

20. Sistemas receptores

Ing. Juan C. Bonello, Ing. Pedro Castro, Ing. Fernando Ubiría

El propósito de un receptor es seleccionar, amplificar y demodular una onda portadora modulada, ignorando a todas las demás señales carentes de interés que pudieren ser captadas por la antena.

Los primeros receptores de AM empleaban como filtro un único circuito sintonizado, al cual seguía un detector de envolvente implementado mediante un cristal de *pedra galena* (sulfuro de plomo).

En la década de 1920 fueron muy populares los receptores de radiofrecuencia sintonizada (TRF). Los mismos lograban una alta ganancia y una mayor selectividad mediante el uso de una cascada de amplificadores sintonizados. Estos receptores eran difíciles de sintonizar correctamente, pues cada circuito sintonizado debía ser ajustado a la frecuencia portadora de interés y la desintonía de un solo circuito reducía drásticamente la ganancia. Además, los receptores de tipo TRF tenían una fuerte tendencia a oscilar.

La arquitectura dominante hoy en día, fue patentada por Armstrong¹ en 1917 y es el llamado *receptor superheterodino*. Armstrong tuvo la idea de emplear la *heterodinación* (traslación de frecuencia mediante la mezcla de dos señales en un dispositivo no lineal) para desplazar las señales de alta frecuencia a una frecuencia más baja, lo cual no cambia el ancho de banda absoluto de la señal. La heterodinación posibilita trasladar cualquier señal que interese, independientemente de su frecuencia, a una *frecuencia intermedia fija* (IF) y así, el filtrado selectivo y la amplificación de alta ganancia se pueden realizar a dicha IF fija.

A diferencia de los receptores TRF, los receptores superheterodinicos no requieren un amplificador pasabanda sintonizable muy selectivo y de alta ganancia. El operar a una frecuencia intermedia fija relativamente baja, hace mucho más fácil optimizar los filtros y amplificadores de IF para alta ganancia y banda estrecha.

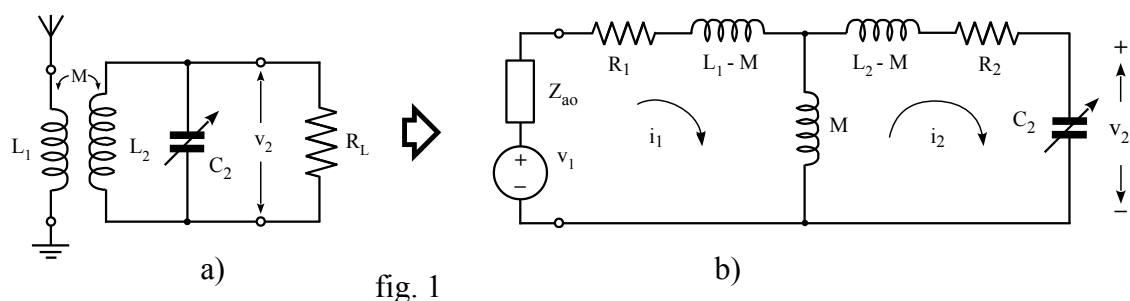
¹ Edwin H. Armstrong (1890 – 1954) Inventor del receptor superheterodino y de la radio de FM

20.1 Acoplamiento con la antena

Cuando se conecta un sistema antena-tierra al primer circuito sintonizado de un receptor, se está conectando un generador de RF modulado y de impedancia interna compleja a una carga también compleja. A consecuencia de este acoplamiento, la antena refleja componentes de resistencia y de reactancia en el circuito sintonizado, reduciendo su selectividad y requiriendo un ajuste de la sintonía a efectos de mantener la condición de resonancia. El objetivo del acoplamiento es entonces, obtener la máxima transferencia de tensión junto con el mínimo efecto sobre el circuito sintonizado. Para cualquier combinación de antena y circuito sintonizado, existirá siempre un grado de acoplamiento óptimo que dará la mayor transferencia de tensión. Si se excede dicho grado de acoplamiento, la transferencia de tensión disminuye y el efecto de impedancia reflejada por la antena aumenta. Como al disminuir el grado de acoplamiento la transferencia de tensión disminuye mucho más lentamente que el efecto de la impedancia reflejada, es preferible usar un acoplamiento mucho menor que el óptimo.

Es posible acoplar la antena al primer circuito sintonizado del receptor por inductancia, capacidad o una combinación de ambos. El tipo de acoplamiento más común en los receptores de onda media y corta es el de un transformador con primario y secundario acoplados inductivamente, mientras que en VHF y UHF también son habituales los inductores con derivaciones, los transformadores capacitivos y otras redes más complejas.

20.1.1 Acoplamiento por inductancia mutua



Para el análisis, sustituiremos el sistema antena-tierra de la fig. 1a por un generador cuya impedancia interna Z_{ao} sea igual a la impedancia entre termina-

les de la antena y su tensión en circuito abierto v_1 sea la tensión captada por ella. Además, R_2 incluye las pérdidas en L_2 y el efecto de la carga R_L . La sintonía con la señal se ajusta mediante el capacitor variable C_2 , lo cual permite usar un inductor fijo L_2 de muy baja resistencia y obtener así una alta selectividad.

Hallaremos la relación entre v_2 y v_1 . Las ecuaciones del circuito de la fig. 1b son:

$$\begin{cases} v_1 = (Z_{ao} + R_1 + j\omega L_1) i_1 - j\omega M \cdot i_2 \\ 0 = -j\omega M \cdot i_1 + (R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}) i_2 \end{cases}$$

Resolvemos el sistema de ecuaciones para i_2 :

$$i_2 = \frac{v_1 \cdot j\omega M}{(Z_{ao} + R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2) + \omega^2 M^2}$$

Los términos entre paréntesis son las impedancias del primario y del secundario considerados individualmente:

$$Z_p = R_p + jX_p = Z_{ao} + R_1 + j\omega L_1$$

$$Z_s = R_s + jX_s = R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2$$

Como $v_2 = i_2 / j\omega C_2$, la relación entre la tensión de salida v_2 y v_1 es:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{M}{C_2 \cdot Z_p (Z_s + \frac{\omega^2 M^2}{Z_p})} \quad (1)$$

El término entre paréntesis de la ec. (1) representa la impedancia equivalente del circuito del secundario en presencia del primario, a la cual llamaremos Z_s' .

$$Z_s' = R_s + jX_s + \frac{\omega^2 M^2}{R_p + jX_p} = R_2 + \frac{\omega^2 M^2 \cdot R_p}{|Z_p|^2} + j(X_s - \frac{\omega^2 M^2 \cdot X_p}{|Z_p|^2}) \quad (2)$$

La antena refleja una impedancia compleja en el circuito del secundario y modifica su frecuencia de resonancia, la que ahora será aquella para la cual $Z_s' \in \mathbb{R}$, o sea cuando:

$$X_s = \frac{\omega_r^2 M^2 \cdot X_p}{|Z_p|^2} \quad (3)$$

Sustituyendo la parte real de Z_s' en la ec. (1), la transferencia de tensión en resonancia deviene:

$$A_{v_r} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{M}{C_2 \cdot Z_p (R_2 + \frac{\omega_r^2 M^2 \cdot R_p}{|Z_p|^2})} \quad (4)$$

Derivando la ec. (4) respecto a M y estudiando el signo, encontramos que A_{v_r} es óptima cuando M vale:

$$M_{opt} = \frac{Z_p}{\omega_r} \sqrt{\frac{R_2}{R_p}} \quad (5)$$

Sustituyendo M_{opt} en la ec. (4), se obtiene la A_{v_r} con acoplamiento óptimo:

$$A_{v_r \text{ opt}} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{2\omega_r C_2 \sqrt{R_2 \cdot R_p}} \quad (6)$$

Para evaluar el efecto sobre la selectividad, definiremos el coeficiente de selectividad S_R como la relación entre el Q_L del circuito secundario con la antena conectada y el Q del inductor L_2 solo:

$$S_R = \frac{Q_L}{Q} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{\omega_r^2 M^2 R_p}{|Z_p|^2}} \quad (7)$$

Con acoplamiento óptimo, sustituyendo M por el M_{opt} de la ec. (5), resulta que:

$$S_{R_{opt}} = 1/2$$

La desintonía se puede calcular a partir de la ec. (3). Mientras que C_2 es la capacidad necesaria para que efectivamente se produzca la resonancia a ω_r del circuito secundario con la antena acoplada, llamaremos C_{20} a la capacidad que resonaría con L_2 a la frecuencia ω_r en ausencia del primario. Como $\omega_r L_2 = 1/\omega_r C_{20}$, la ec. (8) deviene (8a):

$$X_s = \omega_r L_2 - \frac{1}{\omega_r C_2} = \frac{\omega_r^2 M^2 X_p}{|Z_p|^2}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_r^2 L_2 \left(1 - \frac{\omega_r^2 M^2 X_p}{\omega_r L_2 |Z_p|^2}\right)} \quad (8)$$

$$\Rightarrow C_2 = \frac{C_{20}}{1 - \frac{\omega_r^2 M^2 X_p}{\omega_r L_2 |Z_p|^2}} \quad (8a)$$

De la misma se desprende que si X_p es positiva, o sea inductiva, $C_2 > C_{20}$

La diferencia de capacidad ΔC_2 es:

$$\Delta C_2 = C_2 - C_{20} = \frac{C_{20}}{\frac{\omega_r L_2 |Z_p|^2}{\omega_r^2 M^2 X_p} - 1} \quad (9)$$

Los circuitos de acoplamiento de las antenas receptoras deben, en general, funcionar dentro de una gama de frecuencias que puede ser bastante grande y la reactancia “reflejada” en el circuito secundario varía dentro de dicha gama. Para prevenir severos errores de “tracking” entre los diferentes circuitos sintonizables del receptor, se requiere un acoplamiento débil entre el primario y el secundario.

Con acoplamiento óptimo, no solo ocurre que M_{opt} depende de la frecuencia sino que además, la selectividad se reduce a la mitad y la desintonía es grande. Por eso se lo usa raramente, excepto cuando la antena se acopla al receptor mediante una línea de transmisión. Un acoplamiento más fuerte que el óptimo da una menor transferencia de tensión y una menor selectividad. Para obtener una alta selectividad se requiere un acoplamiento débil, el cual da una pobre transferencia de tensión. El mejor compromiso entre ganancia y selectividad se da para un acoplamiento que sea la mitad del óptimo, obteniéndose el 80% de la ganancia máxima posible y el mismo porcentaje de la máxima selectividad.

Las dificultades que presenta el diseño de la etapa de antena de un receptor, se deben sobre todo al hecho de que se desconoce el tipo de antena que se va a utilizar. La impedancia que presenta la antena al receptor, medida entre tierra y la conexión de antena, depende del tipo de la misma. Si dicha impedancia es conocida dentro de toda la gama de sintonía, el problema se reduce en ese caso a adaptar su impedancia a la impedancia de entrada del receptor, si lo que se desea una máxima transferencia de tensión. Cuando las condiciones son desconocidas, por supuesto, es usualmente lo mejor el asumir para el sistema de antenas aquellas características que tengan el efecto más adverso en el comportamiento del receptor y resolver el diseño para esas características. En ese caso, se hacen compromisos en el circuito para minimizar los efectos de cambio de ganancia, selectividad y tracking con los otros circuitos del receptor. Es útil considerar tres casos en particular:

La antena se comporta como una reactancia capacitiva en serie con un resistor

Por ser muy cortas con respecto a λ , la característica impedancia-frecuencia de las antenas externas para la banda de onda media de 540 a 1.600 KHz se asemeja mucho a la de un circuito RLC serie. En la fig. 2, la antena de la

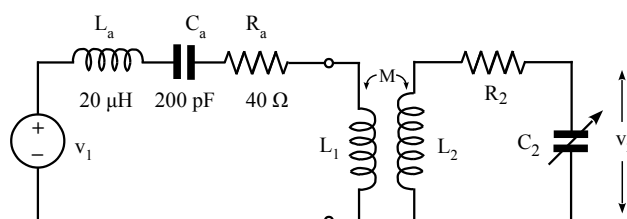


fig. 2

fig. 1a está representada por el generador v_1 y $L_a C_a R_a$. Para los valores típicos de la fig. 2, la banda de onda media queda por debajo de la frecuencia de resonancia de $L_a C_a$, que es de unos 2,5 MHz. Por lo tanto, la impedancia de la antena es capacitiva dentro de esa banda y no introduciremos un error muy grande despreciando L_a y asumiendo que está compuesta solamente por C_a y R_a .

En el circuito de la fig. 2, es inmediatamente obvio que $(L_a + L_1)$ y C_a forman un circuito resonante serie. Es indeseable que la frecuencia de resonancia de este primario sintonizado caiga dentro del margen de 540 a 1.600 KHz que deseamos recibir porque, si esto ocurriera, al variar el capacitor de sintonía C_2 y pasar la frecuencia de sintonía del circuito secundario sobre la de resonancia del primario, la reactancia reflejada en el circuito secundario cambiaría de signo.

Esto haría imposible un “tracking” preciso entre este circuito y los otros del receptor y además causaría anomalías indeseables en la selectividad, fig. 3a y 3b.

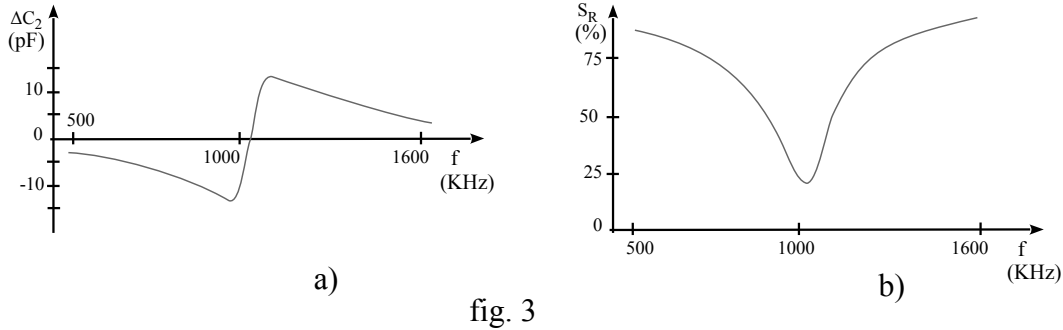


fig. 3

Por eso, la frecuencia de resonancia debería ser, o menor que 540 KHz o estar por arriba de los 1.600 KHz. Si suponemos que $C_a = 200$ pF, entonces L_1 debe ser mayor que 500 μ H o menor que 50 μ H. Para evaluar la conveniencia de una u otra opción, estudiaremos su influencia sobre el valor aparente de L_2 .

Según la ec. (2) y con

$L_a \ll L_1$, la variación

$$\Delta X_s = \frac{-\omega^2 M^2 \cdot X_p}{|Z_p|^2} = \frac{-\omega^2 M^2 \cdot (\omega L_1 - 1/\omega C_a)}{R_1^2 + (\omega L_1 - 1/\omega C_a)^2} \quad (10)$$

de la reactancia X_s es:

Si la frecuencia de resonancia del primario está fuera de la banda a recibir, se cumple que $R_1 \ll X_p$

$$\Delta X_s \approx \frac{-\omega^2 M^2}{\omega L_1 - 1/\omega C_a} = \frac{\omega^3 M^2 C_a}{1 - \omega^2 L_1 C_a} \quad (10a)$$

y podemos aproximar ΔX_s . Se produce así

$$\Delta L_2 = \frac{\Delta X_s}{\omega} = \frac{\omega^2 M^2 C_a}{1 - \omega^2 L_1 C_a} \quad (11)$$

un cambio en el valor efectivo de L_2 igual a:

Si la frecuencia de resonancia del primario es mucho mayor que cualquier frecuencia del rango de sintonía:

$$\Rightarrow \omega^2 L_1 C_a \ll 1 \Rightarrow \Delta L_2 \approx \omega^2 M^2 C_a \quad (12)$$

El efecto del primario es aumentar

L_2 en una cantidad proporcional al cuadrado de la frecuencia. Como el cambio de inductancia no es constante, es imposible compensarlo reduciendo C_2 en un valor de ajuste fijo y por lo tanto no se puede asegurar un “tracking” correcto.

Si se hace L_1 tan grande que la frecuencia de resonancia del primario sea mucho menor que cualquier frecuencia

$$\omega^2 L_1 C_a \gg 1 \Rightarrow \Delta L_2 \approx \frac{-M^2}{L_1} \quad (13)$$

del rango de sintonía, el efecto del pri-

mario es reducir L_2 en una cantidad fija. Esto se puede corregir aumentando C_2

en un valor de ajuste fijo y teóricamente se puede lograr un “tracking” perfecto.

Estudiemos ahora Av_r . Si L_1 es grande entonces $X_p \gg R_p$, lo cual implica que $Z_p \approx X_p$ y las ec. (3) y (4) devienen:

$$X_s \approx \frac{\omega_r^2 M^2}{X_p} \quad (3a) \quad Av_r = \frac{v_2}{v_1} \approx \frac{M}{C_2 \left(R_2 \cdot X_p + \frac{\omega_r^2 M^2 \cdot R_p}{X_p} \right)} \quad (4a)$$

Sustituyendo la ec. (3a) en la (4a)

$$Av_r \approx \frac{M}{C_2 (R_2 \cdot X_p + X_s \cdot R_p)} = \frac{M}{C_2 \left[R_2 \cdot \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) + R_p \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right]}$$

Si el efecto de desintonía es pequeño, o sea, si ΔC_2 es pequeño, el segundo término del denominador es casi nulo y como $j\omega L_1 \gg 1/j\omega C_1$ se puede aproximar:

$$Av_r \approx \frac{M}{R_2 \cdot j\omega C_2 \cdot L_1} = \frac{M \cdot Q_2}{L_1} \quad (14)$$

Como debido al efecto pelicular el Q de un inductor varía poco dentro del margen de frecuencias previsto para su uso, la ganancia es independiente de la frecuencia.

En general, se hace que el primario resuene a una frecuencia que sea entre 0,6 y 0,8 veces la menor frecuencia a sintonizar. En un receptor superheterodino esta frecuencia de resonancia no puede estar cerca de su IF, por lo que en onda media normalmente se hace resonar al primario por debajo del valor de la IF. Los valores prácticos para el coeficiente de acoplamiento entre L_1 y L_2 van de 0,15 a 0,3. El valor de Q_1 es del orden de 50 y el de Q_2 de 90 a 130.

La antena se comporta como una reactancia inductiva en serie con un resistor

Este es el caso de las antenas de cuadro no sintonizadas, aunque también puede ocurrir con algunos tipos de antenas de onda corta. En este caso, lo usual es hacer el coeficiente de acoplamiento k del orden de 0,5 y que L_1 tenga una inductancia que sea 0,4 veces la de la antena.

La antena “se ve” desde los terminales de conexión como una resistencia pura

Este es el caso de una antena acoplada mediante una línea de transmisión, que a su vez se presenta al receptor como una resistencia pura R_{ao} . Examinaremos la posibilidad de satisfacer la condición de máxima ganancia de tensión dentro de

un margen de frecuencias limitado

por ω_1 y ω_2 . Partiendo de la ec. (5) y

$$M_{\text{opt}}^2 = k^2 L_1 L_2 = \frac{R_p^2 + \omega_r^2 L_1^2}{\omega_r^2} \cdot \frac{R_2}{R_p} \quad (5a)$$

como $M^2 = k^2 L_1 L_2$, resulta la ec. (5a).

Esta última se puede poner en la forma

$$\Rightarrow k^2 \cdot \frac{\omega_r L_2}{R_2} = \frac{\omega_r L_1}{R_p} + \frac{R_p}{\omega_r L_1} \quad (15)$$

de la ec. (15) o de la (15a). El lado de la

derecha de la ec. (15a) tiene un valor mínimo

de 2 cuando $Q_p = 1$ y por lo tanto $Q_s \cdot k^2 \geq 2$.

$$\Rightarrow Q_s k^2 = Q_p + \frac{1}{Q_p} \quad (15a)$$

Las condiciones necesarias para un acoplamiento óptimo a las frecuencias ω_1 y ω_2 son:

$$k^2 Q_{s1} = Q_{p1} + 1/Q_{p1} \quad (16)$$

$$k^2 Q_{s2} = Q_{p2} + 1/Q_{p2} \quad (17)$$

donde: $Q_{s1} = \omega_1 L_2 / R_2$, $Q_{p1} = \omega_1 L_1 / R_p$
 $Q_{s2} = \omega_2 L_2 / R_2$, $Q_{p2} = \omega_2 L_1 / R_p$

Si $\omega_2 = \alpha \cdot \omega_1$, se puede reescribir la ec. (17)

$$k^2 Q_{s2} = \alpha Q_{p1} + 1/(\alpha Q_{p1}) \quad (17a)$$

en la forma de la ec. (17a). Las condiciones

para obtener el acoplamiento óptimo a las

frecuencias ω_1 y ω_2 se hallan resolviendo

$$Q_{p1}^2 = \frac{Q_{s2} - Q_{s1}/\alpha}{\alpha Q_{s1} - Q_{s2}} \quad (18)$$

el sistema de ecuaciones (16) y (17a) y son:

$$k^2 = \frac{Q_{p1} + 1/Q_{p1}}{Q_{s1}} \quad (19)$$

Al examinar la ec. (18), vemos que es posible

construir el transformador si se cumple que:

$$\alpha \cdot Q_{s2} > Q_{s1} > Q_{s2}/\alpha$$

Usualmente, el Q de L_2 permanece aproximadamente constante dentro de un

rango limitado de frecuencias.

En ese caso, la ec. (18) deviene:

$$Q_{s1} = Q_{s2} \Rightarrow Q_{p1}^2 = \frac{1}{\alpha} \Rightarrow \omega_1 L_p = \frac{R_p}{\sqrt{\alpha}} \quad (20)$$

Si se cumplen las ec. (19) y (20), habrá una transferencia de tensión óptima a ω_1 y ω_2 . Para $k^2 \cdot Q_s$ constante, el proce-

so de lograr un acoplamiento óptimo a

dos frecuencias se puede representar

gráficamente como encontrar los pun-

tos de corte de la curva $y = Q_p + 1/Q_p$,

con la recta horizontal $y = k^2 \cdot Q_s$, tal

como se muestra en la fig. 4.

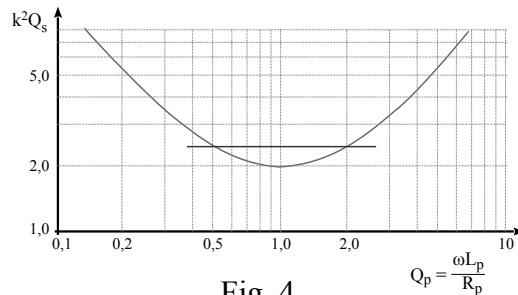


Fig. 4

El análisis anterior presupone que $R_{ao} \gg R_1$ y que en consecuencia $R_p \approx R_{ao}$

se mantiene constante. De lo contrario, al ser $R_p = R_{ao} + R_1$ y como R_1 aumenta

con la frecuencia, $\omega L_p/R_p$ no variará linealmente con la frecuencia y la línea horizontal de la fig. 4 no cortará a la curva en los puntos de acoplamiento óptimo. Se puede demostrar que, si k se determina asumiendo que R_p se mantiene constante al valor que tendría a una frecuencia ω_0 igual a la media cuadrática de ω_1 y ω_2 , la desadaptación a ω_1 y ω_2 es usualmente despreciable.

El procedimiento de diseño es el siguiente:

- Se calcula la media cuadrática ω_0 de las frecuencias

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (21)$$

angulares de los límites inferior y superior de la banda:

- Se calcula L_1 de modo que su reactancia a ω_0 sea igual a

$$L_1 = \frac{Z_Q}{\omega_0} \quad (22)$$

la impedancia característica Z_Q de la línea de transmisión:

- Para hallar el coeficiente de acoplamiento, se sustituye en la ec. (15a) $Q_p = 1/\sqrt{\alpha}$, donde $\alpha = \omega_2/\omega_1$ y Q_s

$$k = \sqrt{\frac{1}{Q_s} \cdot \frac{1 + \alpha}{\alpha^{1/2}}} \quad (23)$$

es el Q cargado del secundario en ausencia del primario:

- Sustituyendo $R_p = Z_Q$ y $1/\omega_r C_2 = \omega_r L_2$ en la ec. (6), se puede obtener una aproximación útil para estimar la ganancia del acoplamiento de antena bajo estas condiciones:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Q_s \omega_r L_2}{Z_Q}} \quad (24)$$

Otro caso de antena resistiva lo constituyen las antenas de cuadro pequeño sintonizadas y las antenas de ferrite usadas en onda media. Ambas son sensibles al campo magnético transmitido y se comportan como un generador cuya impedancia interna es altamente inductiva. Las mismas forman, junto con el capacitor de sintonía, el primer circuito sintonizado del receptor.

20.1.2 Sintonía por varicap

Razones de costo, miniaturización y la ventaja de poder controlar la sintonía eléctricamente, han llevado a sustituir los capacitores variables mecánicos mediante diodos de capacidad variable, también llamados *varactores* o *varicap*.

En el capítulo 10 se mencionó brevemente la capacidad de juntura de la unión PN. Esta capacidad C_j no es constante, sino que depende de la tensión externa aplicada. Si se aplica tensión inversa, cuanto mayor sea ésta mayor será el ancho de la región de agotamiento y en consecuencia, menor será la capacidad.

$$C_j = \frac{C_o}{(1 + V/V_o)^n}$$

V_o - potencial de contacto de la juntura

C_o - capacidad con tensión de polarización cero

n - su valor depende del tipo de juntura

- En la *unión gradual*, la concentración neta de impurezas varía casi linealmente de donoras a aceptoras al pasar de un lado al otro de la unión, $n = 1/3$.
- En la *unión abrupta*, se pasa bruscamente de una zona P con densidad constante de impurezas aceptoras, a una zona N con densidad también constante de impurezas donoras, $n = 1/2$.
- En la *unión hyperabrupta*, la concentración de impurezas disminuye rápidamente a medida que aumenta la distancia a la unión. Esto hace que el borde de la región de agotamiento se corra a través del cristal con una mayor tasa de variación en función de la tensión de polarización inversa, $n = 1$ a 2 .

El varicap es un diodo semiconductor cuya característica capacidad-tensión es muy uniforme y estable cuando opera con polarización inversa. Nótese que el diodo varicap se diseña de modo que la zona de agotamiento se extienda mucho mas en la zona N ligeramente dopada, que en la zona P fuertemente dopada.

Los parámetros del dispositivo de mayor interés para el proyectista son:

- *Relación de capacidad* o de sintonía, es la relación entre las capacidades obtenidas aplicando dos valores de tensión diferentes

$$TR = \frac{C_j(V_2)}{C_j(V_1)} \quad \text{con} \quad V_1 > V_2$$

- *Tensión inversa de ruptura*, es aquella tensión inversa a la cual tiene lugar el efecto de avalancha. Esta tensión impone un límite superior para la tensión de control y determina también la capacidad mínima del varicap.
- *Factor de calidad* Q , expresa la relación entre la energía almacenada y la disipada. Mientras que los capacitores de sintonía mecánicos tienen a menudo un Q del orden de los miles o aún mayor, el Q de los varicap no es constante y depende de la tensión de polarización y de la frecuencia. En el modelo de la fig. 5, R_s es la resistencia óhmica del material semiconductor que no es parte de la zona de agotamiento. Una mayor tensión inversa ensancha dicha zona y hace que disminuyan C_j y R_s , aumentando en consecuencia el Q . Para una tensión de polarización dada, el Q depende a frecuencias bajas de R_p , mientras que para las frecuencias altas el efecto de R_s es dominante.

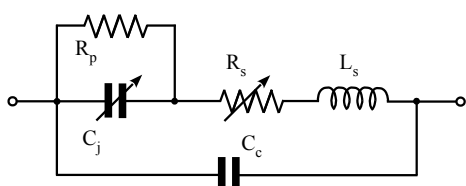


fig. 5

R_s – “bulk resistance”

R_p – resistencia de fuga

C_c – capacidad del encapsulado

L_s – inductancia de los terminales

• El coeficiente de temperatura T_C , expresado en ppm/°C, indica cuanto cambia la capacidad de un varicap con la temperatura. Como T_C es a su vez una función de la polarización aplicada, no bastaría con utilizar un capacitor con coeficiente de temperatura negativo para compensarlo. Un método usual de compensación consiste en usar un diodo polarizado directamente, como en la fig. 6. Como la caída de tensión sobre D_1 disminuye con la temperatura, ésto aumentará la tensión sobre el varicap, tendiendo a compensar el aumento de capacidad debido al aumento de temperatura. La fuente de alimentación que provee la tensión de sintonía del varicap debe ser extremadamente estable y variar muy poco con la temperatura. En la fig. 7a, $C_b \gg C_V$ para no afectar la sintonía.

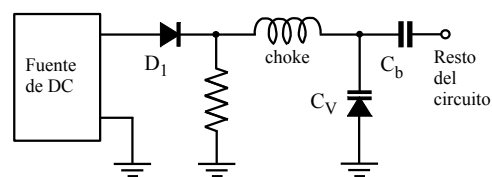


fig. 6

La capacidad del varicap es función de la tensión total entre sus terminales, lo cual significa que no solamente la tensión de polarización sino también el nivel de la propia señal de AC determinan su capacidad. Si el nivel de la componente de AC es grande, C_j y R_s varían instantáneamente con ella y esta variación de C_j provoca distorsión de la señal. La distorsión se reduce cuando la amplitud de la señal es pequeña comparada con la polarización, usualmente menos del 15 %.

El circuito de la fig. 7b permite trabajar sin distorsión con señales de mucha mayor amplitud. Cuando aumenta la tensión instantánea de AC,

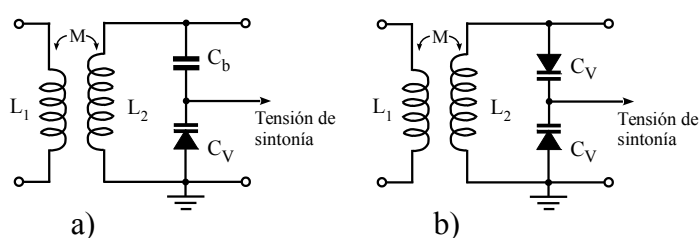


fig. 7

la tensión total sobre uno de los varicaps aumenta, reduciendo su capacidad. Al mismo tiempo disminuye la tensión total sobre el otro varicap, aumentando la

capacidad del mismo. El efecto neto es una menor variación de la capacidad y en consecuencia menos distorsión. La capacidad total equivalente es la mitad de la de un solo varicap.

20.2 Mezcladores

La operación fundamental que efectúa un mezclador es multiplicar dos señales, una de ellas $v_s(t)$ es normalmente una señal modulada de RF y la otra $v_o(t)$ es la salida estable de un oscilador local. El objetivo del proceso es desplazar la frecuencia f_s de la portadora de la señal modulada al valor de la frecuencia intermedia, manteniendo intacta la modulación de la misma y con ello la información que transporta. La salida es usualmente una componente de corriente de frecuencia $f_{IF} = f_o - f_s$ cuya magnitud será proporcional a V_s . Se define la *transconductancia de conversión* como:

$$g_c = \frac{I_{IF}}{V_s} \quad (25)$$

Otros parámetros que caracterizan el comportamiento de un mezclador son:

- La *ganancia de conversión*, es la relación entre la potencia de salida (IF) y la potencia de la señal modulada de entrada $v_s(t)$.
- La *aislación*, es la atenuación provista cuando se aplica una señal a una de las puertas del mezclador y se mide la señal residual presente en las otras puertas.
- La *figura de ruido*, se define como la relación señal-ruido (SNR) medida en la entrada de RF dividida entre la SNR en la salida de IF.
- El *punto de compresión a 1 dB* es el nivel de entrada de RF para el cual el nivel de salida de IF se desvía de la linealidad en 1 dB.
- El *rango dinámico* es el margen de potencias dentro del cual el mezclador opera satisfactoriamente.
- *Distorsión de intermodulación*. El mezclador produce dos tipos de productos de intermodulación: Productos simples ($\pm n \cdot \omega_o \pm m \cdot \omega_s$) cuando la señal de entrada no contiene más que una componente y productos compuestos cuando la señal de entrada contiene varios componentes.

Cuando el mismo dispositivo cumple las funciones de mezclador y de oscilador, se lo llama conversor.

20.2.1 Mezclador simple con FET

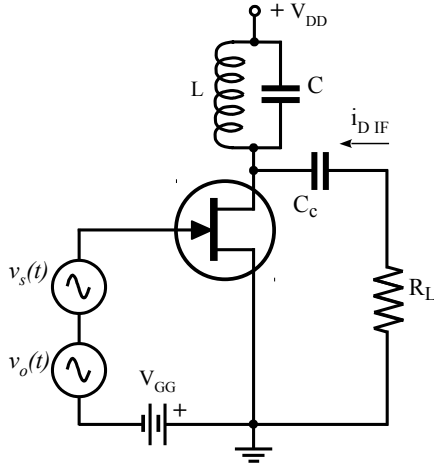


fig. 8

El circuito de la fig. 8 utiliza la alinealidad del FET para obtener el producto de $v_s(t)$ y $v_o(t)$. Haremos un análisis aproximado¹ del mismo, en un FET canal N ideal, polarizado para operar normalmente dentro de la zona de contracción, la corriente de drenaje en función de v_{GS} es:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2, \quad \text{con } 0 \geq v_{GS} \geq V_P$$

Sustituyendo $v_{GS} = v_s(t) + v_o(t) + V_{GG} \Rightarrow$

$$i_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} [2 \cdot v_o(t) \cdot v_s(t) - 2(V_P - V_{GG}) \cdot [v_s(t) + v_o(t)] + [v_s(t)]^2 + [v_o(t)]^2 + (V_P - V_{GG})^2]$$

Si la señal es $v_s(t) = V_s \cos \omega_s t$ y la salida del oscilador es $v_o(t) = V_o \cos \omega_o t$,

$$\Rightarrow v_o(t) \cdot v_s(t) = V_o \cos \omega_o t \cdot V_s \cos \omega_s t = \frac{V_o \cdot V_s}{2} [\cos(\omega_o - \omega_s)t + \cos(\omega_o + \omega_s)t]$$

Con el circuito resonante sintonizado a $\omega_{IF} = \omega_o - \omega_s$,

el valor de la componente de i_D que nos interesa es:

$$I_{D IF} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \cdot V_o \cdot V_s$$

Esto permite estimar el valor de la transconductancia de conversión, que es proporcional a V_o :

$$g_c = \frac{I_{D IF}}{V_s} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \cdot V_o \quad (26)$$

Se alcanzará un valor máximo de g_c cuando sea $V_s \ll V_o$ y ésta última tome el máximo valor que permita que el FET opere en la zona cuadrática, esto es:

$$\frac{V_{GG} = V_P / 2}{V_o = |V_P| / 2} \Rightarrow g_{c \max} = \frac{I_{DSS}}{2|V_P|} \quad (27)$$

La disposición práctica del mezclador suele tomar la forma de la fig. 9, donde la señal de RF y el oscilador local se inyectan separadamente. El circuito resonante de compuerta se sintoniza a ω_s y el de drenaje a ω_{IF} . En este caso, el modelo debe incluir

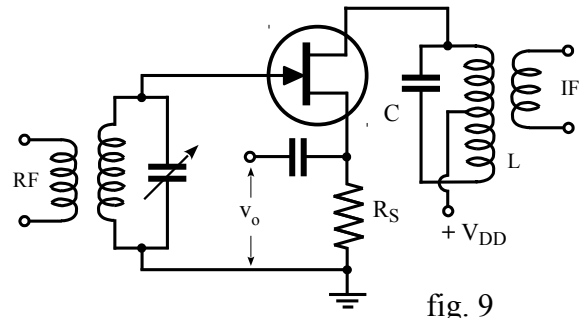


fig. 9

¹ Ver análisis detallado en artículo de J. Vogel en Proc. del IEEE Dec. 1967 y en Motorola AN-410

la impedancia conectada al surtidor.

Si $r_d \gg R_S$, se puede representar al mezclador mediante el circuito equivalente de la fig. 10. Como tanto V_{GSQ} como V_o dependen de V_p , cuyo valor sufre una gran dispersión, a ve-

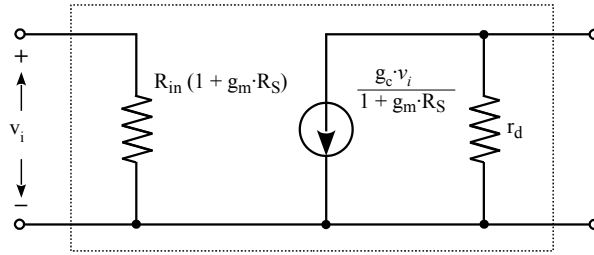


fig. 10

ces se elige $V_o = V_{GSQ} = 0,7 \cdot V_p$ para mitigar esta dependencia. En consecuencia, el FET opera también dentro de la zona de corte y aparecen componentes indeseadas de mezcla con las armónicas del oscilador, las cuales deben ser filtradas.

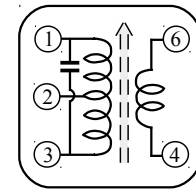
Aunque se puede construir un mezclador con un BJT y así obtener una mayor ganancia de conversión que con un FET, éste tiene dos ventajas sobre el BJT:

- La característica de transferencia es cuadrática. Al no haber término de 3^{er} grado, la distorsión por intermodulación es mucho menor.
- Permite usar tensiones de entrada de RF mucho mayores, de al menos 100 mV.

Ejemplo

Proyectar un mezclador simple con FET usando el circuito de la fig. 9. Se acoplará $R_L = 3,3 \text{ K}$ mediante un transformador

sintonizado para 455 KHz, $L = 680 \mu\text{H}$ Número de espiras
cuyas características son: $Q = 80 \pm 20\%$ (1-2) (2-3) (4-6)
El drenaje está conectado $C = 180 \text{ pF}$ 70 87 7



al terminal 3 del transformador y $V_{DD} = 6 \text{ V}$. Se requiere $Q_L \approx 37$ para obtener el AB calculado en el amplificador de IF del cap. 19.

BF 256

$I_{DSS} = 9,5 \text{ mA}$

$V_p = -3 \text{ V}$

$g_m = 4,5 \text{ mS}$

$g_{DS} = 30 \mu\text{S}$

$$|V_{GSQ}| = V_o = |V_p|/2 \Rightarrow I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p}\right)^2 \approx 2,4 \text{ mA} \quad \text{y} \quad g_{c \max} = \frac{I_{DSS}}{2|V_p|} \approx 1,6 \text{ mS}$$

$$R_S = \frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}} = 625 \Omega \approx 680 \Omega, \quad X_L = \omega_r L = 1944 \Omega, \quad R_p = X_L \cdot Q = 155,5 \text{ K}$$

$$R_L' = \left(\frac{N_{1-3}}{N_{4-6}}\right)^2 \cdot R_L = \left(\frac{157}{7}\right)^2 \cdot 3,3 \text{ K} \approx 1,66 \text{ M}$$

$$R' = \frac{R_o' \cdot R_L'}{R_o' + R_L'} \approx 102 \text{ K}$$

$$R_o' = \left(\frac{N_{1-3}}{N_{2-3}}\right)^2 \cdot \frac{1}{g_{DS}} = \left(\frac{157}{87}\right)^2 \cdot \frac{1}{30 \mu\text{S}} = 108,5 \text{ K}$$

$$Q_L = \frac{Q \cdot R'}{R' + Q \omega_r L} = 31,7$$

$$G_L = \left(\frac{N_{1-3}}{N_{2-3}} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_p} \right) = \left(\frac{157}{87} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{1,66 \text{ M}} + \frac{1}{155,5 \text{ K}} \right) \approx 23 \mu \text{ S}$$

Supondremos que el oscilador local tiene una resistencia de salida $R_{OL} = 50 \Omega$

$$A_{v_c} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{g_c}{1 + g_m(R_s // R_{OL})} \cdot \frac{1}{g_{DS} + G_L} \cdot \frac{N_{4-6}}{N_{2-3}} = \frac{1,6 \text{ mS}}{1 + 4,5 \text{ mS} \cdot 47 \Omega} \cdot \frac{1}{53 \mu \text{ S}} \cdot \frac{7}{87} = 2$$

20.2.2 Mezcladores balanceados

Un inconveniente importante de los mezcladores simples con FET o BJT, lo constituye la presencia a la salida del mezclador de una componente del oscilador local, así como la de una componente de RF. Aunque la señal del oscilador y la de RF serán filtradas por el circuito resonante sintonizado a ω_{IF} de la salida, parte de la señal del oscilador local, de amplitud relativamente grande, logrará atravesar el mezclador y pasar a las etapas de IF. La presencia a la entrada del amplificador de IF de una componente grande del oscilador local es obviamente indeseable, ya que puede provocar una sobrecarga del mismo. Asimismo puede crear otros efectos indeseables, como ser compresión de la ganancia y la posible generación de productos de intermodulación en las etapas de IF.

Se puede usar una configuración balanceada para remover efectivamente las componentes del oscilador local y/o de RF de la salida del mezclador. Un tipo de mezclador balanceado usado a menudo en circuitos integrados, es el multiplicador basado en el par diferencial.

Como ya mencionamos en el capítulo 13, en un transistor bipolar existe entre v_{BE} e i_E una relación exponencial, similar a la relación tensión-corriente del

diodo semiconductor: $i_E = I_{EO} (e^{v_{BE}/V_T} - 1)$

Como en la zona activa $v_{BE} \gg V_T$,

podemos despreciar el -1 y así, para el amplificador diferencial de la fig. 11:

$$\begin{aligned} i_{E1} &\approx I_{EO} e^{v_{BE1}/V_T} \\ i_{E2} &\approx I_{EO} e^{v_{BE2}/V_T} \end{aligned} \Rightarrow \frac{i_{E1}}{i_{E2}} = e^{v_i/V_T} \quad (28)$$

con $v_i = v_{BE1} - v_{BE2}$

Ambos emisores están conectados a la fuente de corriente constante I_{EE} , combinando la igualdad

$I_{EE} = i_{E1} + i_{E2}$ con la ec. (28) obtenemos las ec. (29):

$$\begin{aligned} i_{C1} &= \frac{\alpha I_{EE}}{1 + e^{-v_i/V_T}} \\ i_{C2} &= \frac{\alpha I_{EE}}{1 + e^{v_i/V_T}} \end{aligned} \quad (29)$$

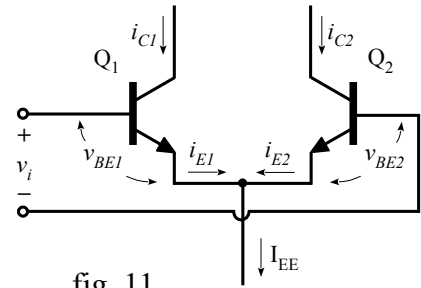


fig. 11

Asumiendo que $\alpha \approx 1$ y operando sobre la expresión de i_{C1} , ésta deviene:

$$i_{C1} = \frac{I_{EE}}{2} \left(\frac{1 + 1 + e^{-v_i/V_T} - e^{-v_i/V_T}}{1 + e^{-v_i/V_T}} \right) = \frac{I_{EE}}{2} \left(1 + \frac{1 - e^{-v_i/V_T}}{1 + e^{-v_i/V_T}} \right) = \frac{I_{EE}}{2} \left(1 + \frac{e^{v_i/2V_T} - e^{-v_i/2V_T}}{e^{v_i/2V_T} + e^{-v_i/2V_T}} \right)$$

Antes de dar el próximo paso, recordemos que la función tangente hiperbólica se define como:

$$\tanh x = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

Haciendo la sustitución correspondiente en la anterior expresión de i_{C1} , se obtiene

$$i_{C1} = \frac{I_{EE}}{2} [1 + \tanh(\frac{v_i}{2V_T})] \quad (30)$$

la ec. (30). A partir de la misma, se deduce fácilmente la ec. (31).

$$i_{C2} = I_{EE} - i_{C1} = \frac{I_{EE}}{2} [1 - \tanh(\frac{v_i}{2V_T})] \quad (31)$$

Mezclador con amplificador diferencial

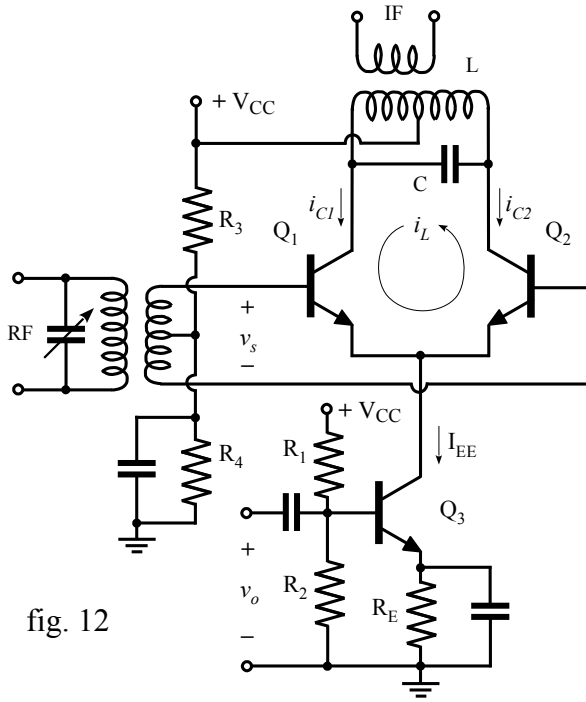


fig. 12

En un amplificador diferencial sintonizado, la componente de corriente alterna i_L que circula a través del primario del transformador y de ambos transistores, es la desviación de las corrientes de colector respecto al valor de reposo:

$$i_{C1} = I_{CQ1} + i_L(t)$$

$$i_{C2} = I_{CQ2} - i_L(t)$$

De las ec. (30) y (31) se desprende:

$$i_L = \frac{1}{2}(i_{C1} - i_{C2}) = \frac{I_{EE}}{2} \cdot \tanh(\frac{v_s}{2V_T})$$

$$I_{EE} = I_{CQ3} + g_m v_o \quad \text{y} \quad g_m = \frac{I_{CQ3}}{V_T}$$

Sustituyendo I_{EE} y g_m ,

$$i_L = \frac{I_{CQ3}}{2} \cdot \tanh(\frac{v_s}{2V_T}) + \frac{I_{CQ3}}{2V_T} \cdot v_o \cdot \tanh(\frac{v_s}{2V_T}) \quad (32)$$

la expresión de i_L deviene:

Cuando V_s es lo suficientemente pequeño, se puede aproximar que:

$$\text{Si } V_s \ll 2V_T \Rightarrow \tanh(\frac{v_s}{2V_T}) \approx \frac{v_s}{2V_T}$$

Usando dicha aproximación, si el oscilador es $v_o(t) = V_o \cos \omega_o t$ y la señal es

$$v_s(t) = V_s \cos \omega_s t,$$

la ec. (32) deviene:

$$i_L = \frac{I_{CQ3}}{4V_T} \cdot V_s \cos \omega_s t + \frac{I_{CQ3}}{4V_T^2} \cdot V_o \cos \omega_o t \cdot V_s \cos \omega_s t \quad (33)$$

El primer término solo contiene la componente de RF y el segundo contiene el resultado de la mezcla. No hay componente con la frecuencia del oscilador local y mediante filtrado se selecciona la componente

$$\omega_{IF} = \omega_o - \omega_s. \text{ Haciendo el producto de cosenos, } g_c = \frac{I_{LIF}}{V_s} = \frac{I_{CQ3}}{8V_T^2} \cdot V_o \quad (34)$$

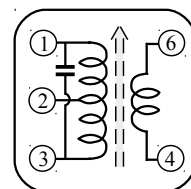
la transconductancia de conversión resulta ser:

Debido a la naturaleza simétrica del par diferencial, este circuito no debería generar productos de intermodulación de 2° armónico. Para evitar completamente los términos de armónicas pares, la tensión del oscilador local debe ser realmente senoidal y las variaciones de la corriente de colector de Q_3 deben ser lo suficientemente pequeñas como para que no se generen armónicos del oscilador.

Ejemplo

Proyectar un mezclador balanceado usando el circuito de la fig. 12. Se acoplará $R_L = 3,3 \text{ K}$ mediante un transformador

sintonizado para 455 KHz, $L = 680 \mu\text{H}$ Número de espiras
 $Q = 80 \pm 20\%$ (1-2) (2-3) (4-6)
 cuyas características son: $C = 180 \text{ pF}$ 80 80 7



Se requiere $Q_L \approx 37$ para obtener el AB total deseado y $V_{CC} = 9 \text{ V}$.

Q_1 y Q_2 deben estar apareados y por lo tanto sería ideal usar un

amplificador diferencial integrado como el CA3028. Como está

descontinuado, lo proyectaremos en forma discreta usando transistores BF254.

BF 254
 $h_{FE \min} = 65$
 $g_{22} = 3,2 \mu\text{S}$

En el CA3028 están integrados los resistores $R_E = 470 \Omega$ y $R_2 = 2,7 \text{ K}$, valores que adoptamos.

Para polarizar $I_{R1} = \frac{V_{R2}}{R_2} + \frac{I_{CQ3}}{h_{FE \min}} \approx 0,83 \text{ mA} \Rightarrow R_1 = \frac{V_{CC} - V_{R2}}{I_{R1}} = 8,3 \text{ K} \approx 8,2 \text{ K}$
 Q_3 elegiremos:

Eligiendo $R_3 = R_4 = 4,7 \text{ K}$, los tres transistores operarán dentro de su región activa y circulará por ellas una corriente mucho mayor que $I_{BQ1} + I_{BQ2}$.

$$R_L' = \left(\frac{N_{1-3}}{N_{4-6}} \right)^2 \cdot R_L = \left(\frac{160}{7} \right)^2 \cdot 3,3 \text{ K} \approx 1,72 \text{ M} \quad R_o' = 2 \cdot \frac{1}{g_{22}} = \frac{2}{3,2 \mu\text{S}} = 625 \text{ K}$$

$$X_L = \omega_i L = 1944 \Omega, \quad R_p = X_L \cdot Q = 155,5 \text{ K} \quad R_p' = R_o' // R_L' // R_p \approx 116 \text{ K}$$

La resistencia total en paralelo debe ser:

$$R_{pt} = X_L \cdot Q_L = 1944 \Omega \cdot 37 \approx 72 K$$

$R_p' \gg R_{pt}$ necesaria. Para obtener el valor correcto,

se agrega R_C en paralelo con el circuito LC de salida

$$R_C = \frac{R_p' \cdot R_{pt}}{R_p' - R_{pt}} \approx 180 K$$

Para evitar generar armó-

nicos del oscilador local,

elegimos una $V_o = 26 mV$.

$$g_c = \frac{I_{LIF}}{V_s} = \frac{I_{CQ3}}{8 V_T^2} \cdot V_o = \frac{3 mA}{8 (26 mV)^2} \cdot 26 mV = 14,4 mS$$

La ganancia de conversión es:

$$A_{v_c} = \frac{v_L}{v_s} = g_c \cdot R_{pt} \cdot \frac{N_{4-6}}{N_{1-3}} = 14,4 mS \cdot 72 K \cdot \frac{7}{160} = 45$$

Celda de Gilbert¹

Acoplando tres pares diferenciales en la forma que se muestra en la fig. 13, se obtiene un mezclador cuya salida está libre de componentes con las frecuencias de las señales de RF y del oscilador local. Según las ec. (30) y (31), las corrientes

de colector de los transistores son:

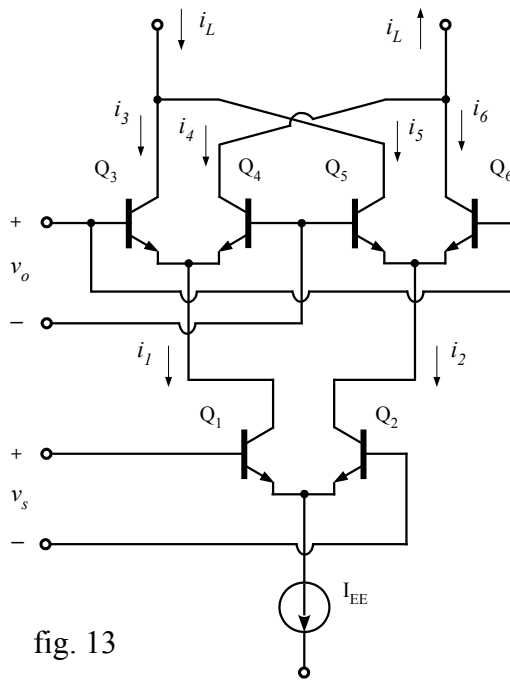


fig. 13

$$i_1 = \frac{I_{EE}}{2} [1 + \tanh(\frac{v_s}{2 V_T})]$$

$$i_2 = \frac{I_{EE}}{2} [1 - \tanh(\frac{v_s}{2 V_T})]$$

$$i_3 = \frac{i_1}{2} [1 + \tanh(\frac{v_o}{2 V_T})]$$

$$i_4 = \frac{i_1}{2} [1 - \tanh(\frac{v_o}{2 V_T})]$$

$$i_5 = \frac{i_2}{2} [1 - \tanh(\frac{v_o}{2 V_T})]$$

$$i_6 = \frac{i_2}{2} [1 + \tanh(\frac{v_o}{2 V_T})]$$

La componente de corriente alterna i_L que circula a través del circuito sintonizado de carga es:

$$i_L = \frac{1}{2} (i_3 + i_5 - i_4 - i_6)$$

Haciendo las sustituciones correspondientes, dicha expresión deviene:

$$i_L = \frac{I_{EE}}{2} \cdot \tanh(\frac{v_o}{2 V_T}) \cdot \tanh(\frac{v_s}{2 V_T}) \quad (35)$$

¹ Barrie Gilbert, ingeniero inglés

Si V_s y V_o son mucho menores que $2 \cdot V_T$, se puede aproximar:

$$\tanh\left(\frac{v_s}{2V_T}\right) \approx \frac{v_s}{2V_T}, \quad \tanh\left(\frac{v_o}{2V_T}\right) \approx \frac{v_o}{2V_T}$$

Si $v_o(t) = V_o \cos \omega_o t$ y la señal es $v_s(t) = V_s \cos \omega_s t$, la ec. (35) deviene:

$$i_L = \frac{I_{EE}}{8V_T^2} \cdot V_o \cos \omega_o t \cdot V_s \cos \omega_s t \quad (36)$$

Comparando la ec. (36) con la ec. (33), vemos que solo queda el producto de ambas señales, pues la celda de Gilbert es un mezclador doblemente balanceado.

Haciendo el producto de cosenos y seleccionando

$$\text{mediante filtrado la componente } \omega_{IF} = \omega_o - \omega_s, \quad g_c = \frac{I_{LIF}}{V_s} = \frac{I_{EE}}{16V_T^2} \cdot V_o \quad (37)$$

la transconductancia de conversión resulta ser:

Cuando la señal del oscilador local es grande, por ej. $V_o > 150 \text{ mV}$, los dos pares diferenciales superiores operan como conmutadores. La dirección de i_L cambia de acuerdo con el signo y a la frecuencia de $v_o(t)$. Si asumimos que la conmutación es instantánea, el factor $\tanh(v_o/2 \cdot V_T)$ puede ser aproximado por la expansión en serie de Fourier de una onda rectangular:

$$\text{Si } V_o \gg 2V_T \Rightarrow \tanh\left(\frac{V_o \cos \omega_o t}{2V_T}\right) \rightarrow \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} \cos[(2n-1)\omega_o t]$$

Sustituyendo la

$$\text{expansión en la ec. (35), resulta:} \quad i_L = \frac{I_{EE}}{2} \cdot \tanh\left(\frac{v_s}{2V_T}\right) \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} \cos[(2n-1)\omega_o t] \quad (38)$$

Aunque se generan productos de mezcla con cada uno de los términos de la serie, el producto que nos interesa

$$\text{es con la componente fundamental.} \quad i_L = \frac{I_{EE}}{4V_T} \cdot V_s \cos \omega_s t \cdot \left[\frac{4}{\pi} \cdot \cos \omega_o t + \dots \right]$$

Si $v_s(t) = V_s \cos \omega_s t$ y $V_s \ll 2 \cdot V_T$:

Haciendo el producto de cosenos, la componente de frecuencia $\omega_{IF} = \omega_o - \omega_s$ es:

$$i_{LIF} = \frac{I_{EE}}{2\pi V_T} \cdot V_s \cos[(\omega_o - \omega_s)t]$$

A su vez, la transconductancia de conversión es:

$$g_c = \frac{I_{LIF}}{V_s} = \frac{I_{EE}}{2\pi V_T} \quad (39)$$

Comparando la ec. (38) con la (36) vemos que,

además del producto de ambas señales, ahora la corriente de salida también contiene los productos de mezcla con los armónicos impares del oscilador local. Todos los componentes indeseados deben ser filtrados y eliminados de la salida del mezclador.

20.3 Radiorreceptores

Un radiorreceptor, sea éste de voz, imagen o datos, es un dispositivo complejo compuesto por diferentes unidades funcionales. Como dijimos, la mayor parte de los receptores actuales son del tipo superheterodino, los cuales en forma general se pueden representar esquemáticamente del modo que ilustra la fig. 14.

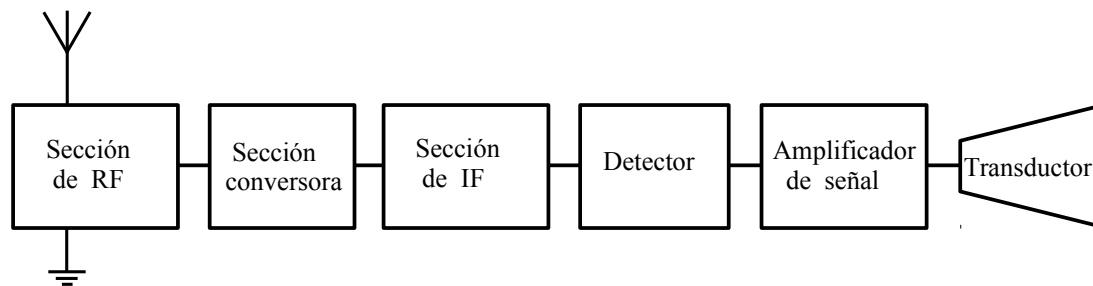


fig. 14

La *sección de RF* provee un acoplamiento eficiente con la antena del receptor. Incluye a veces una o dos etapas amplificadoras sintonizadas de RF que mejoran la relación señal/ruido en los casos en que ella está principalmente determinada por el mezclador. Su selectividad debe ser suficiente como para bloquear las señales de *frecuencia imagen* y las de frecuencia igual a la *frecuencia intermedia*.

La *sección convertora* comprende las funciones de mezclador y oscilador local, trasladando la señal de RF a una *frecuencia intermedia* fija y predeterminada, que por lo general es más baja que la frecuencia de la señal.

Como el *mezclador* proporciona una salida de frecuencia intermedia tanto cuando la frecuencia de la señal recibida es mayor que la del oscilador local como cuando es menor, en ambos casos en una magnitud igual a f_{IF} , existe la posibilidad de la recepción simultánea de dos señales cuyas frecuencias difieran precisamente en $2 \cdot f_{IF}$. Por eso, es indispensable que los circuitos selectivos de la sección de RF supriman la señal interferente o *frecuencia imagen* no deseada.

La *sección de frecuencia intermedia* comprende una o más etapas amplificadoras sintonizadas, las que tienen un ancho de banda adecuado para el manejo de la señal en cuestión. Esta sección provee la mayor parte de la selectividad y de la ganancia total del receptor.

El *detector* depende del tipo de modulación que tenga la señal a recibir. Le sigue un *amplificador de señal* que provee la amplificación adicional necesaria para accionar el *transductor de salida*, el cual puede ser un altavoz, pantalla, etc.

Si bien las secciones descritas están bien diferenciadas en los receptores contruidos con componentes discretos, las mismas también existen en los receptores contruidos empleando circuitos integrados.

Las características de un radioreceptor que revisten mayor importancia en las aplicaciones prácticas son:

- La *sensibilidad*, se expresa en términos de la tensión que debe aplicarse a los terminales de entrada del radioreceptor para que éste proporcione una cierta salida *normal*¹. Se expresa usualmente en μV .
- La *selectividad* del radioreceptor, es la característica que determina la medida en que el receptor es capaz de distinguir entre la señal deseada y las señales de otras frecuencias. La selectividad de la mayoría de los receptores está principalmente determinada por el amplificador de frecuencia intermedia.
- La *fidelidad* de un radioreceptor, es la característica que expresa la variación de la salida en función de la frecuencia de modulación cuando la impedancia de carga es una resistencia.
- El *número de ruido* es un índice de la medida en que el ruido que aparece en la salida del receptor en ausencia de señal, es mayor que el que aparecería en un receptor ideal con el mismo ancho de banda equivalente. Determina la mínima señal que puede recibirse sin que quede ahogada por el ruido del receptor.

El ruido del receptor es de particular importancia en los receptores que operan a frecuencias del orden o mayores que 30 MHz. A frecuencias más bajas, el factor práctico que determina la señal más débil que puede recibirse es la estática. Por el contrario, en microondas y en menor grado en VHF, el nivel de entrada mínimo que puede recibirse está determinado por el ruido del receptor. Este ruido se debe casi exclusivamente a las etapas sintonizadas del mismo.

- El *margen dinámico* es la diferencia en dB entre el nivel de entrada mínimo y el nivel de entrada que satura al receptor y produce distorsión.
- Otras características son: la distorsión, la respuesta a las frecuencias espúreas y los efectos debidos a la intermodulación.

¹ El nivel de salida y las características de las señales usadas en los ensayos están normalizados

20.3.1 Receptor de AM de onda media

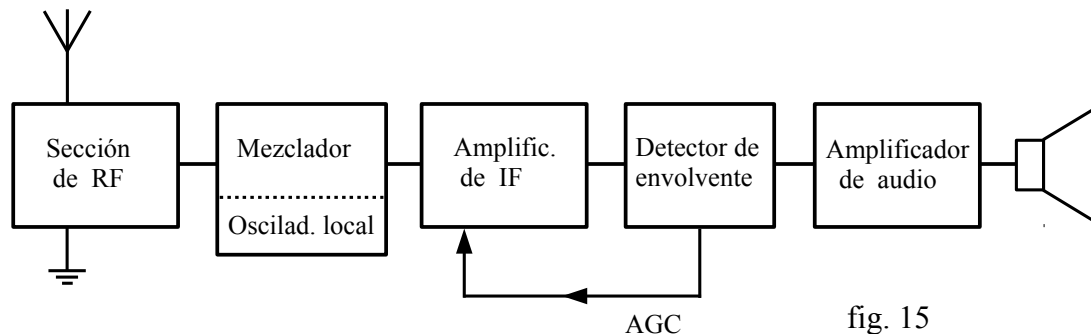


fig. 15

Estos receptores cubren la banda de 540 KHz a 1600 KHz. La sección de RF suele ser un sencillo circuito sintonizado. En los receptores portátiles y en algunos fijos, una antena de ferrite forma parte de dicho circuito sintonizado. En cambio, otros receptores fijos emplean una antena de cuadro o un alambre corto como antena externa.

La etapa conversora combina a veces en un mismo dispositivo las funciones de mezclador y oscilador local. La misma traslada la señal de RF a una IF de usualmente 455 KHz. La sintonía de la sección de RF y la frecuencia del oscilador local se ajustan mediante un comando único. En principio, el oscilador puede operar por encima o por debajo de f_{RF} , dando lugar a dos alternativas:

- Si $f_{IF} = f_o - f_{RF}$, entonces $995 \text{ KHz} \leq f_o \leq 2055 \text{ KHz}$, lo cual da una relación entre ambas frecuencias límite de 2,06 a 1. Se suele elegir esta opción.
- Si $f_{IF} = f_{RF} - f_o$, entonces $85 \text{ KHz} \leq f_o \leq 1145 \text{ KHz}$ y la relación es de 13,5 a 1

La segunda opción tiene la desventaja de que la frecuencia del oscilador local y sus armónicos pueden caer dentro del canal de IF, provocando interferencias.

Que la sintonía mediante comando único sea satisfactoria o no, depende del *arrastre* del oscilador local, o sea de su capacidad para oscilar arriba o abajo de f_{RF} con una diferencia igual a f_{IF} en toda la banda de frecuencias. En el primer caso, debe oscilar 455 KHz por encima de f_{RF} en toda la banda y como la frecuencia de resonancia es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la capacidad, ésta debe cambiar en un factor de 8,8 en la sección de RF y en un factor de 4,26 en el oscilador. Un circuito así es difícil pero no imposible de construir. En el segundo caso, la capacidad debería cambiar en un factor de 182.

En los receptores sencillos con componentes discretos, la etapa conversora

consta de un FET o BJT que cumple ambas funciones. Los receptores modernos usan un mezclador en celda de Gilbert y un oscilador local integrados en un IC.

El amplificador de frecuencia intermedia debe proveer una gran ganancia con un ancho de banda algo menor a 10 KHz. Consta usualmente, o bien de dos etapas sintonizadas con BJT o FET, o de un amplificador sintonizado en IC. Es común el uso del acoplamiento simple sintonizado, a diferencia de los receptores con tubos de vacío que solían ser doble sintonizados.

El detector es del tipo de envolvente y provee además la tensión para el AGC de tipo simple, que se aplica a la primera etapa de IF.

El amplificador de audio provee la potencia necesaria para accionar el altavoz.

20.3.2 Receptor de FM

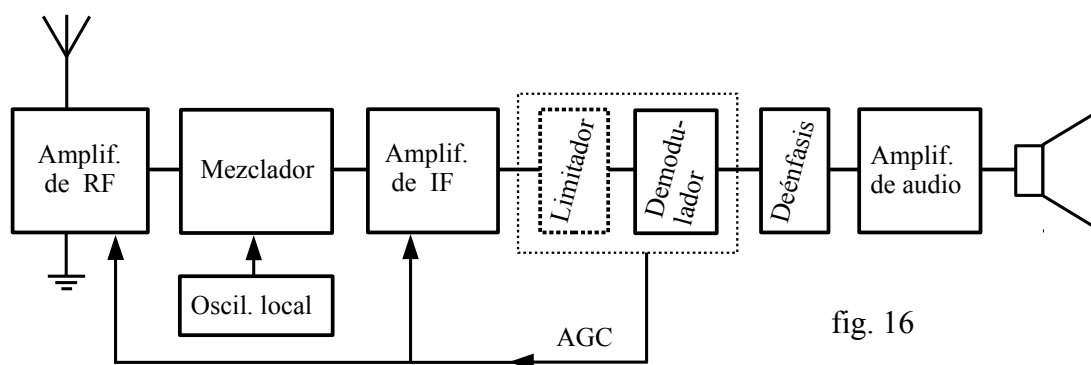


fig. 16

La modulación de frecuencia se usa normalmente en VHF y frecuencias más altas. Los receptores de radiodifusión de FM cubren la banda de 88 a 108 MHz.

La sección de RF consta del acoplamiento sintonizado de antena y de por lo menos una etapa amplificadora de bajo ruido. Se logra así suficiente rechazo de frecuencia imagen y una sensibilidad del orden de 1 μ V.

El mezclador debe ser de bajo ruido. Es habitual que el oscilador, para evitar los pequeños corrimientos, tenga un control automático de frecuencia o AFC.

El amplificador de frecuencia intermedia típico funciona a una frecuencia relativamente alta, 10,7 MHz en los receptores de radiodifusión de FM, con el objeto de asegurar un buen rechazo de imagen. El ancho de banda varía según el tipo de servicio, siendo en radiodifusión de 200 KHz.

La salida de ruido del receptor es mínima cuando el receptor no responde a las variaciones de amplitud de la señal recibida. La mayoría de los demoduladores de FM son, al menos en cierto grado, también capaces de

responder a la modulación de amplitud. Cuando el tipo de demodulador usado lo requiere, se intercala antes del mismo un *limitador*, el cual usualmente consiste en un amplificador de IF de alta ganancia, que “recorta” la señal removiendo las variaciones de amplitud. En los receptores con componentes discretos, el demodulador más usado era el detector de relación, el cual no requiere limitador. De los detectores en IC, el detector de cuadratura requiere el uso de un limitador, mientras que el detector con PLL es inmune a las variaciones de amplitud.

El uso del AGC también beneficia a los receptores de FM. En el amplificador de RF evita la sobrecarga del mezclador, el cual necesita una señal de cierto nivel y sin recortar para operar correctamente. En el amplificador de IF, opera junto con el limitador para entregar al demodulador una señal de amplitud constante.

Para obtener una distribución del nivel de ruido constante dentro de todo el espectro de audiofrecuencias, en la radiodifusión comercial de FM se acentúan o enfatizan las audiofrecuencias altas de la señal emitida. El filtro de deénfasis realiza en el receptor la operación contraria. Usualmente se trata de un simple filtro pasabajos R-C, con una frecuencia de corte $f_2 = 2,1 \text{ KHz}$ ($R \cdot C = 75 \mu\text{s}$).

20.3.3 Receptor de doble conversión

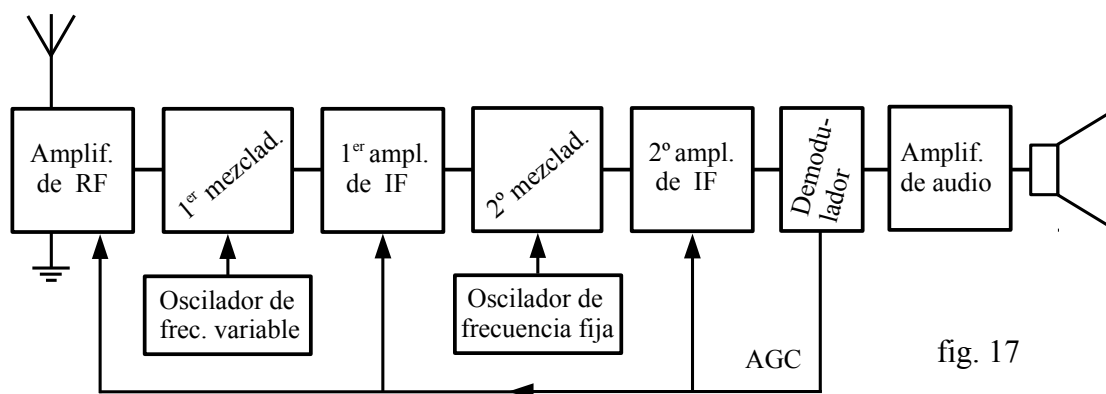


fig. 17

Los valores de frecuencia intermedia usados en los receptores de radiodifusión de AM y FM descritos, son el resultado de un compromiso entre selectividad y rechazo de frecuencia imagen. Las emisoras comerciales tienen asignadas sus frecuencias con un intervalo tal, que permite obtener un resultado satisfactorio.

Los receptores de comunicaciones de onda corta y frecuencias superiores, los teléfonos celulares, los sistemas de radar y otros usos profesionales, presentan requerimientos más estrictos de rechazo de frecuencia imagen y de selectividad

de canal adyacente que un receptor de simple conversión no puede satisfacer.

El receptor superheterodino de doble conversión usa una 1ª IF alta, para que la sección de RF pueda suprimir efectivamente la frecuencia imagen. La 2ª IF es baja, lo cual facilita obtener una buena selectividad de canal adyacente y alta ganancia. Los amplificadores de IF suelen usar acoplamiento doble sintonizado.

En el receptor de la fig. 17, la frecuencia del oscilador local del 1º mezclador se ajusta junto con la sintonía del amplificador de RF, en tanto que el oscilador del 2º mezclador es de frecuencia fija controlada por cristal.

Si el receptor ha de operar en diferentes bandas, es necesario conmutar el inductor del oscilador junto con los inductores del circuito de antena y del amplificador de RF. El amplio margen de frecuencias a cubrir y el uso de un conmutador mecánico, hacen casi imposible construir un oscilador que tenga la estabilidad necesaria. En los receptores modernos, este problema se resuelve utilizando un *sintetizador de frecuencia*.

Sintetizadores de frecuencia

Un sintetizador de frecuencia, es un generador de frecuencia variable que genera múltiples frecuencias a partir de un oscilador maestro controlado por cristal. La síntesis se puede lograr de tres formas:

- *Síntesis analógica directa*

Se genera un conjunto de frecuencias estables a partir de la frecuencia base del oscilador maestro, la cual es dividida mediante contadores o multiplicada en generadores armónicos. Las diferentes frecuencias generadas son sumadas o restadas mediante mezcladores balanceados, obteniendo así la frecuencia deseada.

- *Síntesis digital directa (DDS)*

Se basa en un contador digital que, eligiendo la magnitud en que se incrementa la cuenta por cada ciclo de una frecuencia base controlada a cristal, permite sintetizar señales de diferentes frecuencias. La salida del contador, llamado *registro de fase*, se usa para acceder a una memoria que contiene los valores que relacionan la fase con la amplitud de una señal usualmente senoidal. La salida de la memoria es a su vez convertida mediante un convertidor digital/analógico en una tensión. El período de la señal es igual al tiempo que le lleva al contador alcanzar su cuenta máxima.

• Síntesis indirecta

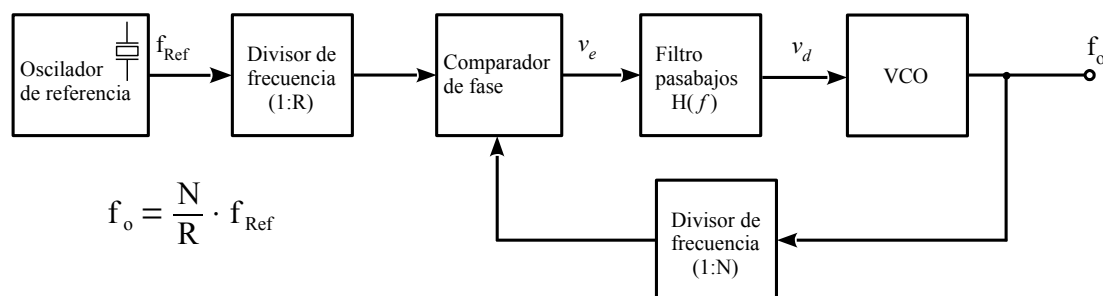


fig. 18

Este tipo de sintetizador es básicamente un PLL que tiene la particularidad de que, tanto la señal de entrada como la generada por el VCO, pasan por sendos divisores programables de frecuencia antes de llegar al comparador de fase.

La señal de frecuencia f_{Ref} proveniente de un oscilador controlado por cristal, pasa a través de un divisor programable de frecuencia. El mismo puede ser ajustado para dividir la frecuencia entre cualquier entero R , dentro de las necesidades del sistema y de los límites que impongan los componentes. La señal proveniente del VCO es también a su vez dividida entre un entero¹ N y ambas señales son comparadas en el comparador de fase, el cual entrega al VCO la tensión de control adecuada para producir el enganche o “lock”. Se obtiene así en la salida una señal cuya estabilidad en frecuencia depende de la estabilidad de la señal de referencia.

Programando diferentes valores de R y N , se obtiene una variación discreta de la frecuencia de salida, donde el rango y la resolución dependen de la red divisora y del valor de la frecuencia de referencia que ingrese al comparador de fase.

La sintonía del VCO debe de poder hacerse dentro de toda la gama de frecuencias necesaria simplemente variando la tensión de control, sin necesidad de conmutar ningún inductor o capacitor. En casos como el de los receptores de comunicaciones que cubren el amplio margen que va de 500 KHz a 30 MHz, el receptor está equipado con 2 o más VCO completos, cada uno de ellos diseñado para un segmento diferente del espectro a cubrir. El circuito lógico que comanda la sintonía, además de programar los divisores, activa el VCO correspondiente conectando su alimentación.

¹ Existen técnicas que permiten hacer la división de frecuencia entre un N fraccionario

Bibliografía

- F. Langford-Smith, RCA – Radiotron Designer's Handbook
- K. R. Sturley, Radio Receiver Design
- Clarke y Hess, Communication Circuits: Analysis and Design
- André Pacaud, Électronique Radiofréquence
- Frederick E. Terman, Ingeniería Electrónica y de Radio
- F. E. Terman y J. M. Pettit, Mediciones Electrónicas
- K. R. Sturley, Receiver Aerial Coupling Circuits – Wireless Engineer, April and May 1941
- S. W. Amos, Receiver Aerial Couplings for Medium Wavelengths – Journal of the British Institution of Radio Engineers, July – August 1946
- M. Reed, The Design of High-frequency Transformers – Wireless Engineer, July 1931
- W. T. Cocking, Avoiding Ganging Errors – Wireless World, November 1937
- J. B. Rudd, Theory and Design of RF Transformers – A.W.A. Technical Review, March 1944
- W. A. Everden, Ferrite Rod Aerials - Wireless World, September 1954
- H. Sutcliffe, Effective length of ferrite rod aerials - Wireless World, December 1979
- H. J. Laurent and C. A. B. Carvalho, Ferrite Antennas for AM Broadcast Receivers - IEEE Transactions on Broadcast and TV Receivers, July 1962
- R. C. Pettengill, H. T. Garland and J. D. Meindl, Receiving Antenna Design for Miniature Receivers - IEEE Transactions on Antennas and Propagation, July 1977
- M. H. Norwood and E. Shatz, Voltage Variable Capacitor Tuning: A Review – Proc. IEEE, May 1968
- Doug Johnson, Tuning Diode Design Techniques – Motorola AN-551
- R. De Cola, Varactor Tuning Applied to AM-FM Receivers - IEEE Trans. Broad. TV Rec., July 1967
- Jakob S. Vogel, Distortion and Mixing Processes in Field-Effect Transistors - Proc. IEEE, Dec. 1967
- Siang-Ping Kwok, Unified Approach to Optimum FET Mixer Design – Motorola AN-410
- Barrie Gilbert, A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanosecond Response - IEEE Journal of Solid-State Circuits, December 1968
- M. Curtin, P. O'Brien, Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters - Part 1-3, *Analog Devices Analog Dialogue* 33-3, 33-5 y 33-7, 1999
- Kenwood, R-600 Communications Receiver Service Manual