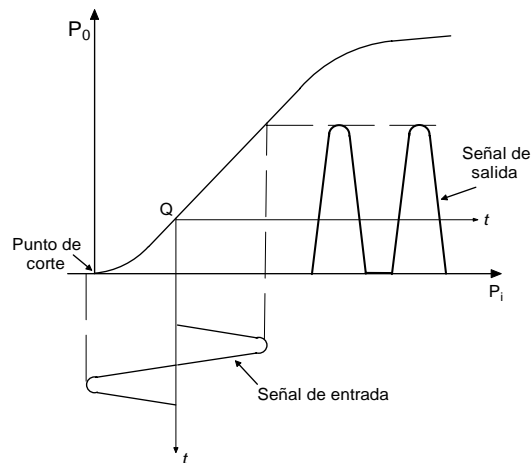


Fig. 4.3. Funcionamiento en clase AB.

La eficiencia de los amplificadores clase AB puede alcanzar, en la práctica, valores del orden de 60%, lo que es considerablemente mayor que en el caso de clase A. En amplificadores con válvulas electrónicas, los amplificadores clase AB se subdividen en AB_1 y AB_2 . En los primeros, el voltaje de la reja de control nunca es positivo y, por tanto, no consume corriente del circuito de entrada. En los segundos el voltaje de reja es positivo durante un intervalo pequeño del ciclo de conducción en los picos positivos de la señal de entrada y hay, por consecuencia, consumo de corriente en la reja.

Funcionamiento en clase B.

En los amplificadores clase B, el ángulo de conducción es exactamente igual a 180° eléctricos, lo que significa que el dispositivo activo de amplificación está polarizado a su voltaje de corte. La corriente de salida fluye sólo durante medio ciclo de la señal de entrada. En estas condiciones, se pueden conseguir en la práctica, eficien-

cias hasta de un 65%. Este tipo de amplificadores se emplea extensamente en los amplificadores sintonizados de potencia en transmisores. En la figura 4.4 se ilustra la forma de conducción en los amplificadores clase B. La señal de salida de un amplificador clase B cuya carga fuera puramente resistiva, es similar a la que se tiene en un rectificador de media onda.

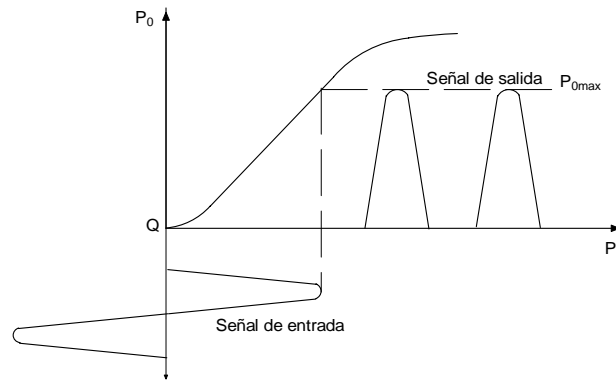


Fig. 4.4. Funcionamiento en clase B.

Funcionamiento en clase C

En el funcionamiento en clase C, el punto de polarización o funcionamiento está más allá del punto de corte del dispositivo, de modo que éste conduce durante menos de medio ciclo ($<180^\circ$).

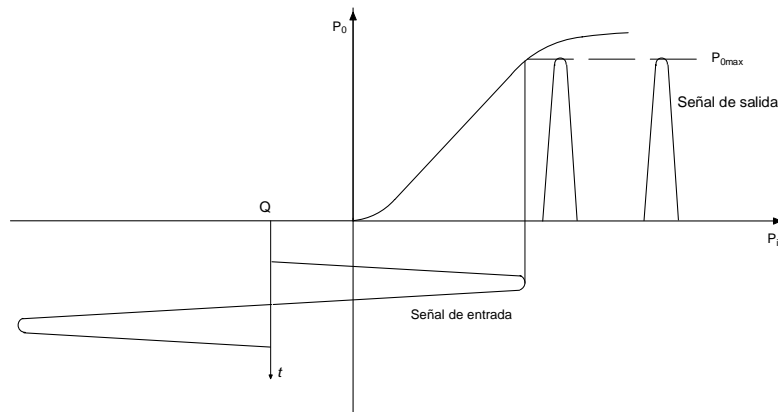


Fig. 4.5. Funcionamiento en clase C.

Otras clases de amplificadores

Además de las clases anteriores, hay amplificadores que trabajan en forma conmutada y que se clasifican en clases D a H que no se tratan aquí. Su característica principal es la elevada eficiencia que se consigue y encuentran numerosas aplicaciones en circuitos de audio y RF para reducir los requisitos de las fuentes de alimentación y reducir la disipación térmica. En general, estas clases de amplificadores requieren de diseños relativamente sofisticados, especialmente a niveles altos de potencia.

La clase de funcionamiento de un amplificador es independiente del dispositivo activo utilizado. Como puede inferirse de la discusión anterior, la clase de funcionamiento está determinada por el punto de operación del dispositivo y las características de la señal.

Si bien el análisis de un circuito amplificador puede considerarse relativamente simple, su diseño puede resultar complejo al intervenir otras consideraciones como las siguientes¹:

- Ganancia de voltaje, corriente y potencia.
- Impedancia de entrada.
- Impedancia de salida.
- Respuesta en frecuencia
- Requisitos de alimentación.
- Disipación térmica.
- Fiabilidad.
- Otros factores, como características mecánicas, etc.

4.1.2 Amplificadores de RF de pequeña señal²

El tratamiento detallado de la teoría de amplificadores queda fuera del contexto de estas notas. Sin embargo, es conveniente repasar algunos de los conceptos básicos, lo que se hará mediante ejemplos basados en el material del texto de Young, mencionado en la referencia al calce.

Ejemplo

El amplificador de la figura 4.6 es un amplificador sintonizado, cuya carga es un circuito sintonizado en paralelo, formado por el primario del transformador de sali-

¹ Cutler, P. *Semiconductor Circuit Analysis*. McGraw-Hill, 1964.

² Parte del material utilizado aquí ha sido adaptado del texto *Electronic Communication Techniques, 2nd Ed.* Paul H. Young. Merrill Publishing Company. 1990.

da en paralelo con el condensador variable C . Se asume en este ejemplo que la relación de vueltas del transformador, $n_p/n_s = 12$, el coeficiente de acoplamiento k es igual a 1, la inductancia del primario, $20 \mu\text{H}$ y la Q sin carga del circuito, 80. Se desea conocer: (a) El voltaje de salida si el voltaje de la señal de entrada es de 40 mV. (b) La ganancia máxima de voltaje. (c) El ancho de banda.

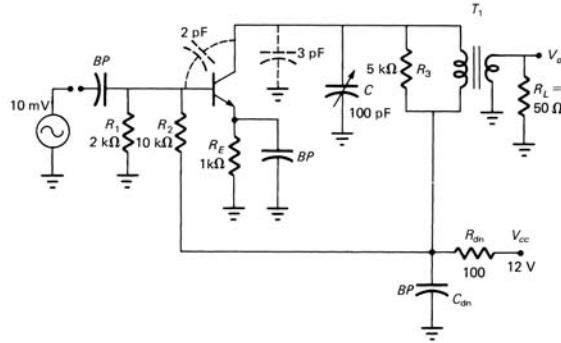


Fig. 4.6. Amplificador de RF de pequeña señal

- a) La máxima ganancia de voltaje se tendrá cuando la impedancia del *circuito tanque*³ sea máxima, lo que ocurre a resonancia y está dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \quad (4.1)$$

Donde C_T incluye no sólo a la capacidad C en paralelo con la bobina, sino además, a las capacidades parásitas, indicadas con líneas punteadas en el circuito, entre colector y base y a la capacidad distribuida entre colector y tierra, debida los conductores del circuito y su geometría, de modo que $C_T = 2 \text{ pf} + 3 \text{ pf} + 100 \text{ pf} = 105 \text{ pf}$, con lo que la frecuencia de resonancia resulta:

$$f_0 = 3.47 \text{ MHz.}$$

La reactancia de la bobina del primario a resonancia es $X_L = \omega L = 436 \Omega$. Con este valor se puede calcular la resistencia efectiva en serie con la bobina ya que se conoce la Q .

$$r = QX_L = 34.9 \text{ k}\Omega.$$

Por otra parte, la resistencia de carga conectada al secundario del transformador se refleja hacia el circuito tanque de acuerdo con la relación de transformación:

³ El término *circuito tanque* se emplea con mucha frecuencia para referirse al circuito sintonizado en paralelo, en el que se almacena la energía de radiofrecuencia.

$$R'_L = \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2 R_L \quad (4.2)$$

Que, para los valores del circuito 4.6, da un valor de $R'_L = 7.2 \text{ k}\Omega$.

Como se desconoce la impedancia dinámica, R'_c del colector, se determina la carga total de colector como el paralelo de R_3 , R'_L y r , lo que da un valor de $2.72 \text{ k}\Omega$. La resistencia R_3 , en paralelo con el circuito tanque, se incluye para aumentar el ancho de banda según se trató en la sección 3.2 del capítulo 3. Esta resistencia tiene, además, cierto efecto en la reducción de efectos parásitos en el circuito.

Para calcular la ganancia de voltaje, es necesario calcular la impedancia dinámica de emisor, dada por:

$$r_e = \frac{26}{I_E (\text{mA})} \quad (4.3)$$

Si la impedancia interna del generador se supone $Z_G = 0$, la ganancia de voltaje en el amplificador de emisor común es:

$$A_v = -\frac{R'_c}{r_e} = -\frac{2720}{20} = -136$$

En que el signo negativo indica una inversión de fase de 180° . Si el voltaje de entrada es de 40 mV , el de la señal en el colector, a la entrada del transformador de salida e invertido en fase respecto al de entrada, será de:

$$v_c = v_B A_v = 40 \times 10^{-3} \times 136 = 5.44 \text{ V}$$

Este voltaje se reduce a causa de la relación de vueltas del transformador T1, por lo que el voltaje a la salida del amplificador será:

$$v_0 = v_c \frac{n_s}{n_p} = 5.44 \times \frac{1}{12} = 0.453 \text{ V}$$

b) La ganancia neta de voltaje del amplificador es, por consecuencia:

$$A = \frac{v_0}{v_B} = \frac{453 \text{ mV}}{40 \text{ mV}} = 11.3$$

y, en dB:

$$A(\text{dB}) = 20 \log A = 21.1 \text{ dB.}$$

c) El ancho de banda⁴ del circuito está dado por la fórmula (3.23): $B = f_0/Q_L$, en que la Q que interviene es la Q con carga, ya definida en la sección 3.2 del capítulo 3 y dada en este caso por: $Q_L = R'_C/X_L = 2720/436 = 6.2$, de modo que el ancho de banda a media potencia resulta de:

$$B = \frac{3.47 \text{ MHz}}{6.2} = 0.556 \text{ MHz}$$

4.1.3. Acoplamiento de circuitos sintonizados

La forma de acoplamiento de salida de un amplificador sintonizado mediante un transformador, como en el ejemplo anterior, no es la única. Una forma de acoplamiento de los circuitos sintonizados es la de acoplamiento capacitivo, que se ilustra en la figura 4.7.

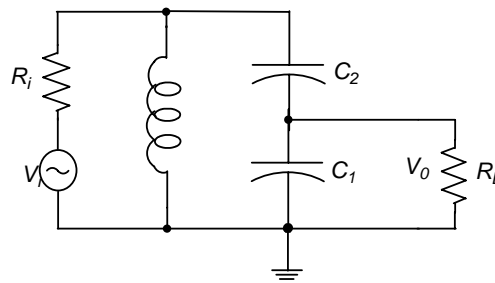


Fig. 4.7. Acoplamiento capacitivo.

En este circuito, la capacidad equivalente del circuito sintonizado es:

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (4.4)$$

y la frecuencia de resonancia del circuito es, por consecuencia,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \quad (4.5)$$

Si la resistencia externa de carga, R_L , conectada en paralelo con C_1 es mucho mayor que la reactancia de éste ($R_L > 10X_{C_1}$), la relación entre los voltajes de salida y entrada es, simplemente:

⁴ Por ancho de banda, si no se especifica otra cosa, se entiende el ancho de banda a media potencia o -3 dB.

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{C_T}{C_1} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (4.6)$$

Análogamente, se puede ver que:

$$\frac{R_L}{R_i} = \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2 \quad (4.7)$$

La relación anterior es válida sólo si $R_L > 10X_{C1}$, es decir, por lo menos un orden de magnitud mayor. De no ser así, entonces es necesario convertir la impedancia formada por R_L y C_1 en paralelo a una impedancia en serie equivalente, en cuyo caso, la resistencia en serie equivalente es:

$$R_s = \frac{R_L}{1 + Q^2} \quad C_s = C_1 \left(\frac{Q^2 + 1}{Q^2} \right) \quad (4.8)$$

Donde $Q = R_L/X_{C1}$. El circuito resultante puede convertirse luego a un circuito sintonizado con una resistencia equivalente en paralelo, con un valor diferente de Q .

El acoplamiento capacitivo no se utiliza mucho en RF y suele preferirse el acoplamiento por transformador. Los transformadores son de construcción simple y la relación de vueltas puede variarse con relativa facilidad para conseguir la máxima transferencia de potencia. Por otra parte, en los osciladores y amplificadores de potencia suelen generarse productos de intermodulación indeseables que se acoplan con mayor facilidad por los condensadores, ya que la reactancia de éstos disminuye al aumentar la frecuencia.

4.1.3. Acoplamiento inductivo

El acoplamiento inductivo se consigue utilizando dos bobinas de forma análoga al caso capacitivo como se ilustra en la figura 4.8.

La bobina de la figura es, de hecho, un autotransformador en que el primario tiene $n_1 + n_2$ vueltas y el secundario n_2 vueltas. Este tipo de acoplamiento puede utilizarse cuando el aislamiento a c.c. entre el primario y el secundario no es necesario. En caso de ser necesario el aislamiento a c.c. debe utilizarse un transformador y no un autotransformador. Para el circuito de la figura:

$$v_i = v_0 \frac{n_1 + n_2}{n_1} \quad (4.9)$$

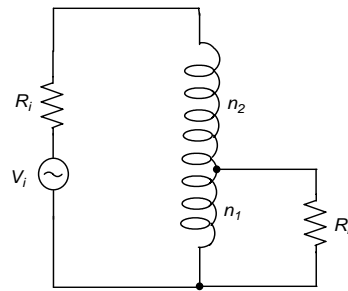


Fig. 4.8. Acoplamiento inductivo.

y, análogamente:

$$R_i = R_L \left(\frac{n_1 + n_2}{n_1} \right)^2 \quad (4.10)$$

Las relaciones anteriores no son válidas cuando no hay acoplamiento mutuo entre los devanados, es decir, cuando el flujo producido por la corriente en alguno de los devanados no abraza al otro. Además, estas ecuaciones suponen un acoplamiento inductivo ideal, es decir, $k = 1$. Los transformadores de RF no se comportan idealmente, particularmente cuando son de núcleo ferromagnético. El coeficiente de acoplamiento, k , es, invariablemente menor que 1. En el caso más frecuente de señales senoidales y, conociendo las inductancias del primario y secundario y el coeficiente de acoplamiento del transformador, se calcula primero la inductancia mutua como:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (4.11)$$

El voltaje inducido en el secundario puede calcularse ahora como:

$$v_s = -j\omega M i_p \quad (4.12)$$

Donde i_p es la corriente en el primario.

4.1.4. Efecto de la carga en los transformadores

Si la impedancia de carga en el secundario de un transformador es muy alta, fluirá muy poca corriente y prácticamente no habrá interacción del secundario con el primario. Sin embargo, si la impedancia de carga no es alta, circulará corriente en el secundario, debido al voltaje inducido en éste. Esta corriente, a su vez, inducirá una fuerza contraelectromotriz en el primario y afectará a la impedancia vista por el generador.

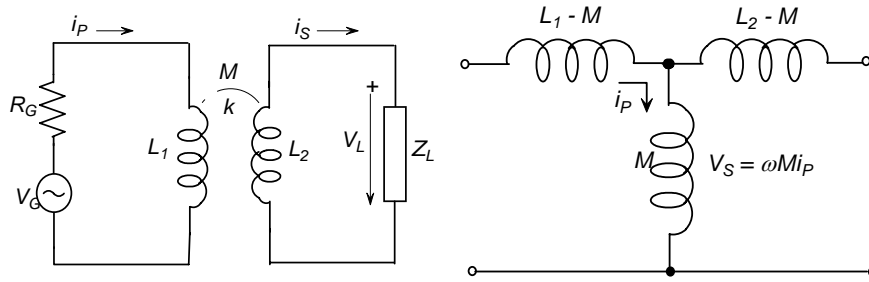


Fig. 4.9. Transformador y su circuito equivalente

En la figura 4.9 se ilustra un transformador y su circuito equivalente. La impedancia que ve el generador es proporcional a i_s , la corriente en el secundario, que puede expresarse como:

$$i_s = \frac{v_s}{Z_{SS}} \tag{4.13}$$

En que Z_{SS} es la impedancia total en serie en el secundario

$$Z_{SS} = Z_L + (r_2 + j\omega L_2) \tag{4.14}$$

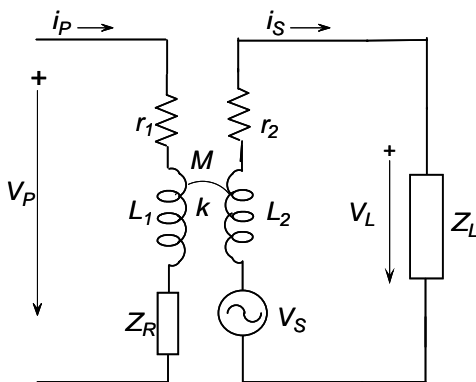


Fig. 4.10. Circuito equivalente del transformador para el cálculo de la impedancia reflejada.

Donde r_2 incluye las pérdidas en la bobina del secundario. El circuito equivalente de la figura 4.9 suele utilizarse para el caso general de acoplamiento por transformador en que $k < 1$. En general, k puede determinarse con relativa facilidad mediante un medidor de Q o con un medidor de inductancia. El voltaje inducido en el secundario es, de acuerdo a (4.12) $v_s = -j\omega M i_P$, y produce una corriente $i_s = v_s / Z_{SS}$ que, a su vez induce un fuerza contraelectromotriz en el primario, que puede designarse como $-v_p$, si bien suele modelarse mediante una impedancia reflejada, Z_R en serie con

la bobina del primario como se muestra en la figura 4.10.

El voltaje inducido será:

$$-v_p = + j\omega M i_s \tag{4.15}$$

Y como i_p es causada por este voltaje, se tiene que:

$$Z_P = \frac{j\omega M i_s}{i_p} = \frac{j\omega M \left(-\frac{j\omega M i_p}{Z_{SS}} \right)}{i_p} \quad (4.16)$$

Con lo que:

$$Z_R = \frac{(\omega M)^2}{Z_{SS}} \quad (4.17)$$

y, de acuerdo al circuito equivalente de la figura 4.10, la impedancia total del primario es:

$$Z_P = r_1 + j\omega L_1 + Z_R \quad (4.18)$$

Ejemplo

El siguiente ejemplo⁵ ilustra como un circuito inductivo en el secundario, se refleja como una capacidad en el primario y una carga capacitiva se refleja como inductiva.

En un transformador de núcleo de aire, se tienen los siguientes parámetros a 2.5 MHz ($\omega = 15.7 \times 10^6$ rad/s): $L_1 = 100 \mu\text{h}$, $Q_1 = 157$, $L_2 = 10 \mu\text{h}$, $Q_2 = 50$ y $k = 0.05$.

Calcular: (a) La inductancia mutua. (b) La impedancia reflejada para (1) Secundario en circuito abierto ($Z_L = \infty$). (2) $Z_L = -j200 \Omega$ (capacitiva) y (3) secundario en corto circuito ($Z_L = 0$). (c). Impedancia del primario para las cargas anteriores.

a) Impedancia mutua:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = 1.58 \mu\text{h}.$$

b1) Impedancia reflejada para $Z_L = \infty$.

De acuerdo a (4.14), $Z_{SS} = \infty$. Z_R se calcula fácilmente mediante la fórmula (4.17) como $Z_R = 0$.

b2) Impedancia reflejada para $Z_L = -j200 \Omega$.

⁵ *Electronic Communication Techniques, 2nd Ed.* Paul H. Young. Merrill Publishing Company. 1990.

Siguiendo el mismo procedimiento que en el punto anterior, se tiene $Z_{SS} = 3-j43 \Omega$ y $Z_R = 1+j4.2\Omega$.

b3) Impedancia reflejada para $Z_L = 0$.

De igual manera que en los puntos anteriores se tiene que $Z_{SS} = 3+j157 \Omega$ y $Z_R = -j3.92 \Omega$. En este caso la carga efectiva del secundario es prácticamente inductiva y se refleja hacia el primario como una carga capacitiva.

c) Impedancia del primario cargado, para los tres casos de (b). Esta se obtiene fácilmente utilizando la fórmula (4.18). Para el caso (b3) en que $Z_L = 0$, se tiene $Z_p = 10+j1566 \Omega$. Esto da como resultado una modificación de la inductancia del primario que se obtiene como:

$$L'_1 = \frac{X_{L1}}{\omega} \frac{1566}{15.7 \times 10^6} = 99.75 \mu h$$

4.2 Osciladores

Puede decirse que los osciladores constituyen el corazón de los sistemas radioeléctricos de comunicaciones. Son los circuitos mediante los cuales se generan las portadoras que serán moduladas por las señales de información y las fuentes de señal de las que se obtienen las señales de sincronismo o de reloj en los sistemas digitales. Un el caso más general, un oscilador genera una señal senoidal de frecuencia y amplitud constantes. Puesto que las señales generadas por los osciladores constituyen la referencia de frecuencia en los sistemas de comunicaciones resulta indispensable que la frecuencia de la señal generada por ellos sea efectivamente constante, es decir, que no varíe, particularmente en los osciladores de transmisores radioeléctricos. La estabilidad en frecuencia se expresa en *partes por millón* o *ppm*, lo que equivale expresar la variación de frecuencia en Hz/MHz. Así, un oscilador de 100 MHz con una estabilidad, por ejemplo de 0.1 ppm, significa que puede variar su frecuencia en ± 10 Hz respecto a la frecuencia nominal de 100 MHz.

4.2.1 Principio general de funcionamiento

Hay numerosos circuitos osciladores, designados con frecuencia con el nombre de sus inventores, por ejemplo, Hartley, Colpitts, Armstrong, Clapp, Pierce, etc. El principio de funcionamiento es similar en todos los casos y es importante com-

prender este concepto, ya que muchos circuitos que supuestamente no deben oscilar, oscilan en determinadas condiciones. Tal es el caso de los amplificadores de RF. El principio general en que se basan los osciladores es la retroalimentación

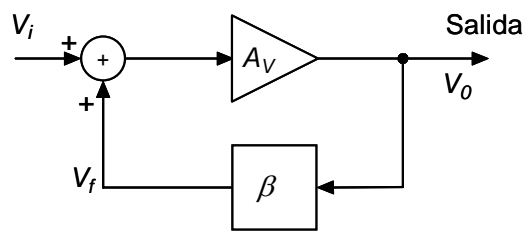


Fig. 4.11. Oscilador Retroalimentado

positiva. El circuito genérico en bloques se ilustra en la figura 4.11. Estrictamente, la función del oscilador es convertir la energía de corriente continua de la fuente de alimentación en energía útil de señal. Aunque en la figura se ha indicado una señal de entrada, esta entrada externa no existe en la mayoría de los osciladores, de modo que tal parecería que un oscilador no requiere de señales externas de entrada. Esto es cierto a medias. La señal de entrada a un oscilador es el escalón de voltaje al aplicarle el voltaje de la fuente de alimentación, que junto con el ruido interno presente en el circuito, hace que éste produzca a su salida una oscilación autosostenida sin necesidad de otras señales de entrada externas a él.

La energía de la fuente de alimentación se convierte, por una parte, en una señal oscilatoria que es la señal útil de salida y, además, suministra la energía que consume el propio circuito del oscilador. Este, básicamente está constituido por un amplificador que compensa las pérdidas internas en la señal y que, además suele tener incorporado un circuito capaz de mantener la frecuencia de oscilación, por lo general algún tipo de circuito resonante, bien sea un circuito sintonizado LC, un resonador a cristal, una cavidad resonante, etc. Finalmente en todo oscilador es necesaria una red de retroalimentación, que se ajusta a dos criterios designados como criterios de Barkhausen. Primero, la señal debe estar exactamente en fase con la señal de entrada en el diagrama de la figura 4.11 y, segundo, la ganancia total del lazo cerrado por el amplificador y la red de retroalimentación, debe ser exactamente igual a 1. Esto, matemáticamente se expresa como que $A_V\beta = 1$, en que A_V y β son las ganancias del amplificador y de la red de retroalimentación respectivamente.

4.2.2 Oscilador Hartley

En este oscilador, al igual que en el Colpitts, la relación necesaria de fase entre la salida y la entrada se consigue conectando el emisor y el colector a los extremos opuestos de un circuito sintonizado. Entre los circuitos de entrada y salida, la inductancia mutua debe tener la polaridad adecuada. En los circuitos sintonizados de

salida y entrada la reactancia debe ser inductiva a la frecuencia de oscilación deseada.

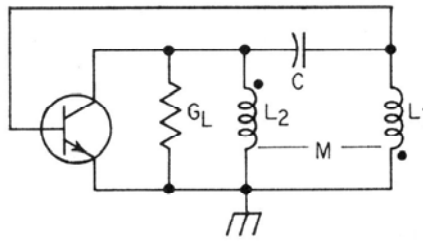


Fig. 4.12. Oscilador Hartley

El circuito anterior oscila a una frecuencia dada por:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C(L_1 + L_2 + 2M)}} \quad (4.19)$$

y debe cumplirse que:

$$\frac{g_m}{g_{os} + G_L} > \frac{L_2 + M}{L_1 + M} \quad (4.20)$$

Donde g_m es la transconductancia del transistor y g_{os} su conductancia propia de salida. G_L es, en este caso, la conductancia de carga conectada a la salida del oscilador.

4.2.3 Oscilador Colpitts

Es muy similar al Circuito Hartley. La diferencia es que aquí se emplean dos condensadores y una bobina y en el Hartley, dos bobinas y un condensador.

La frecuencia de oscilación del circuito Colpitts de la figura 4.13 es:

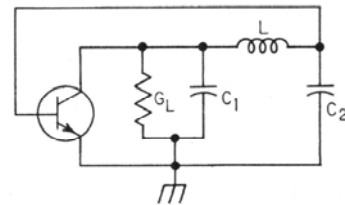


Fig. 4.13. Oscilador Colpitts

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}} \quad (4.21)$$

Las expresiones anteriores, para los dos circuitos, suponen que la amplificación del transistor es suficiente para compensar las pérdidas en el propio circuito del oscilador y que la carga externa no introduce ningún defasamiento. La amplificación de voltaje en estas condiciones, está dada por:

$$A_v = \frac{-g_m}{g_{os} + G_L} \quad (4.22)$$

4.2.4 Osciladores a cristal



Fig. 4.14. Cristales usados en osciladores y filtros

En el Capítulo 3 se trató el efecto piezoeléctrico y la aplicación de los cristales en filtros. Según se ha visto, un cristal piezoeléctrico cuando se somete a un esfuerzo mecánico de presión o deformación produce una carga eléctrica oscilatoria a lo largo de los ejes de corte del cristal, que se comporta como un circuito resonante con una Q muy alta, generalmente superior a 10^5 , propiedad que hace de los cristales elementos muy importantes para la implementación de osciladores. Un cristal, como los mostrados en la figura 4.14 se comporta como un circuito resonante cuyo circuito equivalente se muestra

en la figura 4.15

En este circuito, C_p representa la capacidad electrostática entre los electrodos del cristal, mientras que el circuito en serie $L_s C_s r_s$ representa el equivalente eléctrico de la característica vibratoria del cristal. La inductancia es el equivalente eléctrico de la masa cristalina que interviene de manera efectiva en la vibración. C_s , a su vez, es el equivalente eléctrico de la compliancia⁶ mecánica y la resistencia r_s representa al equivalente eléctrico del rozamiento.

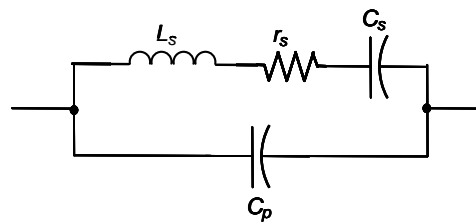


Fig. 4.15. Circuito equivalente de un cristal

⁶ La *compliancia* se define como el desplazamiento de un sistema mecánico lineal bajo la acción de una fuerza unitaria.

Como puede inferirse del circuito de la figura, el cristal presenta dos frecuencias de resonancia, una en serie y otra en paralelo, designada también como *antirresonancia*. La frecuencia de resonancia en serie es siempre menor que la de resonancia en paralelo y está dada por:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad (4.23)$$

En tanto que la resonancia en paralelo es:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}} \quad (4.24)$$

Combinando las dos expresiones anteriores se tiene la siguiente expresión aproximada:

$$f_p \approx \left(1 + \frac{C_s}{2C_p}\right) f_s \quad (4.25)$$

La expresión completa para la impedancia del cristal es⁷:

$$Z = R_s + jX_s$$

$$= \frac{\left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)Q\left(A - \frac{1}{A}\right) + j\left[1 + Q^2\left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^2\right]\right]\left[A^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2 - 1\right]}{\omega C_p\left[1 + Q^2 A^2\left(\frac{\omega_p}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right]} \quad (4.26)$$

Donde $A = \omega_p/\omega_s$. ω_p y ω_s son las frecuencias angulares de resonancia en paralelo y en serie, respectivamente, R_s y X_s , la resistencia y reactancia equivalentes en serie. Si la resistencia r_s en serie con la bobina en el circuito equivalente de la figura 4.14, se supone cero, la expresión (4.29) se reduce a:

⁷ Baugh, R.A. *Signal Sources*. Section 16 of *Electronics Designers' Handbook*, 2nd Ed. L. J. Giacoletto. McGraw-Hill Book Company. 1977.

$$Z = \frac{-j \left(\frac{\omega_s^2}{\omega^2} - 1 \right)}{\omega C_p \left(\frac{\omega_p^2}{\omega^2} - 1 \right)} \quad (4.27)$$

Los valores de los componentes del circuito equivalente suelen proporcionarse por los fabricantes de cristales. Cuando se conecta un condensador de capacidad C_L en serie con el cristal, la frecuencia de funcionamiento del oscilador aumenta por un factor Δf , dado por:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{C_s}{2(C_p + C_s)} \quad (4.28)$$

Por otra parte, cuando se conecta una bobina en serie con el cristal, su frecuencia de funcionamiento se reduce. Esta posibilidad de variar la frecuencia de oscilación agregando o modificando el valor de una reactancia en serie, permite la compensación de frecuencia en los osciladores compensados por temperatura⁸ y para sintonizar la frecuencia de salida en osciladores controlados por voltaje⁹. En ambos casos, la sintonía se consigue modificando el voltaje aplicado a un *varactor*¹⁰. En la figura 4.16 se muestra un oscilador simple, controlado por voltaje (VCXO).

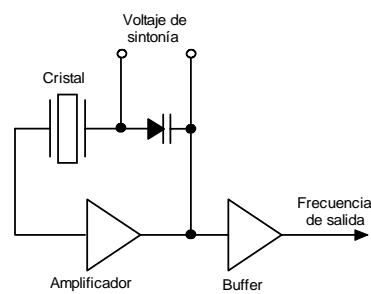


Fig. 4.16. Oscilador simple controlado por voltaje.

El diagrama del oscilador de la figura anterior se presenta muy simplificado, con un amplificador en el que no se muestran los circuitos necesarios de polarización y que puede incluir otros elementos para limitar la banda, acoplar impedancias o

⁸ En la literatura se emplea con frecuencia la abreviatura TCXO (*Temperature Compensated Crystal Oscillator*)

⁹ VCXO

¹⁰ Un *varactor* es un diodo que actúa como un condensador variable. Dicha variación se consigue modificando el voltaje de polarización inversa del diodo.

controlar la ganancia. La red de realimentación consiste del resonador de cristal y puede contener otros elementos, como condensadores variables para la adecuada sintonía. El segundo amplificador mostrado en la figura suele designarse como *buffer*. Su función es la de presentar una elevada impedancia de entrada a la señal de salida del oscilador y ofrecer una baja impedancia de entrada a la carga. Con esto se consigue que la Q cargada sea cercana a la Q sin carga y se mantiene, por otra parte, la estabilidad de la frecuencia del oscilador haciendo que ésta sea independiente de las variaciones de la carga.

La frecuencia de oscilación está determinada por el requisito de que la fase del lazo cerrado debe ser igual a $2n\pi$, en que n es un entero, por lo general, entre 0 y 1. Cuando al oscilador se le aplica inicialmente energía, la única señal presente en el circuito es el ruido térmico, que contiene todas las componentes de frecuencia. La componente del ruido que corresponde a la frecuencia de oscilación, se propaga por el circuito con amplitud creciente.

La razón de crecimiento depende de la ganancia del lazo de realimentación y del ancho de banda del circuito que incluye al cristal. La amplitud continúa aumentando hasta que la ganancia se reduce, bien sea por no linealidades de los elementos activos o por algún método externo de control de nivel. En el estado estacionario, la ganancia del lazo retroalimentado es igual a 1. Si ocurre una perturbación de fase $\Delta\phi$, la frecuencia de oscilación se desviará Δf , para mantener la condición de fase $2n\pi$. Para un oscilador de resonancia en serie, esta condición puede expresarse como:

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{\Delta\phi}{2Q_L} \quad (4.29)$$

En que Q_L es la Q con carga del cristal en el circuito de la figura 4.16.

En la figura 4.17 se ilustran tres tipos de osciladores simples a cristal, realizados con transistores bipolares y que, también, pueden realizarse con transistores de efecto de campo.

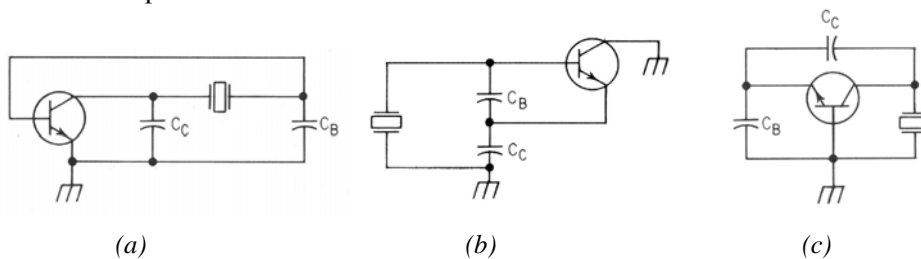


Fig. 4.17. Diversos tipos de osciladores simples a cristal

En los tres casos, las redes que contienen a C_C , C_B y el cristal, proporcionan un defasamiento de 180° entre la corriente de colector y el voltaje de base a la frecuencia en que la reactancia inductiva del cristal cancela a la reactancia capacitiva de C_C y C_B .

Para que el circuito oscile, la ganancia del elemento activo debe ser suficiente para compensar las pérdidas en el circuito. Suponiendo que el elemento activo, el transistor en este caso, no introduce ningún defasamiento y que las pérdidas se deben únicamente a la resistencia equivalente en serie del cristal, R_{eq} , el criterio que debe cumplirse para tener oscilaciones estables es:

$$g_m = R_{eq} C_C C_B \omega^2 \quad (4.30)$$

Donde g_m es la transconductancia del elemento activo. Si g_m es menor que la dada por la expresión anterior, la amplitud de las oscilaciones disminuye exponencialmente y es necesario un circuito adicional, generalmente no lineal, como puede ser, por ejemplo, un control automático de ganancia, para mantener constante la amplitud de las oscilaciones.

4.2.5 Ajuste de frecuencia en osciladores a cristal

Por lo general, en los osciladores es necesario contar con alguna forma de ajuste de la frecuencia de oscilación. Una forma de hacerlo, relativamente simple y que permite un ajuste limitado de la frecuencia, es mediante el circuito de la figura 4.18, en que se conectan una bobina y un condensador variables, en serie con el cristal.

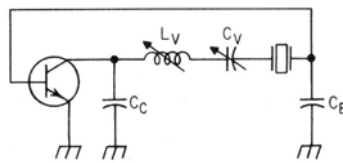


Fig. 4.18. Oscilador a cristal con ajuste de frecuencia.

El rango de ajuste en este oscilador está limitado por la relación entre las capacidades en serie y en paralelo del cristal, C_s/C_p . El límite superior de sintonía (un condensador muy pequeño en serie con el cristal) es la frecuencia resonante en paralelo:

$$f_u = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_s + C_p}{C_s C_p L_s}} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_s L_s}} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C_s}{C_p} \right) \quad (4.31)$$

El límite inferior se consigue con una inductancia grande en serie con el cristal. Esto reduce la Q y la estabilidad y establece el límite inferior de oscilación en:

$$f_l \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_s L_s}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{C_s}{C_p} \right) \quad (4.32)$$

4.2.6 Estabilidad y pureza espectral en los osciladores

Aunque los osciladores son circuitos relativamente simples, su comportamiento es siempre crítico en cualquier sistema de comunicaciones. La estabilidad de frecuencia, ya mencionada antes, es de máxima importancia, ya que todo servicio radioeléctrico ocupa un segmento espectral del que no puede salirse sin interferir con otros servicios en frecuencias cercanas. Otro aspecto de gran importancia es la pureza espectral. Esto se refiere, principalmente, a que la señal de un oscilador en un transmisor es la portadora que será modulada por la información. Algo similar ocurre en el oscilador local del receptor, cuya salida se mezcla con la recibida del transmisor. Estas señales deben ser puramente senoidales, es decir, no deben contener componentes espectrales a otras frecuencias aparte de la nominal del oscilador. Sin embargo por diversas razones, a veces pueden emplearse osciladores no senoidales. Un ejemplo es un multivibrador que produce un señal cuadrada, o un generador de señales en diente de sierra. Estrictamente ambos son, también osciladores. Sin embargo este tipo de osciladores no suele utilizarse como generadores de portadora ni como osciladores locales en los receptores. Aún así, se da el caso de que la salida de un oscilador senoidal no es puramente tal y contiene componentes a armónicos de la frecuencia de oscilación. Estos pueden eliminarse, con relativa facilidad, mediante filtros. Hay que tener que tener en cuenta que la señal de salida del oscilador, bien sea que esté modulada o no, antes de llegar a la salida de un transmisor o de un receptor, pasa a través de amplificadores sintonizados que, además de amplificar la señal, actúan también como filtros, garantizando así la pureza espectral de la señal.

4.2.7 Efectos de la carga a la salida de los osciladores.

Si la impedancia de carga a la salida de un oscilador varía, esto tendrá consecuencias sobre la estabilidad del oscilador, tanto en frecuencia como en la amplitud de la señal. Si la salida del oscilador se aplica directamente al modulador, particularmente si se trata de modulación de amplitud, la impedancia que presenta la entrada del modulador al oscilador variará según el índice de modulación y por consecuencia el nivel de la señal de salida del oscilador y su frecuencia, sufrirán variaciones indeseables. Para evitar esta situación y conseguir que el oscilador vea a su salida

la misma impedancia, es común emplear un amplificador con alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Este amplificador suele designarse como *buffer*¹¹ o amplificador separador. El caso más simple de este tipo de amplificador, por ejemplo con un transistor bipolar, es uno en configuración de colector común, en que la salida del oscilador se aplica entre base y colector, de alta impedancia y la salida se toma entre emisor y tierra, de baja impedancia. Este tipo de amplificador se comporta teóricamente como una fuente de voltaje constante, independientemente de la corriente que suministre, es decir, mantiene un voltaje de salida constante, independientemente de la impedancia que tenga conectada a su salida. Evidentemente, esto se cumple si la impedancia de carga sobre la fuente voltaje es mayor que la impedancia interna de la fuente, en este caso el *buffer*.

4.2.8 Enganche de frecuencia

Con frecuencia es necesario diseñar osciladores que estén enganchados o amarrados a una fuente externa de frecuencia. A continuación se describe un principio simple de enganche, designado como *enganche por inyección*, en que una señal externa, designada también como de sincronismo o de reloj, se inyecta al oscilador en la forma ilustrada en la figura 4.19.

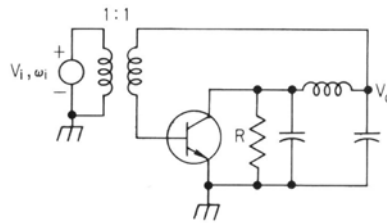


Fig. 4.19. Enganche de un oscilador por la inyección de una señal externa

Si la señal inyectada tiene suficiente amplitud y es de frecuencia cercana a la del oscilador, la frecuencia de éste se sincronizará a la de la señal de entrada. Para ello debe satisfacerse la condición siguiente:

$$|\omega_i - \omega_0| \leq \frac{V_i}{V_0} \frac{\omega_0}{2Q} \quad (4.33)$$

Donde:

ω_i = frecuencia de la señal externa inyectada.

ω_0 = frecuencia natural del oscilador.

¹¹ Este término no debe confundirse con el empleado en computación. En este caso el *buffer* es una memoria intermedia, generalmente entre dos partes de un sistema que operan a diferente velocidad de transmisión. En este sentido puede considerarse también como un *separador*.

V_i = voltaje de la señal inyectada.

V_o = voltaje de salida del oscilador en ausencia de la señal inyectada.

Q = Q con carga del circuito resonante del oscilador.

También es posible enganchar por inyección a un oscilador a un subarmónico de la frecuencia de inyección. Para ello, el dispositivo activo del oscilador debe funcionar en clase C y la salida del oscilador debe filtrarse a la frecuencia deseada.

4.2.9 Estabilización de temperatura

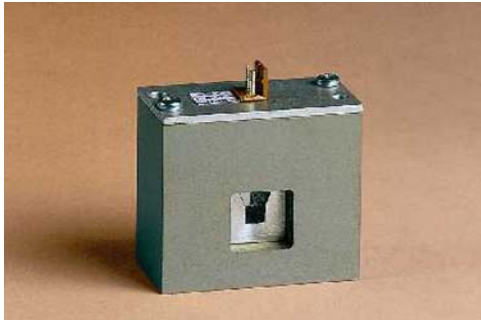


Fig. 4.19. Horno para oscilador a cristal

Los efectos en la variación de frecuencia de los osciladores a cristal pueden minimizarse mediante control termostático, compensación de temperatura, o selección del tipo de cristal. Para conseguir una gran estabilidad en la frecuencia de los osciladores de cristal, una técnica habitual de control termostático es la de emplear “hornos”, es decir cámaras cerradas que contienen al cristal y su circuito asociado, a temperatura constante, independiente de las

variaciones de la temperatura ambiente. Los hornos pueden ser de dos tipos, uno, de control proporcional simple y otro de control proporcional doble, en que se utilizan dos hornos, uno dentro de otro, con lo que se consigue el control de temperatura, con los primeros, hasta de $\pm 0.001^\circ\text{C}$ para una variación de temperatura ambiente entre 0°C y 70°C y con los segundos, hasta de $\pm 0.001^\circ\text{C}$ para el mismo rango de variación de la temperatura ambiente. En la figura 4.19 se muestra un horno para oscilador a cristal.

La temperatura de estos hornos suele ser por lo menos 10°C por encima de la máxima temperatura ambiente esperada. Estos osciladores se designan como TCXO u OCXO y su estabilidad en temperatura es del orden de 0.0001 ppm, para cristales que en condiciones normales a temperatura ambiente sin horno serían del orden de 10 ppm. Esta técnica se emplea extensamente en los transmisores, en particular los de potencias medias y altas.

4.3 Mezcladores

Los mezcladores, al igual que los amplificadores y osciladores, constituyen elementos indispensables de los sistemas de comunicaciones. Se emplean tanto en

transmisores como en receptores, cuando es necesario trasladar las señales en banda base a una de banda de paso (modulación) o de una banda de paso a otra banda de paso (conversión). un mezclador es un dispositivo no lineal, al que se aplican dos señales de entrada, de anchos de banda diferentes, y produce una señal de salida de otro ancho de banda, generalmente en dos bandas o más, una igual a la suma y otra a la diferencia de los anchos de banda de las señales de entrada. Esto es cierto a medias y válido sólo si a la salida del mezclador se utilizan filtros adecuados, ya que un mezclador produce por lo general, un número de señales de salida que se designan como *espurios*, que es necesario eliminar. En el Capítulo 1 se trataron, de forma muy breve, los mezcladores, para ilustrar el proceso de modulación. Aquí, abundaremos un poco más sobre el tema, como siempre en el contexto de estas notas, desde un punto de vista básicamente conceptual.

Un concepto importante en este tema, es que no debe confundirse un *mezclador* con un *sumador*. Este último, es un dispositivo lineal que puede considerarse como un combinador de señales, bien sea en potencia o en voltaje, pero manteniendo el espectro de cada una de las señales sumadas. El mezclador es un dispositivo no lineal que traslada y modifica el espectro de las señales mezcladas, pero *no las suma*, las *multiplica en el dominio del tiempo*. Esto es algo, conceptualmente muy importante y con frecuencia suelen mezclarse o confundirse estos conceptos. El símbolo habitual del mezclador se ilustra en la figura 4.20.

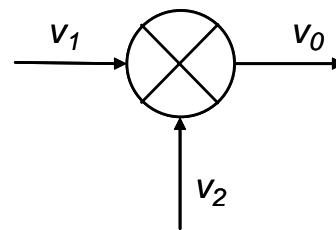


Fig. 4.20. Símbolo del Mezclador

Un mezclador tiene dos puertos de entrada y uno de salida. En una de las entradas se aplica, por lo general, la señal de un oscilador local y en la otra, la señal que se desea trasladar en el espectro de frecuencia y que puede ser o bien una señal en banda base o una señal modulada de radiofrecuencia. Una forma simple de interpretar el comportamiento de un mezclador es como un multiplicador, en que la señal de salida es el producto de las dos señales de entrada. Los mezcladores se emplean para trasladar señales en una banda del espectro a otra banda. Si la señal de entrada es una señal en banda base, el mezclador es, esencialmente, el modulador. Aunque los mezcladores son igualmente importantes en los transmisores y en los receptores, la terminología tradicionalmente utilizada se refiere más a los receptores, ya que fue en estos equipos en que se comenzaron a utilizar extensamente en los inicios de la radio, con la invención del receptor superheterodino. Así a la señal modulada de entrada se le designa como RF y la otra señal de entrada, de frecuencia fija, utilizada para trasladar el espectro de frecuencia de la señal de RF a otra

banda, se la designa como *portadora local* y es generada por un *oscilador local* (LO o OL). La salida del mezclador se designa como *frecuencia intermedia* (FI). Si la FI de salida es inferior a la de RF de entrada, se dice que el mezclador realiza una *conversión descendente*, en caso contrario, la conversión es *ascendente*. El término *conversor* o *convertidor* se emplea para designar un circuito que contiene al mezclador y al oscilador local.

Todos los mezcladores son multiplicadores, en el sentido de que la señal de salida que producen puede describirse matemáticamente como productos de las señales de entrada. Sin embargo, desde el punto de vista de implementación, un mezclador dado puede caracterizarse como aditivo o multiplicativo, dependiendo de la forma en que se le apliquen las señales de RF y OL. La mezcla aditiva ocurre cuando las señales de RF y OL se aplican en serie al mismo puerto de entrada. En realidad, esta mezcla aditiva pasa luego por un dispositivo no lineal, como un diodo, que produce una respuesta multiplicativa. La mezcla directamente multiplicativa ocurre cuando las señales de RF y OL se aplican a puertos separados.

4.3.1. Teoría básica de los mezcladores

Los mezcladores, según se mencionó, son dispositivos no lineales, cuyas características pueden ser diferentes, dependiendo de los dispositivos particulares empleados. Independientemente de ello, la característica de transferencia de un mezclador puede expresarse como¹²:

$$v_M = K(V + v_1 + v_2)^n \quad (4.37)$$

Donde el exponente, n , no es necesariamente entero. V puede ser un voltaje de c.c. o puede ser cero y los voltajes de señal v_1 y v_2 en el caso más simple pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} v_1 &= V_1 \cos(\omega_1 t) \\ v_2 &= V_2 \cos(\omega_2 t) \end{aligned} \quad (4.37a)$$

Si $n = 1$, el dispositivo es lineal y es un sumador, no un mezclador y, a la salida, como se ilustra en la figura 4.21, están presentes las dos señales de entrada sumadas o superpuestas, sin otras componentes espectrales más que las originales.

Para el caso en que $n = 2$, (4.37) puede escribirse como:

$$v_M = K[V + V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)]^2 \quad (4.38)$$

¹² Rhode, U.L. and Bucher, T.T.N. *Communications Receivers. Principles and Design*. McGraw-Hill Book Co, 1988.

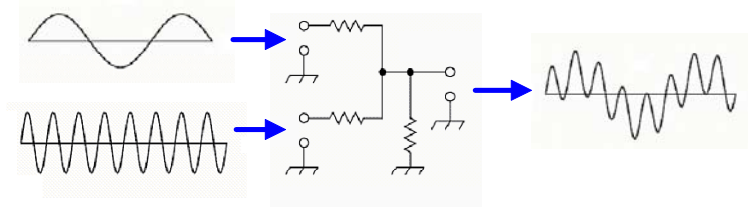


Fig. 4.21. Señales, en el dominio del tiempo, en un sumador.

Esta señal de salida sería la que se obtendría con un dispositivo de característica cuadrática como un diodo. Un valor diferente de n daría como resultado la generación de otros productos de mezcla, pero lo anterior es suficiente para comprender el proceso. Desarrollando (4.38) se tiene:

$$v_M = K \left[V^2 + V_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + V_2^2 \cos^2(\omega_2 t) + 2VV_1 \cos(\omega_1 t) + \dots \right] \quad (4.39)$$

$$\left[\dots + 2VV_2 \cos(\omega_2 t) + 2V_1V_2 \cos(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t) \right]$$

La salida incluye un término de corriente continua y un cierto número de componentes espectrales, de las cuales en este caso, no son de interés ni la componente de c.c. ni las que sólo contienen las frecuencias ω_1 u ω_2 , ya presentes en la entrada. Ignorando estos términos a la salida y asumiendo, sin pérdida de generalidad que el voltaje V de c.c. es cero, la salida a frecuencia intermedia está dada por:

$$v_{FI} = kV_1V_2 \cos(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t)$$

$$= \frac{kV_1V_2}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \quad (4.40)$$

En la figura 4.22 se ilustra un mezclador, a cuya entrada están presentes señales a las frecuencias ω_1 y ω_2 con amplitudes V_1 y V_2 respectivamente. A la salida, las frecuencias $\omega_1 + \omega_2$ y $\omega_1 - \omega_2$, centradas alrededor de la mayor de las dos y cada una de amplitud $kV_1V_2/2$, donde k es el factor de atenuación (o ganancia) del mezclador. En la figura se ilustra la función del mezclador en el dominio del tiempo. El circuito es muy similar al del sumador de la figura 4.21, excepto por el elemento no lineal, en este caso un diodo. La señal en el punto de unión de las dos resistencias de entrada es la misma que se tiene a la salida del sumador, es decir, la suma de las dos señales. Sin embargo al pasar por el diodo, las dos señales de entrada de hecho se multiplican, de modo que la señal de salida no contiene componentes espectrales a las frecuencias de las señales de entrada. Las componentes espectrales de la señal

de salida son las de suma y diferencia de las frecuencias de entrada. La señal, en el dominio del tiempo, tiene la forma mostrada en la figura 4.22.

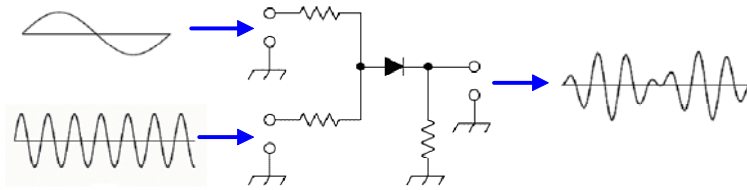


Fig. 4.22. Señales en el dominio del tiempo en un mezclador.

Si las señales de entrada son de la misma frecuencia y difieren sólo en el ángulo de fase, ϕ , la salida del mezclador es $1/2 kV_1V_2 \cos\phi$. Un circuito de este tipo, en que las señales de entrada son de la misma frecuencia, pero de fase diferente, se designa como *detector de fase* y su salida, filtrada a baja frecuencia, es una señal de corriente continua, variable y proporcional a la diferencia de fase entre las señales de entrada.

Otra forma, quizá más adecuada, para expresar la característica de transferencia de un mezclador es mediante el modelo polinomial (4.41) en que no se considera la componente de c.c.

$$v_0 = k_1 v_1 v_2 + k_2 (v_1 v_2)^2 + k_3 (v_1 v_2)^3 + \dots + k_n (v_1 v_2)^n \quad (4.41)$$

Si en (4.41) se substituyen v_1 y v_2 por las expresiones (4.37), se puede ver que, además de los términos a frecuencias ω_1 y ω_2 , aparecen términos de múltiples frecuencias, del tipo dado por (4.40) y de la forma:

$$f_M = |\pm m f_1 \pm n f_2| \quad (4.42)$$

Donde m y n son enteros. Por consecuencia, la salida contendrá no sólo dos bandas laterales, sino un gran número de ellas. Estas señales, de múltiples frecuencias, son los *productos de intermodulación* o *señales espurias* y son consecuencia de que el mezclador es un dispositivo no lineal. Por lo general sólo una de las bandas laterales, o un par simétrico de ellas es deseable a la salida y es necesario eliminar las señales espurias restantes, por lo que a la salida del mezclador suele conectarse un filtro de paso de banda que sólo deja pasar la o las señales a las frecuencias deseadas y elimina las restantes.

En el caso más general, las señales de entrada al mezclador son de frecuencia diferente. Usualmente una de las señales de entrada es una señal modulada, con un cierto ancho de banda y la otra, de frecuencia fija. Si el mezclador es ideal, la señal

de salida estará formada por dos bandas, una a la frecuencia de suma de las dos señales de entrada y otra, a la frecuencia de diferencia. En la práctica ningún mezclador es ideal y no se ha encontrado ningún dispositivo que, utilizado como mezclador, produzca sólo espurios de segundo orden. La mayor parte de los mezcladores, si la amplitud de las señales de entrada es relativamente grande, producen espurios de órdenes elevados. Según se mencionó antes, de todas las frecuencias a la salida del mezclador, sólo las contenidas en una determinada banda de paso son las deseables. Las señales en esa banda se pueden recuperar mediante un filtro de paso de banda a la salida del mezclador que elimine todas señales fuera de esa banda. Sin embargo, puede ocurrir y con frecuencia ocurre, que algunos de los productos espurios de intermodulación caen dentro de la banda de paso deseada y no pueden eliminarse con el filtrado. La presencia de esos productos de intermodulación *en la banda de paso* degradará inevitablemente la señal. Cuando estos espurios dentro de la banda se deben al propio mezclador, es necesario elegir una frecuencia del oscilador local y de salida del mezclador, tales que en la medida posible todos los espurios queden fuera de la banda de paso.

En los circuitos de comunicaciones la intermodulación no se produce sólo en el mezclador. También es causada por no linealidades en otros circuitos, particularmente en amplificadores de potencia que funcionan parcialmente en zonas no lineales de su característica y que, combinados con los espurios del mezclador suelen dar lugar a productos de intermodulación dentro de la banda de paso. En realidad, cualquier dispositivo con una característica no lineal de transferencia puede actuar como mezclador y se han dado casos de antenas que, construidas con metales diferentes y conexiones defectuosas, producen distorsión no lineal y actúan como diodos mezcladores.

La señal de salida de cualquier mezclador real incluye un gran número de señales indeseables, los productos de intermodulación, que contienen señales a las frecuencias fundamentales del oscilador local y de la señal de RF y sus armónicos. Esto produce *distorsión por intermodulación* entre las múltiples señales, que puede comprometer el correcto funcionamiento del sistema.

Desde el punto de vista de su implementación, puede hablarse de tres tipos principales de mezcladores¹³:

Mezcladores pasivos. Utilizan diodos como dispositivos de mezcla.

¹³ Rhode, U.L. and Bucher, T.T.N. *Communications Receivers. Principles and Design*. McGraw-Hill Book Co, 1988.

Mezcladores activos, que utilizan dispositivos con ganancia, como transistores bipolares o de efecto de campo.

Mezcladores conmutados, en los que la amplitud de la señal del oscilador local o bien es mucho mayor que la requerida por el mezclador o es una señal pulsante, rectangular, de modo que los dispositivos del mezclador funcionan esencialmente entre un estado de conducción y uno de no conducción.

4.3.2. Mezcladores pasivos

Describiremos ahora brevemente el funcionamiento de algunos mezcladores pasivos, con diodos, que suelen utilizarse frecuentemente. El circuito más simple, mostrado en la figura 4.22, se ilustra funcionalmente en la figura 4.23.

En el circuito de la figura, las señales de RF y del oscilador local, OL, se aplican al diodo de forma que se suman. Suponiendo en el caso más simple que estas señales sean de forma senoidal y frecuencia única:

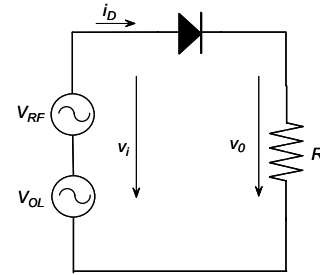


Fig. 4.23. Mezclador con un diodo

$$v_{RF} = V_{RF} \cos \omega_{RF} t \quad (4.43)$$

$$v_{OL} = V_{OL} \cos \omega_{OL} t$$

y el voltaje aplicado al diodo será $v_i = v_{RF} + v_{OL}$. También, si en el caso más simple, suponemos que la característica del diodo es solamente cuadrática, el voltaje de salida será de forma:

$$v_o = k v_i^2 \quad (4.44)$$

Con lo que, substituyendo v_i por la suma de las expresiones (4.43) y siguiendo el mismo procedimiento utilizado para obtener la expresión (4.40), el voltaje sobre la resistencia R puede expresarse como:

$$v_o = \frac{k V_{RF} V_{OL}}{2} [\cos(\omega_{RF} + \omega_{OL})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL})t] \quad (4.45)$$

Que, como puede verse de (4.40) es el producto de las dos señales de entrada sumadas en serie, pero que aplicadas a un dispositivo de característica cuadrática como el diodo, genera una señal de salida que es, en realidad, el producto de las dos señales de entrada. La forma de onda de la señal de salida es como la mostrada en la figura 4.22.

El mezclador anterior es de dos puertos, es decir, de una entrada y una salida y muy sencillo de implementar, aunque tiene limitaciones y un rendimiento inferior al de otros mezcladores. Un tipo de mezclador, mejor que el anterior, es el ilustrado en la figura 4.24. Se trata también de un mezclador pasivo, con dos diodos y designado como *mezclador balanceado*.

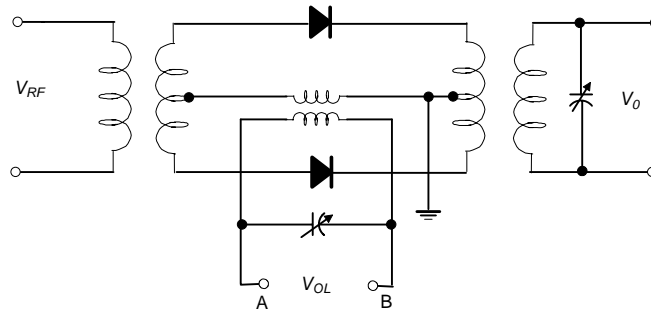


Fig. 4.24. Mezclador balanceado simple.

La señal de RF se aplica al primario del transformador de entrada, en tanto que la del oscilador local se aplica en los puntos AB, mediante otro transformador, a las derivaciones centrales de los transformadores de entrada y salida. En los semiciclos de la portadora en que el punto A es positivo respecto al B, los diodos quedan polarizados directamente y constituyen, prácticamente, un cortocircuito, por lo que la señal de RF pasa directamente hasta el secundario del transformador de salida.

Conviene notar que, aunque el mezclador es un circuito no lineal, la función de transferencia total del circuito, v_{FI}/v_{RF} es *lineal*. En otras palabras, de manera similar a un amplificador, un aumento en el nivel de la señal de entrada de RF produce un aumento similar en el nivel de salida de FI. Por otra parte, el voltaje de salida de FI es proporcional a la mitad del voltaje de entrada de RF, como se puede ver de (4.45), de modo que la potencia de salida de FI es, cuando más, $20\log(1/2) = -6$ dB respecto a la potencia de entrada de RF.

4.3.3. Ganancia (o pérdida) de conversión

El grado en que la señal de salida, desplazada en frecuencia, se amplifica o atenúa, es una propiedad importante de los mezcladores y se designa como *ganancia de conversión*, si la señal es amplificada o *pérdida de conversión*, si es atenuada en el proceso de mezcla. En el caso de mezcladores pasivos, la señal de salida siempre está atenuada, a causa de las pérdidas inherentes al circuito.

4.3.4 Otros circuitos mezcladores

Las configuraciones de los circuitos mezcladores son muy numerosas y no es posible aquí entrar, no ya en el análisis, sino en la simple descripción de los posibles circuitos. Por ello, se han elegido cuatro circuitos que ilustran algunas de las diferentes técnicas empleadas en los circuitos mezcladores, bien sea con elementos discretos, o con circuitos integrados.

El mezclador de la figura 4.25, es una variante del mezclador con un solo diodo. En este caso la entrada del oscilador local está acoplada capacitivamente y la de RF mediante un transformador. El condensador de acoplamiento del OL suele ser de pequeña capacidad, ya que por lo general, la frecuencia del oscilador local es mayor que la de RF.

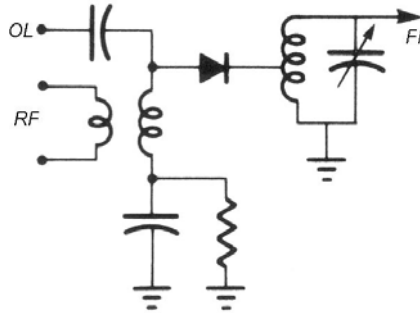


Fig. 4.25. Otra versión del mezclador con un diodo.

El condensador de acoplamiento del oscilador local, por su pequeña capacidad, presenta una impedancia elevada, tanto a la señal de RF como a la FI, lo que permite conseguir un buen aislamiento entre el oscilador local y el mezclador. Por otra parte, el transformador a cuyo primario se aplica la señal de RF, proporciona el acoplamiento adecuado entre ésta y el mezclador.

Un mezclador con diodos frecuentemente utilizado es el ilustrado en la figura 4.26. Este mezclador se designa como *doblemente balanceado*, un tipo de mezclador abundante en el mercado. Una característica importante de este mezclador es el buen aislamiento que proporciona entre las tres señales, tanto entre OL y RF, como entre éstas y la FI.

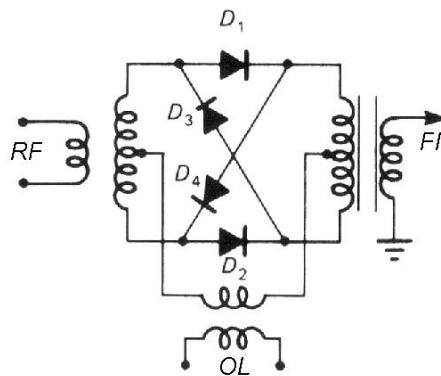


Fig. 4.26. Mezclador doblemente balanceado.

En la figura 4.27 se ilustra un *mezclador activo* con un transistor bipolar. La diferencia entre este tipo de mezcladores y los pasivos, es que en estos últimos siempre se tiene pérdida de conversión, en tanto que en los mezcladores activos, se tiene amplificación que se traduce en una ganancia neta de conversión.

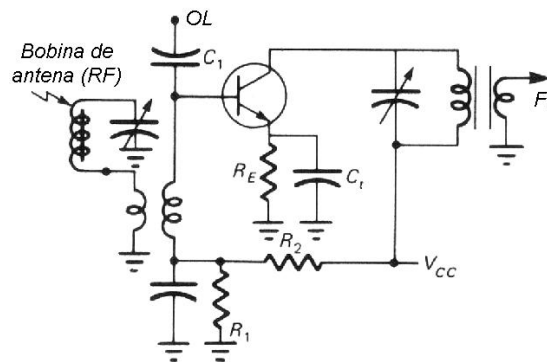


Fig. 4.27. Mezclador activo con transistor bipolar.

La unión base-emisor del transistor se polariza para funcionamiento conmutado en la región no lineal, mediante una señal del OL de amplitud grande. La mezcla ocurre en la unión de entrada y la ganancia de corriente que proporciona el transistor, así como el circuito sintonizado de salida, producen como resultado ganancia de potencia a FI. La ganancia total del circuito es 6 dB menos que la que se tendría con una señal de FI a la entrada, ya que según se mencionó, la potencia de FI es 6

dB menor que la de RF. Este tipo de circuito es semejante a los empleados en la porción frontal de los receptores de radio.

Finalmente, en la figura 4.28 se ilustra un *convertidor* o *conversor*. Este término se emplea para designar a los circuitos que incorporan al mezclador y al oscilador local en un mismo conjunto.

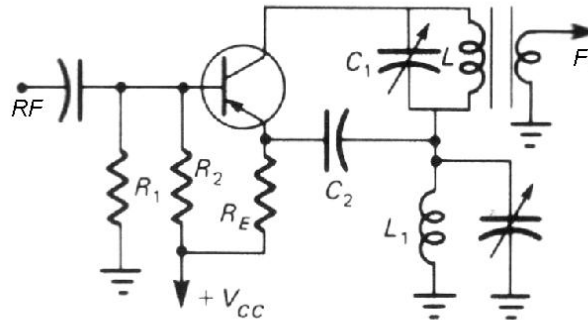


Fig. 4.28. Conversor de frecuencia.

El circuito sintonizado de salida, a la frecuencia intermedia, formado por C_1 y L tiene una trayectoria de realimentación al oscilador local, a través de C_2 . Por otra parte, la impedancia del circuito de FI ofrece baja impedancia a la frecuencia del oscilador local, principalmente debido a C_1 , en tanto que el circuito sintonizado del oscilador, formado por L_1 y el condensador en paralelo, es esencialmente un corto circuito a FI, a causa de L_1 . Todo esto se traduce en una baja impedancia en el circuito del emisor, con lo que se consigue una buena ganancia.

4.4 Distorsión por Intermodulación (IMD¹⁴)

En la sección 1.6 se trató la condición de *transmisión sin distorsión* como aquella en que una señal, a su paso por un circuito, debe preservar las características de amplitud, frecuencia, fase y tiempo. Si la señal sufre amplificación o atenuación, todas sus componentes espectrales deben ser amplificadas o atenuadas en la misma proporción. De igual manera, todas las componentes espectrales deben sufrir el mismo retardo a su paso por el circuito. la función de transferencia del circuito o sistema debe ser de forma:

$$H(\omega) = Ke^{-j\omega\tau} \quad (4.46)$$

¹⁴ IMD = *Intermodulation Distortion*.

Donde K es el factor de amplificación o atenuación y es constante a todas las frecuencias en la banda de paso de la señal y τ es el retardo que sufre la señal a su paso por el circuito y es también constante a todas las frecuencias. Si K o τ no son constantes en la banda de paso, la señal de salida no será igual a la de entrada, en ese caso se dice que se ha introducido *distorsión*.

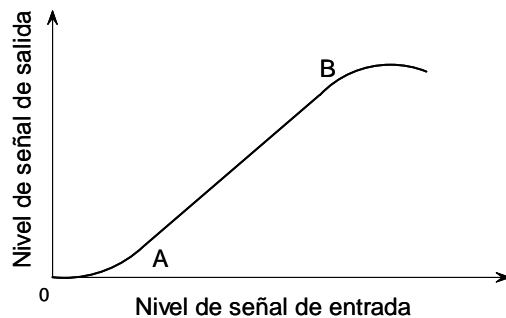


Fig. 4.29. Característica de transferencia

Si se cumple la condición de transmisión sin distorsión se dice que el circuito es *lineal*, en caso contrario el circuito es *no lineal*. Ahora bien, todos los dispositivos amplificadores tienen una característica de transferencia que puede, en términos generales representarse como se ilustra en la figura 4.29.

Cuando el nivel de potencia de la señal de entrada es muy pequeño (región OA de la curva), la amplitud de la señal de salida no es linealmente proporcional a la de aquélla. Lo mismo ocurre a partir del punto B en que se tiene un efecto de saturación. En la región AB de la curva la característica de transferencia es una línea recta y la señal de salida es una réplica fiel de la de entrada. Para que el circuito o el dispositivo se comporte linealmente, el nivel de la señal de entrada debe mantenerse entre los puntos A y B, de modo que en esas condiciones conviene que el punto de funcionamiento (polarización) del dispositivo se elija en el centro de la región AB y que la amplitud de la señal de entrada no exceda los valores correspondientes a los puntos A y B, ya que si esto ocurre, la señal de salida se verá recortada o, lo que es lo mismo, distorsionada.

Debe evitarse el funcionamiento en la región de saturación ya que, además de la distorsión que se introduce a la señal de salida, puede excederse el límite físico del dispositivo, por ejemplo un transistor o una válvula de vacío y dañarse o quemarse.

4.4.1 Punto de compresión de 1 dB

Cuando se alcanza el punto de saturación se dice que hay *compresión* de la señal de salida y se define un punto de compresión de 1 dB como aquél en el que la potencia de la señal de salida es 1 dB menor de la que debería ser si el funcionamiento fuera lineal, como se ilustra en las figura 4.1 y 4.32.

4.4.2 Productos espurios de intermodulación

La característica no lineal, inherente a todo tipo de mezcladores, da lugar a la generación de productos de intermodulación, que contribuyen a la distorsión de la señal, siempre que se apliquen dos o más señales al puerto de entrada de RF. El análisis de este comportamiento suele realizarse mediante la aplicación de dos señales (tonos) de frecuencias cercanas, pero distintas. En los amplificadores una medida importante de su linealidad es el nivel relativo de productos de intermodulación. Para que ésta ocurra, la señal de entrada debe ser la combinación de dos o más señales de frecuencias diferentes en el ancho de banda de paso del amplificador. Supóngase que la señal de entrada es de forma:

$$S_i(t) = A \cos(\omega_1 t) + B \cos(\omega_2 t) \quad (4.47)$$

Donde A y B son las amplitudes de las señales independientes de frecuencias angulares $\omega_1 = 2\pi f_1$ y $\omega_2 = 2\pi f_2$ respectivamente.

Si el amplificador es perfectamente lineal y de ganancia G, el único cambio será en la amplitud de la señal de salida, pero no en su conformación espectral, es decir la señal no estará distorsionada y será de forma:

$$S_o(t) = GA \cos(\omega_1 t) + GB \cos(\omega_2 t) \quad (4.48)$$

Si la función de transferencia no es perfectamente lineal, las componentes de entrada además de sumarse se multiplican en el amplificador y aparecen a la salida¹⁵. En estas condiciones el amplificador se comporta como si fuera lineal, con un mezclador en paralelo como se ilustra en la figura 4.31.

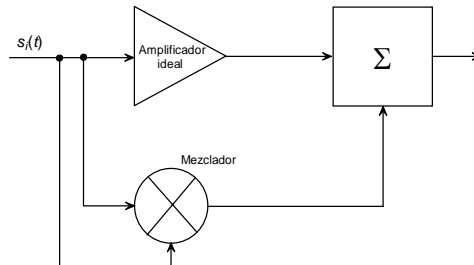


Fig. 4.31. Circuito equivalente de un amplificador no lineal

La señal de salida contendrá ahora todas las componentes frecuenciales de los productos de intermodulación y puede expresarse como:

¹⁵ Hulick, T.P. *Solid State Amplifiers*. Sección 7.6 de *The Electronics Handbook*, 2nd Ed. Editor: Jerry C. Whitaker. Taylor & Francis Group, Boca Raton, FL. 2005.

$$\begin{aligned}
S_0(t) &= GA \cos(\omega_1 t) + GB \cos(\omega_2 t) + \sum_{m=\text{int}} \sum_{n=\text{int}} c_{mn} AB \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) \\
&= GA \cos(\omega_1 t) + GB \cos(\omega_2 t) + \dots \\
&\dots + \sum_{m=\text{int}} \sum_{n=\text{int}} \frac{c_{mn} AB}{2} [\cos(m\omega_1 + n\omega_2)t + \cos(m\omega_1 - n\omega_2)t]
\end{aligned} \tag{4.49}$$

Donde c_{mn} es la amplitud de los productos de intermodulación a las frecuencias $f_{mn} = (mf_1 \pm nf_2)$ determinadas por el grado de no linealidad.

Hay que hacer notar que m y n pueden ser enteros positivos o negativos, pero no ambos. Los productos de intermodulación más importantes son impares, en particular los de tercer orden ($|m| + |n| = 3$) y, por lo general, son mayores que los de órdenes superiores. Estos productos impares resultan difíciles de filtrar cuando ocurren dentro de la banda de paso. Los productos de intermodulación de orden par, por lo general caen fuera de la banda de paso y son fáciles de eliminar mediante filtrado. Las mediciones de distorsión por intermodulación constituyen una de las pruebas más importantes en los receptores y transmisores de comunicaciones¹⁶.

En el análisis de la intermodulación es frecuente la representación mostrada en la figura 4.32, en que en el eje vertical se tiene el nivel de potencia de salida en dBm y, en el horizontal, la potencia de entrada en las mismas unidades. Supóngase ahora que la característica no lineal del mezclador se puede representar en forma polinomial como sigue:

$$P_0 = G(a_1 P_i + a_2 P_i^2 + a_3 P_i^3 + \dots + a_n P_i^n) \tag{4.50}$$

Donde P_0 es la potencia de salida del mezclador y P_i la potencia de entrada y G la ganancia (o pérdida) de conversión. Si por facilidad, y sin pérdida de generalidad, se asume que $a_1 = 1$ y se emplean unidades logarítmicas se puede ver que el término a la frecuencia fundamental, se puede expresar como:

$$P_0 = P_i + G \text{ dBm} \tag{4.51}$$

y, para los términos de orden superior:

$$P_{0n} = nP_n + K_n \tag{4.52}$$

Donde $K_n = G + a_n$.

Las expresiones (4.48) y (4.49) son las ecuaciones de dos rectas, de las que la primera corresponde a la señal deseada a la frecuencia fundamental y es una recta de

¹⁶ Rohde, U.L. and Bucher T.T.N. *Communication Receivers, Principles and Design*. McGraw-Hill Book Co. 1988.

pendiente 1 y ordenada al origen, G . La segunda, corresponde a los productos de intermodulación, indeseables, de orden n y tiene pendiente n y ordenada al origen K_n . En la figura 4.32 se ilustra lo anterior, para la señal deseada (fundamental) y para el producto de intermodulación de tercer orden.

En la figura, la señal deseada corresponde a la recta de pendiente 1 (45°) y ordenada al origen G , la ganancia, o pérdida de conversión, en dB. La otra recta, de pendiente 3, corresponde al producto de intermodulación de tercer orden, con ordenada al origen, K_3 . El punto en que estas rectas se cortan es el *punto de intercepción de tercer orden*. Para los productos de intermodulación de orden diferente, los puntos de intercepción serán, en general, diferentes.

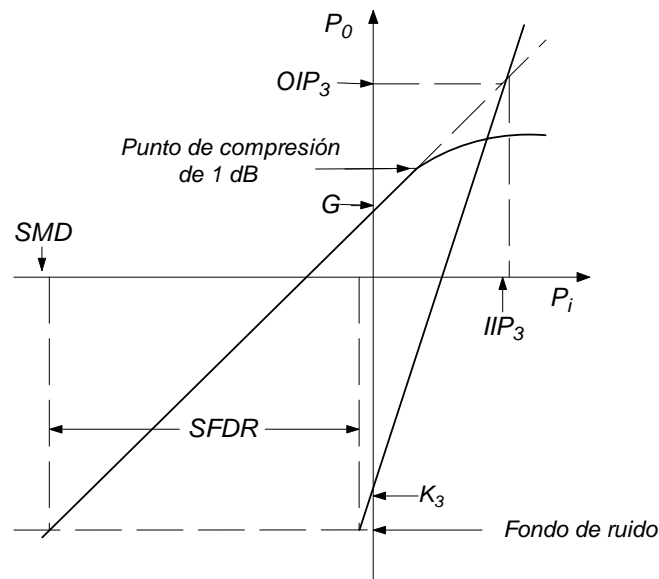


Fig. 4.32. Diagrama para cálculos de intermodulación.

En la figura se ilustra, también el punto de compresión de 1 dB. Los puntos de intercepción suelen especificarse referidos a la potencia de entrada (IIP^{17}), o de salida (OIP^{18}). La diferencia entre ellos es la ganancia G , es decir, $OIP = IIP + G$.

La señal mínima discernible (SMD), corresponde al umbral de ruido y está dada por:

$$SMD = -174 + 10\log(B_{Hz}) + NF \quad \text{dBm} \quad (4.53)$$

¹⁷ Input Interception Point.

¹⁸ Output Interception Point.

El nivel de esta señal a la salida se designa como *fondo o piso de ruido*¹⁹ y es igual a $SMD + G$.

4.4.3 Rango dinámico libre de espurios (SFDR).

El *rango dinámico libre de espurios* es aquél rango de potencias de entrada en que el comportamiento del circuito es lineal y no hay productos espurios en la señal de salida. Se define como la diferencia entre el nivel de señal al que empiezan a aparecer señales espurias y el nivel de señal mínimo detectable. El nivel al que empiezan a aparecer espurios puede deberse a los productos de intermodulación, o a que se ha alcanzado el punto de compresión de 1 dB. El que ocurra primero será el que determine el SFDR. En el caso de la figura, el que ocurre primero, es decir, el que requiere menor potencia de entrada, es el del producto de intermodulación de orden 3. El cálculo, puede hacerse fácilmente con ayuda de la gráfica 4.32, aplicando los conceptos de geometría analítica para rectas. Si se conoce la ecuación de la recta correspondiente al producto de intermodulación, puede determinarse todo lo demás. Para ello pueden utilizarse los datos conocidos, es decir, el punto de intercepción, bien sea referido a la salida o a la entrada. utilizando el punto de intercepción de salida, OIP_3 , las potencias correspondientes a la fundamental y al producto de intermodulación son iguales, es decir, $P_0 = P_n$, que puede escribirse como $P_i + G = nP_i + K_n$. Puesto que en el punto de intercepción $P_i = IIP$ y n es el orden del producto de intermodulación, K_n puede determinarse fácilmente como:

$$K_n = P_i(1 - n) + G \quad (4.54)$$

Con lo que la ecuación de la recta para P_n queda completamente determinada. Con ello, puede determinarse la potencia de entrada, P_i , a la que la recta P_n corta el fondo de ruido. la diferencia entre este valor y el nivel de la señal mínima detectable es el rango dinámico libre de espurios.

El procedimiento descrito es muy sencillo y sólo requiere conocimientos básicos de geometría analítica. Algunos textos, en lugar del método anterior, desarrollan diversas fórmulas con las que se llega a los mismos resultados pero que, o bien es necesario memorizar o tenerlas a mano para hacer estos cálculos.

¹⁹ *Noise Floor*

4.4.4. Definiciones adicionales

Punto de desensibilización de 1 dB

Esta especificación proporciona otra figura de mérito, similar al punto de compresión de 1 dB. Sin embargo, el nivel de desensibilización de 1 dB se refiere al nivel de una señal interferente o indeseable, que da lugar a una reducción de 1 dB en la ganancia nominal de conversión para la señal deseada. Para un mezclador a diodos, doblemente balanceado, el punto de desensibilización está por lo general de 2 a 3 dB por debajo del punto de compresión de 1 dB.

Productos armónicos de intermodulación (HIP²⁰)

Son productos espurios relacionados armónicamente con la frecuencia de las señales de entrada:

$$\text{HIP} = mf_{\text{OL}} + nf_{\text{RF}} \quad (4.46)$$

Ejemplo

Dos amplificadores, conectados en cascada funcionan con una señal de entrada de -10 dBm a una frecuencia de 535.25 MHz y ancho de banda de 8 MHz. El nivel de ruido medido a la entrada es de -60 dBm. Los parámetros de los amplificadores son los siguientes:

	Ganancia (dB)	P. compresión 1 dB	NF (dB)	IIP3
1er. amplificador	9	+2 dBm	3	+14.5 dBm
2º amplificador	8.5	+4.5 dBm	6.5	+17 dBm

Calcular: (a) Rango dinámico libre de espurios. (b) Rango dinámico en las condiciones de funcionamiento con las señales de entrada. (c) Nivel de señal de salida sin compresión. (d) Nivel de salida considerando la compresión. (e) Nivel de espurios en las condiciones de funcionamiento indicadas.

Solución.

Para encontrar el rango dinámico libre de espurios hay que calcular el punto de intercepción equivalente, para lo que se puede utilizar la expresión:

²⁰ HIP = *Harmonic Intermodulation Products*

$$\frac{1}{IIP_3} = \left[\left(\frac{1}{IIP_1} \right)^q + \left(\frac{G_1}{IIP_2} \right)^q \right]^{1/q}$$

donde $q = (m-1)/2$ y m es el orden del producto de intermodulación, en este caso 3. Los valores de IIP_1 e IIP_2 , así como G_1 deben expresarse en unidades básicas, no en logarítmicas (dB). Así:

$$IIP_1 = 14.5 \text{ dBm (28.18 mw)}$$

$$IIP_2 = 17 \text{ dBm (50.11 mw)}$$

$$G_1 = 9 \text{ dB (7.94)}$$

Substituyendo los valores en la ecuación anterior y efectuando el cálculo se tiene que:

$$(IIP_3)_{\text{equivalente}} = 5.16 \text{ mw} \rightarrow 7.123 \text{ dBm}$$

Conocido el punto de intercepción de tercer orden, se puede calcular ahora el punto de cruce de la recta de tercer orden con el eje vertical, es decir, el factor K_3 . Para ello se tienen las ecuaciones de las rectas correspondientes a la fundamental y al producto de tercer orden:

$$P_{01} = P_i + G_{\text{TOTAL}}$$

$$P_{03} = 3P_i + K_3$$

donde G_{TOTAL} es la ganancia del conjunto de los dos amplificadores en cascada, es decir:

$$G_{\text{TOTAL}} = G_1 + G_2 = 9 + 8.5 = 17.5 \text{ dB}$$

En el punto de intercepción $P_{01} = P_{03}$, con lo que de las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$K_3 = G_{\text{TOTAL}} - 2P_i$$

en que, substituyendo $P_i = 7.123$, el nivel de potencia del punto de intercepción equivalente, y $G_{\text{TOTAL}} = 17.5$, se tiene que $K_3 = 3.25$

Se calcula ahora el factor de ruido equivalente mediante la fórmula²¹:

$$F_{eq} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 2 + \frac{4.467 - 1}{7.94} = 2.436$$

y la figura de ruido equivalente:

²¹ Véase Capítulo 8

$$NF_{eq} = 10 \log (F_{eq}) = 3.87 \text{ dB}$$

Se puede ahora calcular el nivel de ruido de umbral, es decir, la señal mínima detectable (SMD):

$$\begin{aligned} N_u &= -174 + NF_{eq} + 10 \log (B) \\ &= -174 + 3.87 + 10 \log (8 \times 10^6) \\ &= -101.1 \text{ dBm} \end{aligned}$$

y el fondo o piso de ruido:

$$N_{floor} = N_u + G_{TOTAL}$$

con lo que:

$$N_{floor} = -101.1 + 17.5 = -83.6 \text{ dBm}$$

El significado de los valores anteriores se aprecia mejor en la figura 4.33.

Rango dinámico libre de espurios (SFDR). Para hallar el rango dinámico libre de espurios es necesario determinar el punto en que la recta del tercer producto corta el fondo de ruido. Para ello se parte de la ecuación de dicha recta:

$$P_{03} = 3P_i + K_3 = -83.6$$

y, despejando P_i se tiene el valor de la potencia de entrada a la que empiezan a aparecer espurios a la salida:

$$P_i = -28.95 \text{ dBm}$$

con lo que el rango dinámico libre de espurios es:

$$SFDR = -28.95 - (-101.1) = 72.15 \text{ dBm}$$

A continuación, es necesario determinar el rango dinámico en las condiciones de funcionamiento de acuerdo a los niveles de la señal y ruido a la entrada.

Una forma de calcularlo es calculando el fondo de ruido en las condiciones de funcionamiento, dado en dB por:

$$N_0 = N_i + G + NF$$

$$N_0 = -60 + 17.5 + 3.87 = -38.63 \text{ dBm}$$

Aún cuando no se pide en el problema, es interesante calcular la relación señal a ruido a la salida:

El nivel de potencia de la señal de salida es:

$$S_o = G_{\text{TOTAL}} + S_i = 17.5 + (-10) = 7.5 \text{ dBm}$$

y la relación señal a ruido a la salida:

$$\text{SNR}_o = 7.5 - (-38.63) = 46.13 \text{ dB}$$

en tanto que la relación señal a ruido en la entrada es:

$$\text{SNR}_i = -10 - (-60) = 50 \text{ dB}$$

Otra forma de calcular esto es por la propia definición de la relación señal a ruido que, en dB, se expresa como:

$$\text{NF} = \text{SNR}_i - \text{SNR}_o$$

Con lo que:

$$\text{SNR}_o = \text{SNR}_i - \text{NF} = 50 - 3.87 = 46.13 \text{ dB}$$

Volviendo a lo solicitado en el problema, para calcular el rango dinámico libre de espurios en las condiciones indicadas para la señal y ruido de entrada, hay que conocer el punto de cruce de la recta de tercer orden con el fondo de ruido debido al ruido de entrada de -60 dBm y, procediendo como antes, a partir de la ecuación de la recta de tercer orden, se obtiene el nuevo valor del nivel de entrada como:

$$P_i = -13.96 \text{ dBm}$$

con lo que el rango dinámico libre de espurios es:

$$\text{SFDR}' = -13.96 - (-60) = 46.04 \text{ dB}$$

Nivel de la señal de salida sin compresión.

Es, simplemente:

$$S_o = S_i + G_{\text{TOTAL}} = -10 + 17.5 = 7.5 \text{ dBm}$$

Se puede fácilmente resolver la cuestión (e) del problema, es decir, calcular el nivel de espurios en las condiciones de funcionamiento. Para ello es necesario calcular la potencia de entrada correspondiente al punto de cruce de la recta de tercer orden con el fondo de ruido y, nuevamente de la ecuación de dicha recta:

$$P_{03} = 3P_i + K_3$$

con $P_i = -38.63$ y $K_3 = 3.25$:

$$P_i = -13.96 \text{ dBm}$$

con lo que, para una entrada de -10 dBm, el nivel de espurios de tercer orden es:

$$P_{03} = 3 \times (-10) + 3.25 = -26.75 \text{ dBm}$$

Si se analiza cada amplificador por separado, se observa que las señales manejadas están por debajo del nivel de compresión de los respectivos amplificadores, con lo que estos niveles son los mismos que se calcularon ignorando el efecto de la compresión.

Cuestiones y problemas

- 4.1. Un amplificador de audio funciona en clase A, con una eficiencia de 15% y entrega una salida de 100 w. Calcule la potencia que debe suministrar la fuente de alimentación y compárela con la potencia que habría que suministrar si el funcionamiento fuera en clase AB con una eficiencia de 40%. Haga una estimación del costo de operación, considerando además el costo que representa el sistema de enfriamiento en cada caso.
- 4.2. Explique, mediante un diagrama, el funcionamiento de un amplificador clase AB en configuración simétrica o push-pull utilizando transistores bipolares.
- 4.3. A la salida de los osciladores suele emplearse un amplificador designado como “buffer”, cuya función es evitar que las variaciones en la impedancia de carga a la salida del oscilador afecten a la frecuencia y estabilidad de éste. Dicho amplificador presenta una elevada impedancia de carga a la entrada y baja impedancia de salida. Explique, con ayuda de un diagrama, que tipo de amplificador con un transistor bipolar o un FET puede cumplir esta función.
- 4.4. La carga de un amplificador sintonizado, similar al de la figura 4.6, pero que funciona en clase A es un circuito resonante en paralelo a una frecuencia de 27 Mz con una Q de 50 y una impedancia de carga 10 kΩ. Calcule la impedancia de carga si la frecuencia se desvía 50% de la de resonancia y discuta las consecuencias que esto tendría en el funcionamiento del amplificador. ¿Qué ocurriría si no hay señal de entrada al amplificador?
- 4.5. Un amplificador sintonizado, similar al de la figura 4.6, tiene una ganancia de voltaje de 15 dB. Si la Q del circuito resonante es de 30, ¿Cuál será la ganancia del amplificador a 10% de la frecuencia de resonancia?
- 4.6. ¿Cuáles son los principales factores que afectan a la estabilidad de frecuencia de un oscilador y por qué?

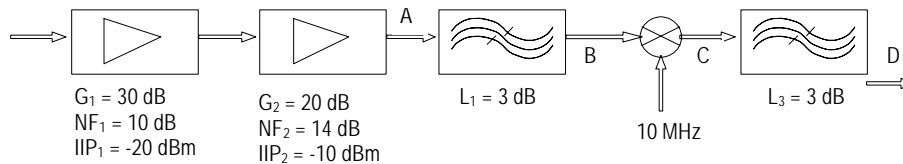
4.7. La temperatura de un oscilador a cristal debe mantenerse en $50^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}$. Diseñe un circuito simple para un horno que cumpla esta función.

4.8. Una técnica para obtener una frecuencia de RF elevada a partir de un oscilador de menor frecuencia es el empleo de multiplicadores de frecuencia. Explique cómo puede hacerse dicha multiplicación de frecuencia en el dominio analógico explicando las razones.

4.9. Explique el funcionamiento de un mezclador con un diodo similar al de la figura 4.22, justificándolo teóricamente.

4.10. Explique la diferencia entre un mezclador balanceado simple como el de la figura 4.24 y el de uno doblemente balanceado.

4.11. En el sistema de la figura se maneja una señal cuyo ancho de banda es de 24 MHz y el único ruido presente a la entrada es de origen térmico.



- Calcule el nivel de la señal mínima detectable a la salida.
- Calcule el rango dinámico libre de espurios.

4.12. Un amplificador cuya ganancia es de 40 dB y ancho de banda 5 MHz, tiene un umbral de ruido, medido a la salida, de -70 dBm y comienzan a aparecer espurios de tercer orden cuando la potencia de entrada es de -45 dBm. Calcular:

- Rango dinámico libre de espurios.
- Punto de intercepción de entrada.
- Temperatura equivalente de ruido del amplificador.

4.13. Un amplificador con emisor común con una corriente de polarización de emisor de 0.5 mA y una impedancia dinámica de colector de 20 k Ω en paralelo con un condensador de 1 pF. El circuito de colector consiste de una resistencia de carga de 1 k Ω en paralelo con una capacidad de 49 pF y una inductancia de 2 μH , con una Q sin carga de 50.

- Calcule la frecuencia de resonancia del amplificador.
- Si se mide un voltaje de señal de 50 mV en la base del transistor a la frecuencia de resonancia, calcular el voltaje de salida en el colector.
- Calcule el ancho de banda en términos de Q .

4.14. En el circuito de la figura, $L_1 = 100\text{mH}$, $L_2 = 20\ \mu\text{H}$, $r_1 = 2\ \Omega$, $r_2 = 1\ \Omega$ y $k = 0.8$. Calcular:

- v_L para $Z_L = 50 - j50\ \Omega$ y $i_p = 100\ \text{mA}$ a una frecuencia de 0.5 MHz.
- Repita los cálculos para $i_p = 100\ \text{mA}$ a 397887 Hz y calcule la Q sin carga de los bobinados del transformador.

