

## 19. Demodulación

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

### 19.1 Recuperación de la información

Cuando una onda portadora modulada alcanza el punto de recepción, se debe extraer de la misma la información o señal transportada. A este proceso se lo denomina *demodulación* o *detección*. Mediante la demodulación el espectro de la señal, que estaba centrado alrededor de  $\omega_p$ , es desplazado hacia abajo en la escala de frecuencia de manera de centrarlo nuevamente alrededor de la frecuencia cero, retornándolo a su posición original.

### 19.2 Detección de AM

Existen dos métodos básicos de detección de AM:

- La detección sincrónica, en la cual se multiplica la señal entrante por la señal de un oscilador local con la misma frecuencia y fase que la portadora de dicha señal entrante. Luego de filtrar el resultado del producto, se obtiene la señal moduladora original. Este método detecta tanto AM convencional como B.L.U.
- Detectores de envolvente. Un detector de envolvente ideal es un dispositivo que muestrea el valor de pico de cada ciclo positivo (o negativo) de la portadora y retiene dicho valor hasta que ocurre el siguiente ciclo.

Como puede verse en la fig. 1, a menos que se cumpla que  $\omega_p \gg \omega_s$  habrá en la salida una componente de rizado considerable que será necesario filtrar.

La mayoría de los receptores de radiodifusión de AM, usan detectores de envolvente cuya forma básica se muestra en la fig. 2.

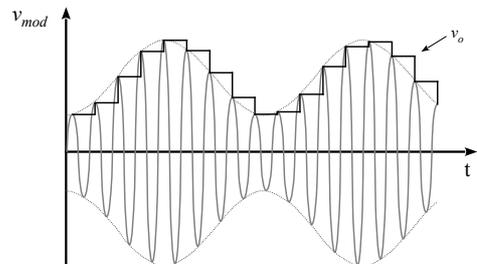


fig. 1

**19.2.1 Detector de envolvente**

Su comportamiento es similar al de un rectificador con filtro por capacitor. En cada semiciclo positivo de la onda portadora, el capacitor C se carga hasta un valor casi igual al valor de pico, descargándose luego sobre el resistor R durante el semiciclo negativo siguiente. Si la constante de tiempo RC es lo suficientemente pequeña, la tensión de salida  $v_o$  tenderá a seguir la envolvente de la onda modulada.

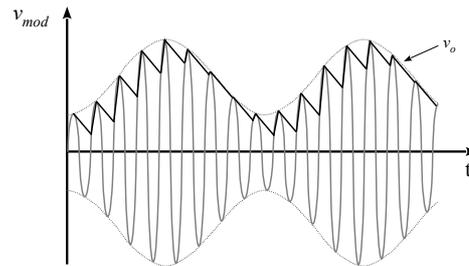
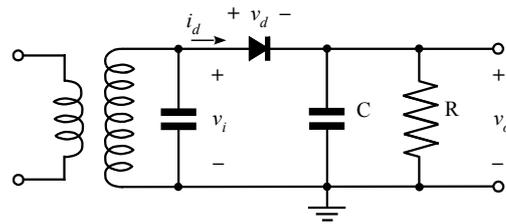


fig. 2

**Análisis sin modulación**

Supondremos para el análisis que el diodo tiene en sentido inverso resistencia infinita, mientras que en sentido directo presenta una resistencia finita y constante  $r_d$ , lo cual se corresponde con la curva del dispositivo de la fig. 3.

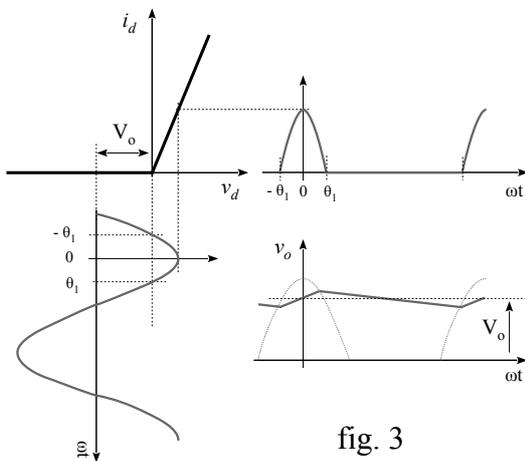


fig. 3

Cuando mediante el circuito sintonizado se aplica al diodo y su carga una tensión alterna sin modular:  $v_i = V_p \cos \omega_p t$  circula a través de R una componente continua. Como la reactancia de C es baja a  $\omega_p$ , no aparece una tensión de RF apreciable a la salida. La tensión sobre el diodo es la suma de una componente de RF producida por el excitador más una

componente continua  $V_o$  que aparece a través de

$$v_d = V_p \cos \theta - V_o \quad (1)$$

la carga. La tensión instantánea sobre el diodo es:

donde  $\theta = \omega \cdot t$ . El diodo es atravesado por la corriente  $i_d$ , la cual se obtiene en sentido directo haciendo el cociente  $v_d/r_d$  y es cero en sentido inverso.

$$i_d = \frac{v_d}{r_d} = \frac{V_p \cos \theta - V_o}{r_d}, \quad v_d > 0 \quad (2)$$

$$i_d = 0, \quad v_d < 0$$

De las ec. (2) se deduce que el pasaje del diodo de la conducción al corte se produce a un ángulo de valor  $\theta_1$  tal que

$$\cos \theta_1 = \frac{V_o}{V_p} \quad (3)$$

La corriente instantánea  $i_d$  contiene varias componentes y se la puede desarrollar en serie de Fourier. Sea  $I_o$  la componente continua correspondiente al valor medio e  $I_1$  la componente alterna fundamental de frecuencia  $\omega_p$ .

$$I_o = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_d d\theta = \frac{1}{2\pi r_d} \int_{-\theta_1}^{\theta_1} (V_p \cos \theta - V_o) d\theta = \frac{1}{\pi r_d} (V_p \text{sen } \theta_1 - V_o \cdot \theta_1)$$

Despejando el valor de  $V_o$  de la ec. (3)

$$\Rightarrow I_o = \frac{V_p}{\pi r_d} (\text{sen } \theta_1 - \theta_1 \cdot \cos \theta_1) \quad (4)$$

y sustituyendo en la ecuación anterior:

Como vimos,  $V_o$  se debe al pasaje de la componente continua  $I_o$  a través de  $R$ , de donde resulta que:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_p \cos \theta_1}{R} \quad (5)$$

igualando ec.(4) y (5):

$$\frac{V_p \cos \theta_1}{R} = \frac{V_p}{\pi r_d} (\text{sen } \theta_1 - \theta_1 \cdot \cos \theta_1) \Rightarrow \frac{R}{r_d} = \frac{\pi}{\text{tg } \theta_1 - \theta_1} \quad (6)$$

Esto demuestra la existencia de una relación funcional directa entre  $\theta_1$  y la relación entre los valores de  $R$  y  $r_d$ . Como no es fácil transformar la ec. (6) a la forma  $\theta_1 = f(R/r_d)$ , para hallar  $\theta_1$  se calcula una tabla de valores y se traza la curva correspondiente tomando como variable independiente a  $R/r_d$ .

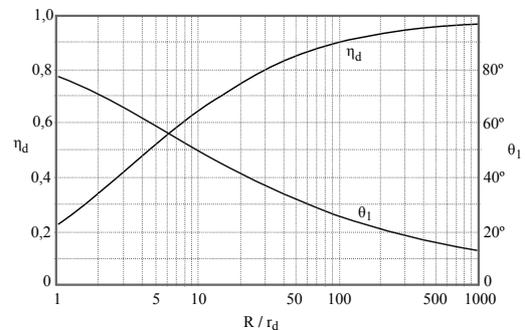


fig. 4

Si la resistencia de carga  $R$  fuese infinita, resultaría que  $V_o = V_p$ . Se define el *rendimiento de detección*  $\eta_d$  como la razón entre el valor  $V_o$  obtenido y  $V_p$

$$\eta_d = \frac{V_o}{V_p} = \frac{R}{\pi r_d} (\text{sen } \theta_1 - \theta_1 \cdot \cos \theta_1) \quad (7)$$

El detector de la fig. 2 absorbe potencia del circuito sintonizado, el cual actúa como filtro. La tensión aplicada  $v_i$  es cosenoidal pura y aunque la corriente que circula por el diodo contiene componentes de distintas frecuencias, solamente aquella cuya frecuencia y fase son iguales a las de la tensión aplicada contribuye

a la potencia consumida. El valor de pico de esta corriente  $I_1$  está dado por el coeficiente de Fourier correspondiente y es:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_d \cos \theta \, d\theta = \frac{1}{\pi r_d} \int_{-\theta}^{\theta} (V_p \cos \theta - V_o) \cos \theta \, d\theta$$

Integrando y sustituyendo el valor de  $V_o$  a partir de la ec. (3), resulta:

$$\Rightarrow I_1 = \frac{V_p}{\pi r_d} (\theta_1 - \text{sen } \theta_1 \cdot \cos \theta_1) \quad (8)$$

Como  $V_p$  e  $I_1$  son valores de pico, la potencia absorbida es:

$$P_{in} = \frac{V_p \cdot I_1}{2} = \frac{V_p^2}{2\pi r_d} (\theta_1 - \text{sen } \theta_1 \cdot \cos \theta_1) \quad (9)$$

**Impedancia de entrada**

La resistencia efectiva que presenta el detector a su entrada está dada por:

$$R_{in} = \frac{V_p^2}{2P_{in}} = \frac{\pi r_d}{\theta_1 - \text{sen } \theta_1 \cdot \cos \theta_1} \quad (10)$$

Despejando  $\pi \cdot r_d$  en la ec. (6) y sustituyendo en la ec. (10), la relación entre  $R_{in}$  y  $R$  es:

$$\frac{R_{in}}{R} = \frac{\text{tg } \theta_1 - \theta_1}{\theta_1 - \text{sen } \theta_1 \cdot \cos \theta_1} \quad (11)$$

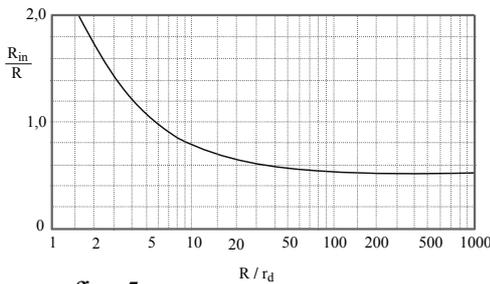


fig. 5

Tomando de la gráfica de la fig. 4 los valores de  $\theta_1$  para cada valor de  $R/r_d$  y sustituyéndolos en la ec. (11), se obtiene la gráfica de la fig. 5. Para valores de  $\eta_d$  mayores que 0,8 se cumple que:

$$R_{in} \approx \frac{R}{2\eta_d} \quad (12)$$

**Análisis con modulación**

Si se aplica a la entrada una tensión alterna modulada  $v_i$ , la ec. (4) que da la corriente  $I_o$  tomará la forma:

$$v_i = V_p (1 + M_A \cos \omega_s t) \cdot \cos \omega_p t$$

$$I_o = \frac{v_i}{\pi r_d} (\text{sen } \theta_1 - \theta_1 \cdot \cos \theta_1)$$

La salida del detector es el producto de  $I_o$  por  $R$ , el cual operando deviene:

$$v_o = I_o \cdot R = V_p \cdot \eta_d (1 + M_A \cos \omega_s t) \quad (13)$$

La tensión de salida es ahora la suma de una tensión continua que depende de  $V_p$  y de un término que varía al ritmo de la frecuencia de modulación y cuya amplitud es proporcional a  $V_p \cdot M_A = V_s$ . Esto significa que se ha recuperado la señal moduladora original sin distorsión.

**Distorsión en los detectores de envolvente**

En general se desea evitar que la componente de continua presente a la salida del detector llegue a la carga  $R_L$ , función que cumple el capacitor  $C_c$ .

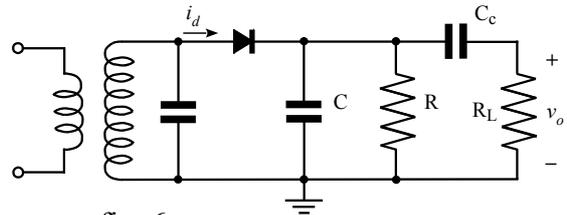


fig. 6

En este caso, la resistencia de carga ofrecida a la componente de DC de la corriente rectificadora es  $R_{dc} = R$  mayor que para las componentes AC debidas a la modulación:  $R_{ac} = R // R_L$

Como  $R_{ac} < R_{dc}$ , el valor de pico de la corriente alterna puede llegar a superar al valor de la componente continua  $I_o$ . Esto no es un problema cuando ambas se suman en el pico de la onda modulada. En el valle de la misma en cambio, tiene lugar una resta y si la componente de alterna fuese mayor que  $I_o$  se debería invertir el sentido de circulación de  $i_d$ , lo cual es impedido por el diodo. En consecuencia, la envolvente se corta al nivel cero y se origina una distorsión.

Según las ec. (5) y (7), para la componente continua  $I_o$ :  $I_o \cdot R_{dc} = V_o = \eta_d \cdot V_p$

Mientras que para una componente de corriente de modulación de valor de pico  $I_m$ , tenemos por ec. (13):  $I_m \cdot R_{AC} = \eta_d \cdot M_A \cdot V_p$

Aplicando a la definición estas dos expresiones, el índice de modulación de la corriente rectificadora es:  $M_A' = \frac{I_m}{I_o} = M_A \frac{R_{dc}}{R_{ac}}$

Para que la tensión de salida reproduzca sin distorsión la envuelta de modulación de la señal aplicada a la entrada, se debe cumplir que  $M_A' \leq 1$ .

De esto se deduce, que el máximo índice de modulación que puede tener dicha señal es:  $M_{A_{max}} = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{G}{G + G_L}$  (14)

Como el detector tiene impedancia finita, la tensión que aparece a su entrada es menor que la que habría si el mismo no absorbiera energía. El monto de esta reducción queda determinado por la relación entre dicha impedancia de entrada y la impedancia equivalente del circuito excitador. Cuando el circuito de carga del diodo ofrece diferentes impedancias a las componentes de modulación y de DC de la corriente rectificadora, la impedancia de entrada del detector no es la misma para la portadora que para las frecuencias laterales y la amplitud de las bandas laterales se reduce proporcionalmente más que la portadora. En consecuencia, *el*

índice de modulación de la onda modulada realmente presente a la entrada del detector es menor que el de la onda originalmente radiada. Esto atenúa la distorsión que ocurre cuando el índice de modulación de la señal original es muy alto.

La tensión de salida  $v_o$  va a seguir exactamente a la envolvente siempre que C pueda cargarse y descargarse con suficiente rapidez. Cuando disminuye la amplitud de la onda portadora, la descarga a través de  $R_{ac}$  determina una constante de tiempo grande. En los flancos ascendentes de la envolvente C se carga a través de  $r_d$ , la que al ser mucho menor que R no supone una limitación.

Si la portadora disminuyera demasiado rápido, el diodo quedaría polarizado inversamente y dejaría de conducir. Si esto ocurriera a partir del momento  $t_c$ ,  $v_o$  seguiría durante cierto intervalo la curva de descarga de un capacitor:

$$v_o = V_C e^{-t/R_{ac}C} \quad \text{con} \quad V_C = v_o(t_c)$$

Para que  $v_o$  pueda seguir a la envolvente, la velocidad de cambio de la constante de tiempo  $R_{ac} \cdot C$  debe ser

$$\frac{d}{dt} V_C \cdot e^{-t/R_{ac}C}$$

igual o mayor que la velocidad de cambio de la envolvente a la frecuencia más alta de modulación.

$$\frac{d}{dt} [V_p (1 + M_A \cos \omega_s t)]$$

Haciendo ambas derivadas y planteando la desigualdad, para que el diodo no pase al corte en el instante  $t_c$ , se debe cumplir que:

$$\omega_s R_{ac} \cdot C \leq \frac{V_C \cdot e^{-t_c/R_{ac}C}}{V_p M_A \sin \omega_s t_c} \quad (15)$$

En el instante  $t_c$ , la tensión sobre C y la tensión de la onda modulada son iguales. Sustituyendo en la ec. (15), se puede reescribir la desigualdad como:

$$v_o(t_c) = V_p (1 + M_A \cos \omega_s t_c) = V_C e^{-t_c/R_{ac}C}$$

$$\omega_s R_{ac} \cdot C \leq \frac{1 + M_A \cos \omega_s t_c}{M_A \sin \omega_s t_c} \quad (16)$$

Esta desigualdad debe cumplirse para cualquier valor de  $t_c$ . El valor máximo de  $\omega_s \cdot R_{ac} \cdot C$  se puede hallar derivando el miembro de la derecha de la ec. (16) respecto a  $t_c$  y hallando su mínimo, el cual se produce cuando:  $M_A = -\cos \omega_s t_c$  y en consecuencia  $\sin \omega_s t_c = \sqrt{1 - M_A^2}$

Sustituyendo los valores hallados en la ec. (16), resulta que el valor máximo del capacitor para una correcta operación es:

$$C_{\max} \leq \frac{1}{\omega_{s \max} M_A \cdot R_{ac}} \sqrt{1 - M_A^2} \quad (17)$$

### Detectores prácticos

Además de la tensión alterna equivalente a la señal moduladora, la salida del detector de la fig. 6 contiene también una componente residual de RF. En los detectores prácticos, la

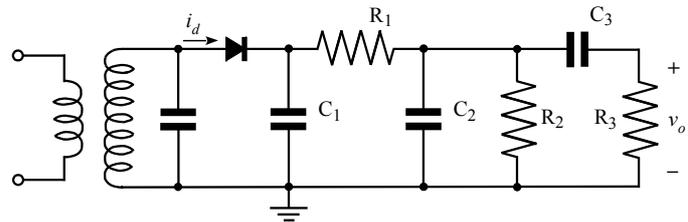


fig. 7

misma es filtrada empleando una disposición semejante al ejemplo de la fig. 7.

La combinación  $R_1C_2$  forma un filtro pasabajos que evita que la RF llegue a la salida y  $C_3$  bloquea la componente DC de la salida rectificada para evitar que atraviese  $R_3$ , que usualmente es el potenciómetro de volumen. Las resistencias de carga para DC y AC son:

$$\begin{aligned} R_{dc} &= R_1 + R_2 \\ R_{ac} &= R_1 + R_2 // R_3 \end{aligned} \quad (18)$$

En la fig. 7 se hace  $R_3$  grande en comparación con  $R_2$  para minimizar la diferencia entre  $R_{dc}$  y  $R_{ac}$ , a la vez que se elige  $R_1$  más grande de lo que sería necesario para su función como filtro. Usualmente:

Normalmente se eligen  $C_1$  y  $C_2$  iguales a la mitad de  $C_{max}$ . Además, se ha determinado que la distorsión del tipo "failure to follow" se mantiene baja si:

$$\begin{aligned} R_1 &= 10 \% \text{ de } R_2 \\ C_1 &= C_2 = \frac{C_{max}}{2} \\ C_{max} &< \frac{1}{\omega_{smax} M_A \cdot R_{ac}} \end{aligned} \quad (19)$$

### 19.2.2 Control Automático de Ganancia (AGC)

El AGC fue implementado en los primeros receptores de radiodifusión para contrarrestar el fenómeno del *fading* (definido como variaciones lentas en la intensidad de las señales recibidas), el cual obligaba a reajustar continuamente el receptor a fin de mantener un nivel de salida más o menos constante. Así visto, *el AGC es un dispositivo que varía automáticamente la amplificación de señal total de un receptor en función del nivel de potencia de la onda portadora.*

En general, los circuitos de AGC se emplean en muchos sistemas donde, o bien una gran variación en el nivel de la señal de salida produciría un desempeño inaceptable del mismo, o cuando la señal de entrada puede variar dentro de un amplio rango dinámico. Si el nivel de la señal de entrada cambia a una velocidad mucho menor que la información en ella contenida, el AGC permite llevarla a un nivel predefinido para ser procesada por los circuitos subsiguientes.

**AGC simple**

La tensión continua  $V_o$  presente a la salida del diodo de un detector de envolvente es proporcional a la tensión de la portadora. Para obtener un AGC simple, en la fig. 8 se ha conectado el diodo de modo que la tensión del AGC tenga la polaridad adecuada y agregado el filtro pasabajos  $R_4C_4$  para remover la componente AC. La constante de tiempo de dicho filtro debe ser grande con respecto al período de la frecuencia de modulación más baja presente. Para las componentes de modulación,  $R_4$  tiene un terminal efectivamente conectado a masa y así:

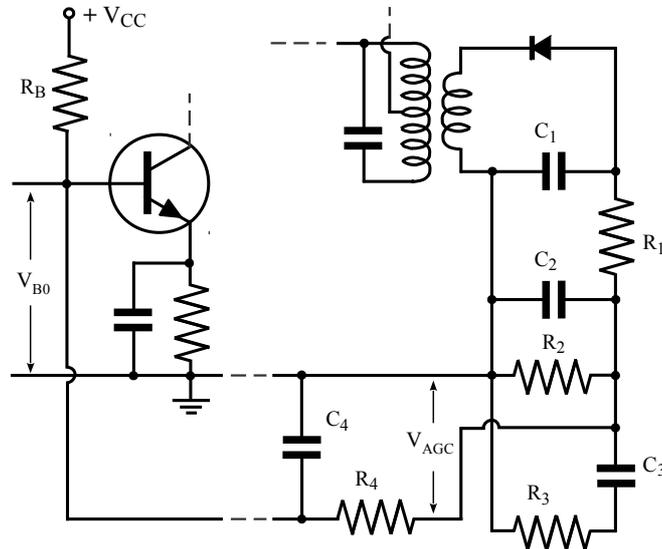


fig. 8

$$R_{ac} = R_1 + R_2 // R_3 // R_4 \quad (20)$$

Si el AGC se usa para controlar la polarización de la base de un BJT, el mismo deberá suministrar no sólo tensión sino también potencia y afectará a  $R_{dc}$ .

En el circuito de la fig. 8, se cumplen estas relaciones entre tensión y corriente: De sustituir  $I_{R4}$  en la 1ª y operar resulta

$$V_{CC} - V_{AGC} = (I_{R4} + I_B) \cdot R_B + I_{R4} \cdot R_4$$

$$V_{B0} - V_{AGC} = I_{R4} \cdot R_4$$

la ec. (21), que permite hallar  $V_{AGC}$  para cualquier valor de  $I_C$

$$V_{AGC} = -V_{CC} \frac{R_4}{R_B} + V_{B0} \frac{R_B + R_4}{R_B} + I_B \cdot R_4 \quad (21)$$

**AGC retardado**

Con el AGC simple, aún cuando se recibe una portadora débil se genera una tensión de AGC que tiende a reducir la ganancia. Básicamente, un sistema de AGC retardado utiliza un rectificador independiente que ha sido polarizado de modo tal, que no comience a conducir hasta que se haya alcanzado

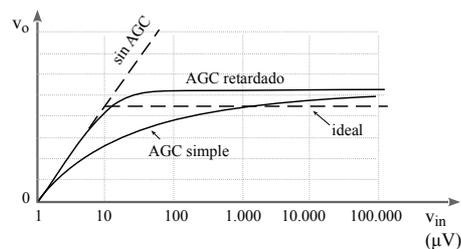
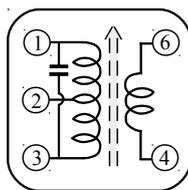
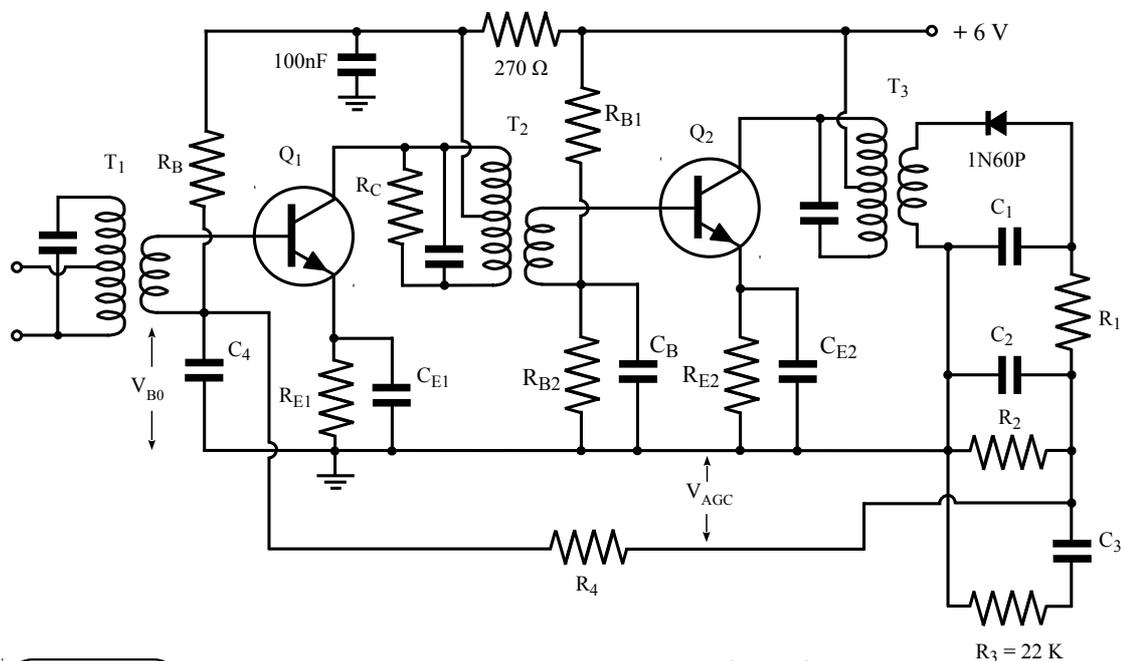


fig. 9

un nivel de señal prefijado. De esta manera, las señales débiles aprovechan toda la ganancia disponible. Usualmente el sistema es más sofisticado e incluye un amplificador de AGC para no cargar excesivamente al circuito sintonizado. En la fig. 9 se puede comparar el comportamiento de ambos tipos de AGC.

**Ejemplo**

Proyectar un amplificador de FI con detector de AM y AGC simple según el circuito clásico<sup>1</sup> de la figura,  $f_r = 455 \text{ KHz}$  y banda pasante a  $-6 \text{ dB}$  de  $100 \text{ Hz}$  a  $5 \text{ KHz}$



$L = 680 \mu\text{H}$   
 $C = 180 \text{pF}$

Q	Número de espiras		
	(1-2)	(2-3)	(4-6)
T <sub>2</sub>	80	98	57
T <sub>3</sub>	60	126	26

El colector del transistor está conectado al terminal 3 del transformador.

BF 254  $g_{11} = 0,3 \text{ mS}$   $b_{11} = 0,06 \text{ mS}$   
 a  $455 \text{ KHz} \Rightarrow y_{12} = 1,7 \mu\text{S} \angle -90^\circ$   
 $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$   $y_{21} = 38 \text{ mS} \angle 0^\circ$   
 $h_{FE \text{ min}} = 65$   $g_{22} = 3,2 \mu\text{S}$   $b_{22} = 3,4 \mu\text{S}$

Se debe evitar sobreexcitar los transistores para no distorsionar la envolvente, por lo que  $v_{be}$  no puede superar los  $26 \text{ mV}$  de pico en ninguno de ellos. Es muy

<sup>1</sup> Aunque este circuito ya no es habitual en los receptores domésticos, su simplicidad lo hace ideal para ilustrar la relación entre el amplificador sintonizado, el detector de AM y el AGC.

importante que  $Q_2$  opere con ganancia fija, porque que de lo contrario no habría suficiente potencia disponible para alimentar el detector y el AGC.

### Polarización de $Q_1$

Como  $y_{21} \approx g_m = \alpha_o |I_E| / V_T$ , para tener una gama de ajuste de 30 dB en la ganancia de  $Q_1$  se debe cumplir:  $20 \cdot \log \left( \frac{I_{C_{\max}}}{I_{C_{\min}}} \right) = 30 \text{ dB}$

Elegiremos tentativamente los valores:  $V_{B0_{\max}} = 1 \text{ V}$  e  $I_{C1_{\max}} \approx 800 \mu\text{A}$

$V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$  para ese valor de  $I_C$ ,

$$\Rightarrow R_{E1} = \frac{V_{B0_{\max}} - V_{BE}}{I_{C1_{\max}}} = 375 \Omega \approx 390 \Omega$$

calculamos así el valor de  $R_{E1}$  y

los valores resultantes  $I_{C1_{\max}} = \frac{V_{B0_{\max}} - V_{BE}}{R_{E1}} = 769 \mu\text{A}$  e  $I_{B1_{\max}} = \frac{I_{C1_{\max}}}{h_{FE_{\min}}} = 11,8 \mu\text{A}$

máximo y mínimo de  $I_{C1}$ :  $I_{C1_{\min}} = I_{C1_{\max}} / 10^{30\text{dB}/20} = 24 \mu\text{A}$  e  $I_{B1_{\min}} = \frac{I_{C1_{\min}}}{h_{FE_{\min}}} = 0,37 \mu\text{A}$

La tensión

$$V_{B0_{\max}} = I_{C1_{\max}} \cdot R_{E1} + V_{BE} = 769 \mu\text{A} \cdot 390 \Omega + 0,7 \text{ V} = 1 \text{ V}$$

Base - masa

de  $Q_1$  resulta:  $V_{B0_{\min}} = I_{C1_{\min}} \cdot R_{E1} + V_{BE} = 24 \mu\text{A} \cdot 390 \Omega + 0,65 \text{ V} = 0,66 \text{ V}$

Para el calculo de  $C_{E1}$ , según el capítulo 12:

$$Z_i = \frac{1}{y_{11}} \approx 3,33 \text{ K} \quad R' = (h_{fe} + 1) R_{E1} = \left( \frac{y_{21}}{y_{11}} + 1 \right) R_{E1} \approx 127 \cdot 390 \Omega = 49,5 \text{ K}$$

$$C_{E1} > \frac{1 + R'/R_i}{\pi f_r R_{E1}} = \frac{1 + 49,5 \text{ K} / 3,33 \text{ K}}{\pi \cdot 455 \text{ KHz} \cdot 390 \Omega} = 28 \text{ nF}, \text{ elegimos } C_{E1} = 47 \text{ nF}$$

### Detector y AGC

El 1N60P es un diodo Schottky para pequeña señal, con baja caída de tensión en sentido directo. Tiene un rendimiento de detección  $\eta_d > 60 \%$  para  $R_L = 3,8 \text{ K}$ .

Debido al codo inicial en la característica del diodo, se requiere una ligera polarización directa en ausencia de señal a fin de optimizar la detección de pequeñas señales. Experimentalmente se determinó que  $v_d = 125 \text{ mV}$  cuando  $i_d = 14 \mu\text{A}$

Para que  $R_3$  afecte lo menos posible el valor  $R_2 = 10 \text{ K}$  y  $R_1 = 820 \Omega$

de  $R_{ac}$ , se debe elegir una  $R_2$  menor que  $R_3$ :  $V_{R2} = V_d + i_d \cdot R_1 \approx 136 \text{ mV}$

Usando los valores de tensión y corriente en ausencia de señal, tenemos que:

Por  $R_4$  circu-

$$\text{lan } I_d \text{ e } I_{R2}: \quad I_{R4} = I_d + \frac{V_{R2}}{R_2} = 27,6 \mu\text{A} \Rightarrow R_4 = \frac{V_{B0 \max} - V_{R2}}{I_{R4}} = 31,3 \text{K} \approx 33 \text{K}$$

Sin señal,  $R_B$  es atravesada por  $I_{R4}$

$$\Rightarrow R_B = \frac{V_{CC} - V_{B0 \max}}{I_{B1 \max} + I_{R4}} = 127 \text{K} \approx 130 \text{K}$$

y la máxima corriente de base de  $Q_1$

La frecuencia más baja de las componentes de modulación

$$C_4 \gg \frac{T}{R_4} = \frac{0,01 \text{S}}{33 \text{K}} = 0,3 \mu\text{F} \Rightarrow C_4 = 10 \mu\text{F}$$

es 100 Hz  $\rightarrow T = 0,01 \text{S}$

$$C_3 > \frac{1}{\omega_{s \min} (R_3 + R_2 // R_4)} = 207 \text{nF} \Rightarrow C_3 = 220 \text{nF}$$

Para que  $v_o$  pueda seguir a

la envolvente y con  $M_A = 1$

$$C_{\max} < \frac{1}{\omega_{s \max} M_A \cdot R_{ac}} = 4,9 \text{nF} \Rightarrow C_1 = C_2 = 2,2 \text{nF}$$

Las resistencias efectivas  $R_{dc}$  y  $R_{ac}$  (ignorando el efecto del AGC sobre  $R_{dc}$ ) son:

$$R_{dc} = R_1 + R_2 = 10,82 \text{K}$$

$$R_{ac} = R_1 + R_2 // R_3 // R_4 \approx 6,5 \text{K}$$

Se determinó experimentalmente el rendimiento de

detección del detector completo, con  $V_o$  medida sobre  $C_1$ :

$$\eta_d = \frac{V_o}{V_p} \approx 85 \%$$

Sin modulación, el valor máximo de la tensión  $V_p$  a la entrada del detector será el necesario para desplazar la tensión  $V_{AGC}$  desde su valor en reposo (sin portadora) hasta el valor necesario para que  $Q_1$  opere con su mínima ganancia.

Mediante la ec. (21) se halla el valor de  $V_{AGC}$  que corresponde a  $V_{B0 \min}$ :

$$V_{AGC} = -V_{CC} \frac{R_4}{R_B} + V_{B0} \frac{R_B + R_4}{R_B} + I_B \cdot R_4$$

$$\Rightarrow V_{AGC \min} = -1,523 \text{V} + 0,66 \text{V} \cdot 1,25 + 0,37 \mu\text{A} \cdot 33 \text{K} = -0,68 \text{V}$$

El detector absorbe del circuito sintonizado una potencia que depende de la corriente  $I_o$  total que entrega, que es

$$I_{R2} = \frac{V_{AGC}}{R_2} = \frac{0,68 \text{V}}{10 \text{K}} = 68 \mu\text{A}$$

la suma de  $I_{R2}$  e  $I_{R4}$ . Para  $V_{AGC \min}$

y despreciando  $I_{B1 \min}$ , éstas son:

$$I_{R4} \approx \frac{V_{CC} - V_{AGC}}{R_B + R_4} = \frac{6 \text{V} + 0,68 \text{V}}{130 \text{K} + 33 \text{K}} = 41 \mu\text{A}$$

$$\Rightarrow V_o = \Delta V_{AGC} + R_1 \cdot I_o = (0,136 \text{V} + 0,68 \text{V}) + 820 \Omega \cdot (68 \mu\text{A} + 41 \mu\text{A}) = 0,905 \text{V}$$

Por definición de rendimiento de detección:  $V_p = V_o / \eta_d = 0,905 \text{V} / 0,85 = 1,07 \text{V}$

La potencia que el detector consume de  $T_3$  es:  $P_L = (V_o \cdot I_o) / \eta_d = 116 \mu\text{W}$

Transistor  $Q_2$ 

La corriente de reposo de  $Q_2$  se estima en base a la potencia que éste debe entregar, que es la suma de la absorbida por el detector y de la que se disipa en la resistencia

interna de  $T_3$ .  $X_L = 2\pi f_r L = 1944 \Omega \Rightarrow R_p = X_L \cdot Q = 1944 \Omega \cdot 60 = 116,6 K$

$$V_p' = V_p \cdot \frac{N_{1-3}}{N_{4-6}} = 1,07 V \cdot \frac{152}{27} = 6,02 V \Rightarrow P_{Rp} = \frac{V_p'^2}{2 \cdot R_p} = \frac{(6,02 V)^2}{2 \cdot 116,6 K} = 155 \mu W$$

Previendo variaciones en los parámetros de los componentes, le agregaremos un 10 % a la potencia calculada. Así, *en presencia de una portadora sin modular*, la potencia que debe entregar  $Q_2$  es:

$$P_o = (P_L + P_{Rp}) \cdot 1,1 \approx 300 \mu W$$

En el caso de una onda modulada al 100%,  
la potencia de pico es 4 veces la potencia de  
la portadora sin modular.

$$P_{m100\%} = 4 \cdot P_o = \frac{V_{m100\%} \cdot I_{m100\%}}{2}$$

La tensión de pico será el doble  
que sin modulación y la corriente  
de reposo de  $Q_2$  deberá ser  
mayor que la corriente de pico.

$$V_{m100\%} = 2 \cdot V_p \cdot \frac{N_{2-3}}{N_{4-6}} = 2 \cdot 1,07 V \cdot \frac{26}{27} = 2,06 V$$

$$I_{CQ2} > I_{m100\%} = \frac{8 \cdot P_o}{V_{m100\%}} = \frac{8 \cdot 300 \mu W}{2,06 V} = 1,17 mA$$

Elegimos:

$$I_{CQ2} \approx 1,5 mA \Rightarrow R_{E2} = \frac{V_{RE2}}{I_{CQ2}} \approx 270 \Omega \Rightarrow R_{B2} = \frac{V_{RE} + V_{BE}}{7 \cdot I_{BQ}} \approx 6,8 K$$

$$V_{RE2} \approx 0,4 V \Rightarrow I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{h_{FE \min}} = 23 \mu A \quad R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{RB2}}{8 \cdot I_{BQ}} = 26,6 K \approx 27 K$$

Cálculo de  $C_{E2}$ , según el Cap. 12:  $R' = (h_{fe} + 1) R_{E2} \approx 127 \cdot 270 \Omega = 34 K$

$$C_{E2} > \frac{1 + R'/R_i}{\pi f_r R_{E2}} = \frac{1 + 34 K / 3,33 K}{\pi \cdot 455 KHz \cdot 270 \Omega} = 29 nF, \text{ elegimos } C_{E2} = 47 nF$$

Impedancias reflejadas y Ancho de Banda de  $T_3$ ,  $T_1$  y  $T_2$ 

Podemos calcular la conductancia  $G_{L2}$  que carga a  $Q_2$  a partir de  $P_o$  y  $V_p$ :

$$R_L' // R_p = \frac{V_p'^2}{2 \cdot P_o} = \frac{(6,02 V)^2}{2 \cdot 300 \mu W} = 60,4 K \Rightarrow G_{L2} = \left( \frac{N_{1-3}}{N_{2-3}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_L' // R_p} = 566 \mu S$$

$$R_o' = \left( \frac{N_{1-3}}{N_{2-3}} \right)^2 \cdot \frac{1}{g_{22}} = \left( \frac{152}{26} \right)^2 \cdot \frac{1}{3,2 \mu S} = 10,7 M \Rightarrow R_{Pt} = R_o' // R_L' // R_p = 60 K$$

$$Q_L = \frac{R_{Pt}}{\omega_r L} = \frac{60 \text{ K}}{1944 \Omega} = 30,9 \quad AB = \frac{f_r}{Q_L} = 14,7 \text{ KHz} \quad y_{21} \approx \frac{I_{C2}}{V_T} = 58 \text{ mS}$$

La ganancia de tensión de  $Q_2$  es:

$$Av_2 = \frac{v_L}{v_i} = \frac{-y_{21}}{g_{22} + G_{L2}} \cdot \frac{N_{4,6}}{N_{2,3}} = \frac{-58 \text{ mS}}{3,2 \mu\text{S} + 566 \mu\text{S}} \cdot \frac{27}{26} \approx -105$$

La principal función de  $T_3$  es acoplar eficientemente el detector al amplificador.

Se debe ahora determinar el  $Q_L$  de  $T_1$  y  $T_2$  de modo de obtener el AB total deseado. Partiendo de la la ec. (43a) del Cap. 18.2.5, la ganancia relativa en función de la frecuencia de tres etapas simple sintonizadas en cascada, dos de las cuales tienen el mismo AB y

la 3ª es diferente, se puede escribir como:

$$\left| \frac{Av(\omega)}{Av_r} \right| \approx \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ Q_L \frac{2(f-f_r)}{f_r} \right]^2}} \right]^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ Q_{L3} \frac{2(f-f_r)}{f_r} \right]^2}}$$

Para  $f_{2-6dB} = 460 \text{ KHz}$ ,

sustituyendo los valores y despejando, se obtiene:

$$\frac{1}{2} = \frac{1}{1 + \left[ Q_L \frac{10 \text{ KHz}}{455 \text{ KHz}} \right]^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ 30,9 \frac{10 \text{ KHz}}{455 \text{ KHz}} \right]^2}} \Rightarrow Q_L = 36,9$$

Para  $T_2$ :

$$X_L = 2 \pi f_r L = 2 \pi \cdot 455 \text{ KHz} \cdot 680 \mu\text{H} = 1944 \Omega$$

$$R_p = X_L \cdot Q = 1944 \Omega \cdot 80 = 155,5 \text{ K}$$

La resistencia total en paralelo debe ser:  $R_{Pt} = X_L \cdot Q_L = 1944 \Omega \cdot 36,9 \approx 72 \text{ K}$

$$R_L' = \left( \frac{N_{1,3}}{N_{4,6}} \right)^2 \cdot \frac{1}{g_{11}} = \left( \frac{155}{7} \right)^2 \cdot \frac{1}{0,3 \text{ mS}} \approx 1,6 \text{ M}$$

$$R_o' = \left( \frac{N_{1,3}}{N_{2,3}} \right)^2 \cdot \frac{1}{g_{22}} = \left( \frac{155}{57} \right)^2 \cdot \frac{1}{3,2 \mu\text{S}} = 2,3 \text{ M} \quad R_p' = R_p // R_o' // R_L' \approx 133 \text{ K}$$

$R_p'$  es mucho mayor que la  $R_{Pt}$  necesaria. Para obtener el valor correcto se agrega  $R_C$  en paralelo

$$R_C = \frac{R_p' \cdot R_{Pt}}{R_p' - R_{Pt}} \approx 150 \text{ K}$$

$$y_{21} \approx \frac{I_{C1}}{V_T} = 31 \text{ mS} \quad G_{L1} = \left( \frac{N_{1,3}}{N_{2,3}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{Pt}} = \left( \frac{155}{57} \right)^2 \cdot \frac{1}{72 \text{ K}} = 103 \mu\text{S}$$

La ganancia de tensión de  $Q_1$  es:

$$Av_{1 \text{ max}} = \frac{v_L}{v_i} = \frac{-y_{21}}{g_{22} + G_{L1}} \cdot \frac{N_{4,6}}{N_{2,3}} = \frac{-31 \text{ mS}}{3,2 \mu\text{S} + 103 \mu\text{S}} \cdot \frac{7}{57} \approx -36$$

### 19.3 Detección de FM

En una onda de FM, la información está contenida en las variaciones instantáneas de frecuencia. Para demodular una señal de FM, se debe convertir dichas variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud de banda base.

Existen tres métodos básicos de detección de FM:

- a) La onda de FM, de amplitud constante, pasa a través de una red que tiene una característica de transferencia lineal amplitud versus frecuencia, la cual produce una modulación de envolvente proporcional a la frecuencia instantánea de la misma. La onda resultante se aplica a un demodulador de amplitud, el cual extrae una señal proporcional a  $\omega_i(t)$ . La opción más sencilla es usar el flanco de un circuito resonante.
- b) Valerse de la característica fase versus frecuencia de un circuito reactivo para transformar la desviación instantánea de frecuencia en una desviación relativa de fase. Esta es luego detectada mediante un detector basado en adición de vectores o usando un detector de coincidencia.
- c) Colocar un modulador de frecuencia en la rama de retorno de un sistema realimentado. Si la ganancia de lazo es suficiente, en la rama directa se realizará la operación inversa a la que se efectúa en la de retorno, demodulando así la señal.

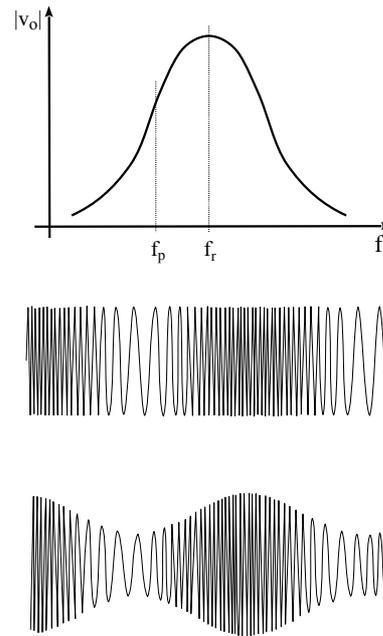


fig. 10

Desafortunadamente, la mayoría de los demoduladores de FM son, al menos en cierto grado, también capaces de demodular señales de AM. Si, a su paso por el medio de transmisión o por las etapas del receptor previas a la detección, la envolvente de la señal de FM es contaminada por ruido o *fading*, esta contaminación de la envolvente será detectada y aparecerá a la salida como ruido o distorsión de banda base. Para “insensibilizar” al receptor contra estas variaciones de amplitud se intercala antes del demodulador un *limitador*, el cual usualmente consiste en un amplificador de FI de alta ganancia, que “recorta” la señal removiendo las variaciones de amplitud.

19.3.1 Discriminador de Foster - Seeley

Su funcionamiento se basa en el desplazamiento de fase entre las tensiones del primario y del secundario de un transformador doble sintonizado.

Aplicando el TM de Thevenin al circuito de la fig. 11 a la izquierda de las cruces,

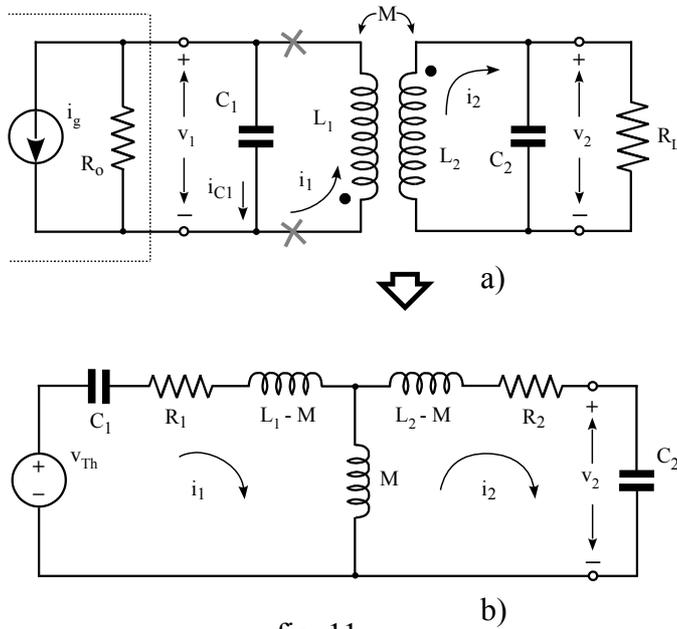


fig. 11

se obtiene el modelo equivalente de la fig. 11b. Observe el sentido de los devanados<sup>1</sup>. El primario y el secundario resuenan a  $f_r$ ,  $R_1$  incluye el efecto equivalente de  $R_o$  y las pérdidas óhmicas en  $L_1$ , mientras que  $R_2$  incluye el efecto de  $R_L$  y las pérdidas en  $L_2$ , con  $Q_{L1} = Q_{L2} = Q_L > 10$  y

$$V_{Th} \approx \frac{i_g}{j\omega C_1}$$

Las ecuaciones de malla del circuito de la fig. (11b) son:

$$\begin{cases} V_{Th} = i_1 \left( R_1 + j\omega L_1 - j \frac{1}{\omega C_1} \right) - i_2 \cdot j\omega M \\ 0 = -i_1 \cdot j\omega M + i_2 \left( R_2 + j\omega L_2 - j \frac{1}{\omega C_2} \right) \end{cases}$$

Resolviéndolas

para  $i_2$  se halló la ec. (22), válida dentro del AB, con  $\chi = (\omega - \omega_r)/\omega_r$

$$i_2 = \frac{j k V_{Th}}{\omega_r \sqrt{L_1 L_2} \cdot (k^2 + k_c^2 - 4\chi^2 + j 4k_c \chi)} \quad (22)$$

Partiendo de la misma, la tensión de salida  $v_2$  resulta:

$$v_2 = i_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = -i_g \cdot \frac{j \omega_r L_1 Q_L^2 k \sqrt{L_2 / L_1}}{(1 + j Q_L 2\chi)^2 + (Q_L k)^2} \quad (23)$$

Resolviendo el sistema para  $i_1$ , se obtiene:

$$i_1 = \frac{V_{Th} \left( R_2 + j\omega L_2 - j \frac{1}{\omega C_2} \right)}{(\omega M)^2 + \left( R_1 + j\omega L_1 - j \frac{1}{\omega C_1} \right) \left( R_2 + j\omega L_2 - j \frac{1}{\omega C_2} \right)} \quad (24)$$

<sup>1</sup> Para que los acoplamientos por inductancia mutua y capacitivo entre primario y secundario sean aditivos, usualmente ambos devanados se bobinan en la misma dirección y se conecta el colector del excitador al comienzo del primario y la entrada de la siguiente etapa al final del secundario. Esto además ayuda a reducir al mínimo el acoplamiento capacitivo indeseado.

Como  $Q_L \gg 1$ , dentro

del AB se cumple que  $\Rightarrow v_1 \approx i_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = -i_g \cdot \frac{\omega_r L_1 Q_L (1 + jQ_L 2\chi)}{(1 + jQ_L 2\chi)^2 + (Q_L k)^2}$  (25)

$i_1 \gg i_g \Rightarrow i_{C1} \approx i_1$

Así, la tensión en el secundario expresada en función de la tensión en el primario resulta:

$$v_2 = j \frac{k Q_L \sqrt{L_2 / L_1}}{1 + j Q_L 2\chi} \cdot v_1 \quad (26)$$

En el discriminador Foster - Seeley, además de estar acoplados ambos devanados por inductancia mutua, el capacitor  $C_3$  conecta el primario al punto medio del secundario. Así, las tensio-

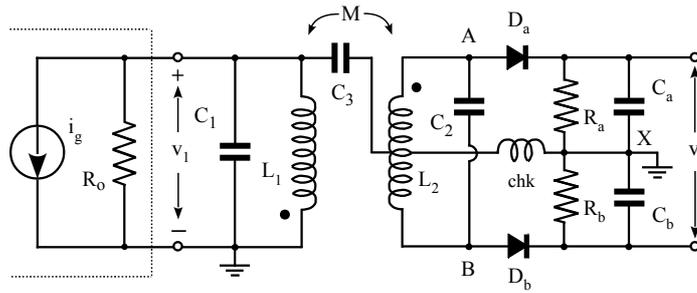


fig. 12

nes de RF aplicadas a los diodos  $D_a$  y  $D_b$  provienen del primario en serie con la mitad del secundario, mientras que el choke de RF conectado al punto de unión de los resistores de carga gemelos  $R_a$  y  $R_b$  ofrece un camino de retorno para la componente continua rectificada por los diodos. Las tensiones de pico de radiofrecuencia aplicadas sobre los diodos, son las sumas vectoriales:

$$V_{AX} = V_1 + \frac{V_2}{2} \quad (27)$$

$$V_{BX} = V_1 - \frac{V_2}{2}$$

A la frecuencia  $f_r$ , para la cual  $\chi = 0$ , las ec. (25) y (23) que expresan las tensiones  $v_1$  y  $v_2$  devienen:

$$v_1 = -i_g \cdot \frac{\omega_r L_1}{Q_L (k^2 + k_c^2)}$$

Estas expresiones demuestran que  $V_2$  está en cuadratura con  $V_1$ , situación que se representa en la

$$v_2 = -i_g \cdot \frac{j\omega_r k \sqrt{L_1 L_2}}{k^2 + k_c^2}$$

fig. 13b. En cambio, cuando la frecuencia de la tensión de RF aplicada sea menor o mayor que  $f_r$ , el defasaje de  $V_2$  respecto a  $V_1$  ya no será de  $90^\circ$ . El resultado es

que en resonancia  $V_{AX}$  y  $V_{BX}$  tienen la misma amplitud, mientras que a frecuencias ligeramente fuera de resonancia disminuye una y aumenta la otra, como se ve en las fig. 13a y 13c.

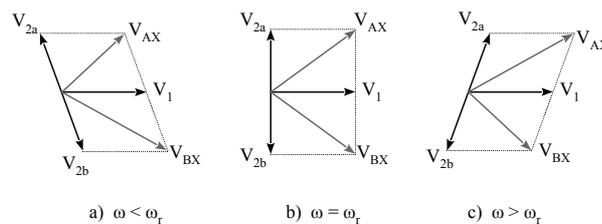


fig. 13

Las tensiones  $V_{AX}$  y  $V_{BX}$  son rectificadas independientemente por los diodos  $D_a$  y  $D_b$ , siendo las tensiones desarrolladas sobre sus cargas  $R_a$  y  $R_b$  algo menores a los valores de pico de sus tensiones de entrada. Los diodos están dispuestos de modo que la tensión total de salida  $V_o$  del detector, es la diferencia aritmética entre las tensiones rectificadas:

$$V_o = \eta_d (|V_{AX}| - |V_{BX}|) \quad (28)$$

Al variar la frecuencia instantánea, la tensión de salida  $V_o$  variará de acuerdo con dicha diferencia. La curva de la fig. 14 representa a la tensión de salida en función de la desviación de la frecuencia instantánea con respecto de la frecuencia portadora y recibe el nombre de *característica del discriminador*.

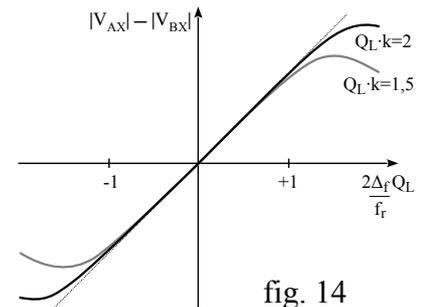


fig. 14

Para el proyecto, usualmente se escoge<sup>1</sup> que:

La tensión del secundario sea el doble que la del primario

$$V_2 = 2V_1$$

Los Q cargados de primario y secundario sean iguales:

$$Q_{L1} = Q_{L2} = Q_L$$

El coeficiente de acoplamiento del transformador cumpla:

$$Q_L = f_r / 2\Delta f$$

La relación entre las inductancias (si  $k \cdot Q_L = 1,5$ ) sea:

$$k \cdot Q_L = 1,5$$

$$L_2 / L_1 = 1,77$$

El capacitor  $C_3$  debe tener muy baja reactancia a  $f_r$

Aunque el circuito de la fig. 12 se presta especialmente bien para explicar el principio de funcionamiento, las disposiciones prácticas se parecen más a la fig. 15.

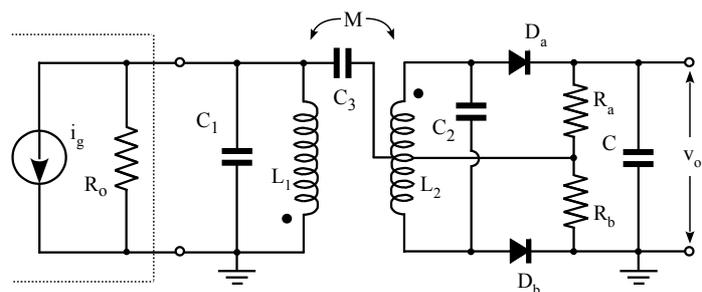


fig. 15

El discriminador de Foster-Seeley tiene buena sensibili-

dad y linealidad pero es sensible a las variaciones de amplitud de la portadora, lo cual obliga a usar un limitador. Es fácil de construir utilizando componentes discretos, aunque el transformador es relativamente caro. Como no se presta para ser incorporado en un circuito integrado, se usa poco hoy en día.

<sup>1</sup> El lector encontrará en la obra de Sturley un análisis detallado del discriminador Foster-Seeley

19.3.2 Detector de relación

El detector de relación es un discriminador de fase modificado, en el cual los diodos cumplen el doble rol de detección y de proveer amortiguamiento variable. Sus diodos están dispuestos de modo de variar el amortiguamiento del transformador sintonizado ante cualquier variación de amplitud indeseable presente en la señal de entrada, reduciendo la ganancia total cuando la amplitud de la señal tiende a aumentar y aumentándola cuando la amplitud de la señal disminuye.

En el circuito básico de la fig. 16 se ve que el mismo es similar al discriminador, pero los diodos están ahora conectados de modo que ambos conducen la misma corriente rectificada. Supongamos por ahora que la batería está desconectada. Las tensiones de continua desarrolladas son  $V_a = \eta_d |V_{AX}|$  y  $V_b = \eta_d |V_{BX}|$ .

La tensión de salida  $v_o$  se toma entre el nodo X y la unión de los resistores de carga:

$$V_o = V_a - \frac{V_a + V_b}{2} = \frac{V_a - V_b}{2} \quad (29)$$

Vemos que  $V_o$  es proporcional a la diferencia aritmética entre las tensiones rectificadas, igual que en el discriminador Foster-Seeley. A la frecuencia de resonancia ocurre que  $|V_{AX}| = |V_{BX}|$  y  $V_o$  es 0 V. Al variar la frecuencia, una de ellas aumentará y la otra disminuirá. La tensión de salida variará en función de la frecuencia instantánea siguiendo una curva similar a la de la fig. 14.

Si la constante de tiempo  $RC \gg 1/f_p$  pero mucho menor que  $1/f_{s \max}$ , siendo  $f_{s \max}$  la frecuencia de modulación más alta, habrá en los bornes de los capacitores C una tensión que bloqueará los diodos hasta que la tensión de RF la supere. Entonces, circulará una corriente que estará limitada solamente por la resistencia de los diodos  $r_d$  y la resistencia interna del transformador sintonizado. Los diodos reflejarán una resistencia  $R_L' \approx R$  en paralelo con  $L_2$ . Si hubiese un cambio en la amplitud de la onda de RF, prácticamente no habría ningún cambio en  $R_L'$ .

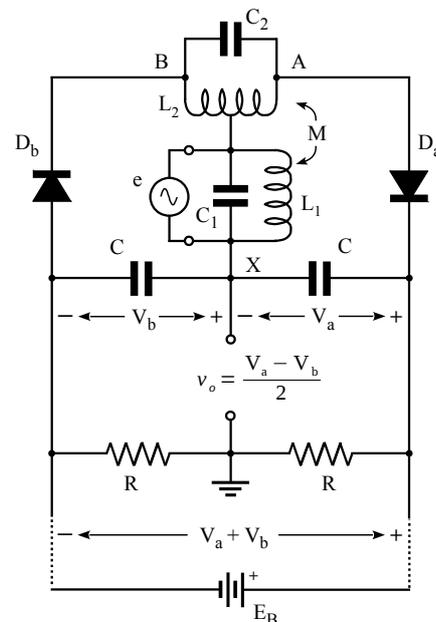


fig. 16

Con la batería conectada, ésta polariza a los diodos inversamente. Hasta que la tensión de RF  $V_{AB}$  supere el valor  $E_B$  no habrá circulación de corriente, los diodos no cargarán al circuito sintonizado y por lo tanto  $R_L'$  será infinita. Cuando la tensión  $V_{AB}$  exceda largamente a  $E_B$ , la acción de los diodos dependerá sólo de la constante RC y reflejarán una  $R_L' = R$  en paralelo con el circuito sintonizado. Para valores intermedios de tensión, disminuye el ángulo de conducción y la resistencia reflejada  $R_L'$  es mayor que  $R$ , siguiendo una curva similar a la fig. 17.

Si el secundario del transformador sintonizado opera con una cierta tensión  $E_0$  de RF, cualquier cambio de  $E_0$  producirá un cambio en  $R_L'$  y por lo tanto en el  $Q_L$  del circuito sintonizado y en su impedancia equivalente. Así, la ganancia del transistor variará en dirección opuesta, tendiendo a compensar el cambio de amplitud original.

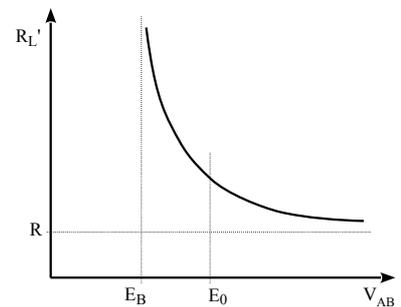


fig. 17

Como el uso de una tensión fija de polarización sólo sería efectivo dentro de un margen muy acotado de tensiones, un comportamiento inaceptable para un receptor diseñado para operar tanto con señales fuertes como débiles, lo ideal sería usar una tensión que se ajustase automáticamente a la amplitud promedio de la señal. Esto se logra dejando que los diodos se polaricen a si mismos, usando un capacitor de gran capacidad en lugar de la batería. La constante de tiempo RC debe ser mucho mayor que el inverso de la frecuencia más baja de modulación de amplitud que sea esperable encontrar, alrededor de unos 0,2 S.

En la fig. 18 se muestra una de las diversas implementaciones del detector de relación. Si los resistores  $R_1$  no existieran, la tensión del punto de operación casi coincidiría con  $E_B$ . En este punto, la curva  $R_L' - V_{AB}$

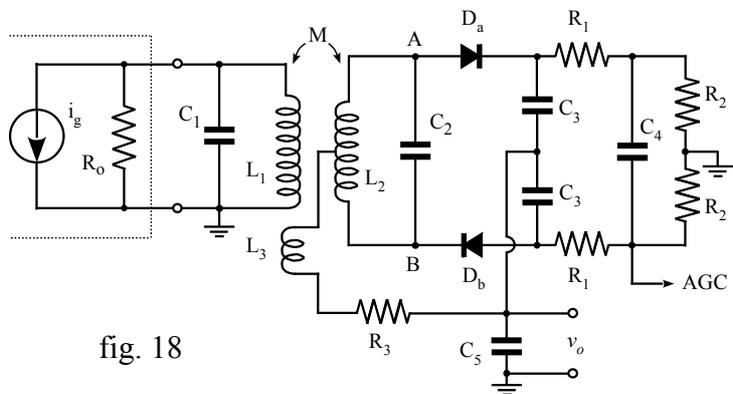


fig. 18

cae muy rápidamente hasta un valor muy bajo de resistencia, suprimiendo cual-

quier aumento de la amplitud. Ante una reducción de la amplitud de  $V_{AB}$  en cambio, como los diodos no estaban conduciendo, no es posible reducir el amortiguamiento para aumentar la ganancia y así compensar la reducción de amplitud. Como esta es una condición indeseable, lo normal es hacer que la tensión sobre  $C_4$  sea un 80% de la tensión de DC detectada. Esto permite reducir la variación de amplitud en aproximadamente un 90% en ambas direcciones. La efectividad de la supresión de las disminuciones de señal depende de la relación entre  $Q_L$  y el  $Q$  no amortiguado del circuito sintonizado,  $Q_1$  y particularmente  $Q_2$  deben ser tan altos como sea posible<sup>1</sup>. Los resistores deben ser capaces de reducir  $Q_{L2}$  a un cuarto o menos del  $Q$  sin carga, lo cual implica que los mismos tienen un valor de resistencia bajo. Para suprimir eficientemente la modulación de AM el circuito debe estar balanceado a  $f_p$ , por lo que la tolerancia de los resistores  $R_2$  debería ser 1%.

Mediante el uso del tercer devanado  $L_3$ , fuertemente acoplado al primario, se evita un amortiguamiento excesivo del mismo. El resistor  $R_3$  modifica la corriente de pico de los diodos y reduce el desbalance,  $C_5$  presenta una reactancia baja a la RF y alta a las audiofrecuencias.

Como el detector de relación ofrece el mismo valor fijo de resistencia de amortiguamiento para cualquier amplitud estable de la portadora, las señales más débiles producen un menor nivel de salida de audio. Para compensar esta desventaja, se suele usar la tensión de DC producida por los diodos como tensión de AGC para las etapas amplificadoras sintonizadas precedentes.

Es fácil de construir usando componentes discretos y hay subsistemas de FI para FM en circuito integrado que fueron proyectados para usar un detector de relación externo (ej. TEA5560). Es poco usado hoy en día.

<sup>1</sup> El lector encontrará en los artículos de Seeley, Loughlin y Sturley citados en la bibliografía un análisis cuantitativo y pautas para el proyecto del detector de relación.

19.3.3 Detector de cuadratura

En el diagrama de bloques de la fig. 19, el limitador amplifica y recorta la señal de FM, convirtiéndola en una onda cuadrada. Esta tensión  $v_1$  es aplicada a la red de desplazamiento de fase LC, la cual cumple dos funciones: Primero, debe producir una tensión  $v_2$  que a la frecuencia central  $f_p$  estará desplazada  $90^\circ$  con respecto a  $v_1$  y segundo, debe hacer que el desplazamiento de fase relativo entre  $v_1$  y  $v_2$  varíe en función de la frecuencia instantánea de la señal de FM.

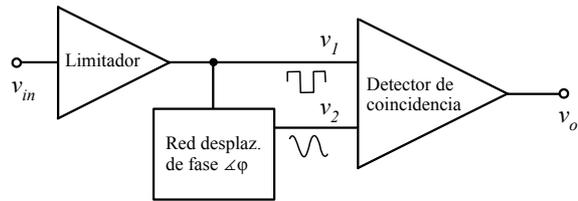


fig. 19

A continuación, la señal de onda cuadrada proveniente del limitador y la señal sinusoidal obtenida de la red de desplazamiento de fase son comparadas.

En el detector de coincidencia balanceado básico de la fig. 20, el par  $Q_1$ - $Q_2$  está conectado de modo que solo cuando  $v_1$  sea positiva habrá una corriente  $i_e$  disponible para alimentar los emisores del par  $Q_3$ - $Q_4$ . Toda la corriente  $i_e$  pasará por  $Q_4$  cuando  $v_2$  sea negativa, entregando una corriente de salida  $i_4$ .

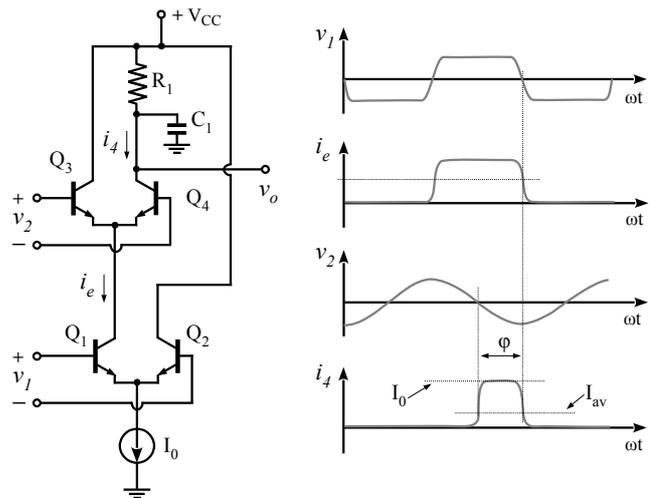


fig. 20

Si  $I_0$  es el pico del pulso de corriente y  $\varphi$  es la diferencia de fase en radianes, la corriente promedio de colector es:

$$I_{av} = \frac{I_0}{2\pi} \cdot \varphi \quad (30)$$

Al variar la frecuencia instantánea  $\omega_1(t)$ , varía la diferencia de fase  $\varphi$  entre ambas tensiones y en consecuencia también lo hace el ancho del pulso.

La red  $R_1C_1$  es un integrador que sirve para obtener a partir de los pulsos de corriente una tensión de salida promedio, la cual es función de la desviación instantánea de frecuencia y reproduce por lo tanto la señal transportada.

La razón para que el defasaje inicial entre  $v_1$  y  $v_2$  sea de  $90^\circ$  estriba en que

así, para desviación de frecuencia cero, se obtiene a la salida del detector un pulso que es la mitad del ancho máximo posible. Esto a su vez permite obtener una máxima capacidad de variación del ancho del pulso.

Por emplear como elemento de desplazamiento de fase una simple red LC, de bajo costo y fácil de ajustar, el detector de cuadratura es apto para ser incorporado en un CI. Desde el punto de vista de la integración, es más conveniente usar un limitador de banda ancha en lugar de uno sintonizado. En caso de haber modulación de amplitud de la portadora, este tipo de limitadores es propenso a producir una asimetría en la forma de onda de salida, tal como se ve en la fig. 21. El ángulo  $\delta$  se trasladará a los pulsos de la corriente de salida, modulando su ancho y la corriente promedio pasará a ser:

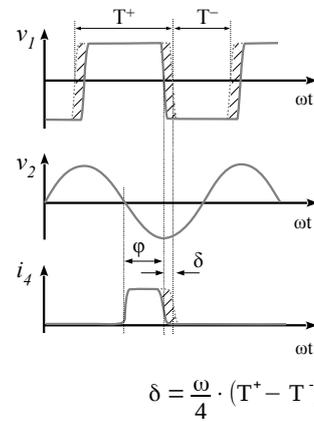


fig. 21

$$I_{av} = \frac{I_0}{2\pi} \cdot (\varphi + \delta)$$

Para reducir este efecto, se muestrea la información de la diferencia de fase dos veces por ciclo mediante un detector de coincidencia de onda completa, cuyo esquema se ve en la fig. 22.

El par  $Q_1 - Q_2$ , controlado por la señal  $v_1$  proveniente del limitador, conmuta complementariamente el suministro de corriente a cada entrada común de emisor de los pares  $Q_3 - Q_4$  y  $Q_5 - Q_6$ ,

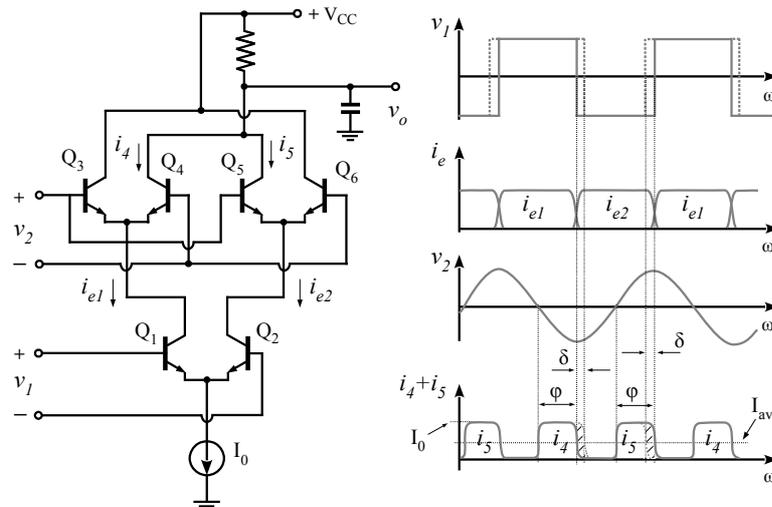


fig. 22

mientras que la señal desplazada en fase  $v_2$  controla las bases. Los pulsos de corriente de cada semiciclo son sumados directamente y así la corriente de salida es  $i_4 + i_5$ . Las señales representadas en la fig. 22 muestran que una asimetría  $\delta$  en  $v_1$  incrementará el ancho de uno de los pulsos,  $i_4$ , pero disminuirá el ancho del otro pulso  $i_5$ . El grado de cancelación de la modulación parásita de los pulsos

es proporcional al grado de apareamiento de los transistores, mientras que la eficiencia de conversión del detector es el doble que el valor derivado de la ec. (30).<sup>1</sup>

La fig. 23 muestra el esquema de un detector de cuadratura integrado. Para que el capacitor  $C_s$  introduzca un defasaje de  $90^\circ$  a  $f_p$ ,  $X_{C_s}$  debe ser mucho mayor que la impedancia del circuito resonante  $L-C_p-R_p$ .

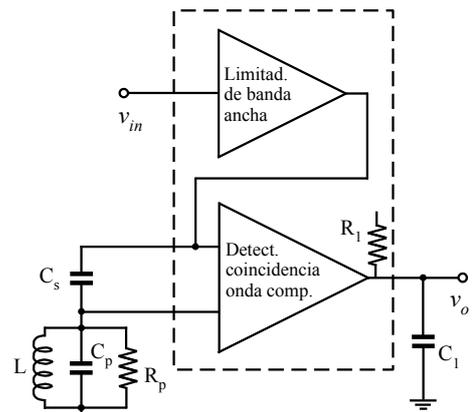


fig. 23

### 19.3.4 Detector con PLL

El “Phase-locked loop” o PLL es un sistema realimentado, en el cual la señal realimentada no es una tensión o una corriente sino una frecuencia. El mismo está compuesto por un comparador de fase, un filtro pasabajos y un amplificador de error en el camino directo de la señal y por un oscilador controlado por tensión o VCO en el lazo de realimentación, fig. 24.

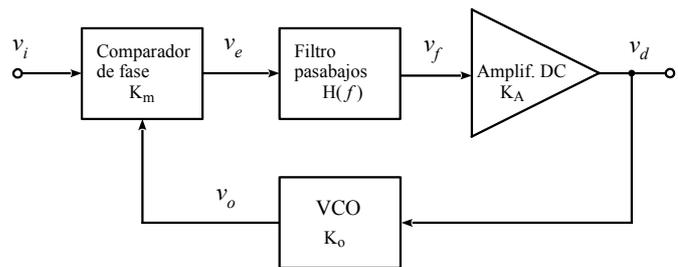


fig. 24

Cuando no hay una señal de entrada aplicada, la tensión de control  $v_d$  es cero y el VCO opera a la frecuencia central  $\omega_{oc}$ . Cuando se aplica al sistema una señal  $v_i(t)$ , el comparador de fase compara la frecuencia y la fase de la entrada con la señal proveniente del VCO, generando así una tensión de error  $v_e(t)$  que está relacionada con las diferencias de fase y de frecuencia entre las dos señales. Dicha tensión de error es a continuación filtrada, amplificada y aplicada al terminal de control del VCO, cuya frecuencia de oscilación es:

$$\omega_o = \omega_{oc} + K_o \cdot v_d \quad (31)$$

$K_o$  es la *Ganancia de conversión* del VCO en rad/V·sec

Esta tensión de control  $v_d(t)$  hace que el VCO varíe su frecuencia de modo que se reduzca la diferencia entre el VCO y la frecuencia  $\omega_i$  de la señal de entrada. Si

<sup>1</sup> En los artículos de A. Bilotti citados, se hace un análisis detallado del detector de cuadratura

$\omega_i$  y  $\omega_o$  son lo suficientemente cercanas, el VCO se sincronizará con la señal de entrada, condición llamada de *enganche* o de “lock”.

### Margen de enganche

Se define el *margen de enganche* o *lock range del PLL* como el margen de frecuencias, centrado en la frecuencia central  $\omega_{oc}$  del VCO, sobre el cual el PLL puede seguir a la señal de entrada una vez que se ha logrado el “lock”.

El comparador de fase es en realidad un multiplicador analógico que entrega a su salida una tensión que es el producto de  $v_i(t)$  y  $v_o(t)$ :

$$v_e(t) = K_m \cdot V_i \cdot V_o \cdot \sin(\omega_i t + \theta_i) \cdot \sin(\omega_o t + \theta_o)$$

Operando, deviene en:

$$v_e(t) = \frac{K_m \cdot V_i \cdot V_o}{2} [\cos(\omega_o t - \omega_i t + \theta_o - \theta_i) - \cos(\omega_o t + \omega_i t + \theta_o + \theta_i)]$$

Definimos

la *ganancia de conversión del detector de fase* como:

$$K_d = \frac{K_m \cdot V_i \cdot V_o}{2} \text{ V/rad}$$

Nótese que  $K_d$  es proporcional al nivel de la señal y

que  $v_e$  está formada por las componentes de frecuencia suma y diferencia ( $f_o \pm f_i$ )

Cuando el PLL está en lock, el VCO oscila a la frecuencia de la señal de entrada, por lo cual la frecuencia diferencia es cero y la salida del comparador de fase tiene una componente de DC.

$$v_e(t) = K_d [\cos(\theta_o - \theta_i) - \cos(2\omega_o t + \theta_o + \theta_i)]$$

El filtro pasabajos bloquea

la componente de frecuencia suma  $2 \cdot \omega_o$  y

entrega a su salida la componente de DC:

$$v_f \approx K_d \cos(\theta_o - \theta_i) \cdot H(0)$$

La tensión  $v_f$  es amplificada y usada para

controlar la frecuencia del VCO, ec. (32),

donde  $K_v$  es la ganancia de DC del lazo.

$$\omega_o \approx \omega_{co} + K_v \cos(\theta_o - \theta_i) \quad (32)$$

$$K_v = K_d \cdot H(0) \cdot K_A \cdot K_o$$

Esta capacidad de auto-corrección del PLL hace que pueda seguir los cambios en la frecuencia de entrada una vez que se ha enganchado. La desviación de frecuencia del VCO en respuesta a las máximas tensiones de error positiva y negativa generadas por el comparador de fase, determina el *lock range* del PLL.

Para mantener el “lock” cuando la frecuencia de la señal de entrada es igual a  $\omega_{oc}$ , se requiere según la ec. (31) una tensión  $v_d = 0$  V. Por la ec. (32), esto ocurre

cuando la diferencia de fase entre  $v_i(t)$  y  $v_o(t)$  es  $\theta_o - \theta_i = \pi/2$ . Mientras el PLL esté en lock, la diferencia de fase estará dentro del intervalo  $0 \leq \theta_o - \theta_i \leq \pi$ , por lo que el *lock range* estará comprendido entre los límites  $\omega_{LS} = \omega_{co} + K_v$  y  $\omega_{LI} = \omega_{co} - K_v$

$$\Delta\omega_L = \omega_{LS} - \omega_{LI} = 2 \cdot K_v \quad (33)$$

Obsérvese que el rango de “lock” depende de la ganancia de DC del lazo y es independiente de la frecuencia de corte del filtro pasabajos.

### Margen de captura

Se define el *margen de captura* como el margen de frecuencias, centrado en la frecuencia central  $\omega_{oc}$  del VCO, sobre el cual el PLL puede adquirir el “lock” con la señal de entrada. Es una medida de que tan cercana debe ser la frecuencia de la señal de entrada a la del VCO para poder adquirir el lock.

Consideremos ahora el caso en que el PLL todavía no está en lock. El comparador de fase multiplica las señales de entrada y del VCO y produce las componentes de frecuencia suma y diferencia. Si la componente diferencia está fuera del límite de la banda pasante del filtro pasabajos, la misma será removida al igual que la componente suma, no se realimentará información y el VCO continuará oscilando a su frecuencia central. Cuando la frecuencia de entrada se aproxime a la del VCO, la frecuencia diferencia se aproximará al borde de la banda pasante y parte de la componente diferencia atravesará el filtro. Como se trata de una tensión variable que está aplicada a la entrada de control del VCO, modulará la frecuencia del mismo. Por ser esta tensión moduladora el producto de la señal de entrada y la del VCO, ella misma es una pulsación de frecuencia variable ( $f_o - f_i$ ) y su forma de onda difícilmente será sinusoidal. Observando su gráfica en la fig. 25, se ve que las excursiones positiva y negativa no tienen igual área. Esto indica la presencia de una componente DC, la cual tiende a llevar al VCO hacia la frecuencia de la señal de entrada. Esto a su vez reduce aún más la frecuencia diferencia y así continúa hasta que se produce el lock.

Como este proceso sucede en un régimen transitorio, su análisis riguroso

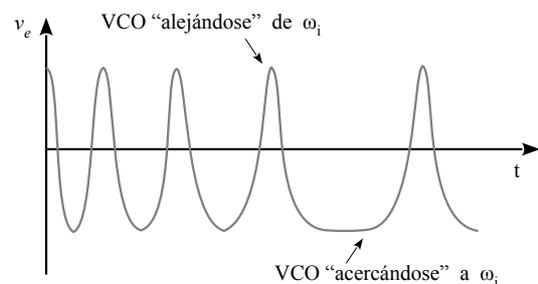


fig. 25

es complejo. Cuando se usa un filtro pasabajos RC simple, el margen de captura es: donde  $\tau$  es la constante de tiempo del filtro.

$$\Delta\omega_c = \omega_{CS} - \omega_{CI} \approx 2 \sqrt{\frac{K_v}{\tau}} \quad (34)$$

$$\tau = RC$$

El margen de captura depende principalmente de la frecuencia de corte del filtro pasabajos y de la ganancia de lazo cerrado del sistema, puede asumir cualquier valor dentro del lock range y ambos están centrados respecto a la frecuencia central  $\omega_{oc}$ . La fig. 26 muestra la característica de transferencia frecuencia-tensión típica de un PLL. Se asume una señal de entrada senoidal cu-

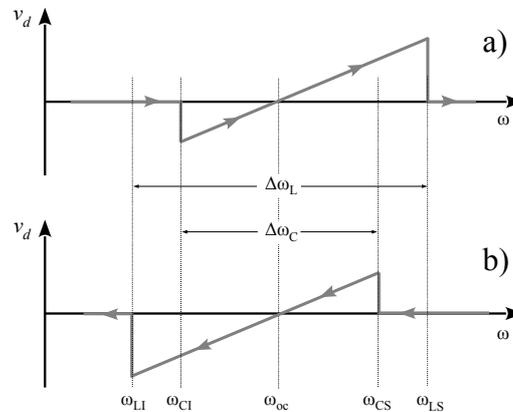


fig. 26

ya frecuencia varía lentamente sobre un amplio margen, en forma ascendente en el caso a) y descendente en el b).

Usado como demodulador para radiodifusión de FM, el PLL puede cumplir las funciones de filtro pasabanda, limitador y detector. Una vez enganchado con la señal de FM, el VCO sigue la frecuencia instantánea de la señal de entrada. Si el loop es lineal y su ancho de banda es suficientemente grande comparado con el ancho de banda del mensaje, la tensión de control  $v_d(t)$  será la señal de salida demodulada correspondiente. El tiempo de respuesta del PLL debe ser bajo comparado con la mayor velocidad de variación prevista de la señal moduladora.

### 19.3.5 Preénfasis y deénfasis

La modulación de frecuencia no suprime en forma absoluta las interferencias sino que, si se compara la señal de audio reproducida por un receptor de FM con la de un receptor de AM operando en la misma banda de frecuencias y sujeto a la misma señal de interferencia, produce una mejora cuyo grado depende del tipo de interferencia.

La distribución de ruido en un sistema de FM es tal, que la amplitud del ruido reproducido es progresiva, siendo mayor para las audiofrecuencias altas que para las bajas. En los programas de radiodifusión comercial de FM, ocurre que el habla y la música tienen la mayor parte de la energía concentrada en las audiofrecuencias más bajas. Mientras que la relación entre señal y ruido es

satisfactoria para estas frecuencias bajas, el nivel de ruido es especialmente alto justamente en la parte del espectro donde hay menos energía.

Desde el punto de vista de la reproducción de alta fidelidad, es importante obtener una distribución del nivel de ruido constante dentro de todo el espectro de audiofrecuencias. Para lograrlo se acentúan o *enfatan* las audiofrecuencias altas de la señal que entra al transmisor, o sea *antes de que se introduzca el ruido debido a la transmisión*. En el extremo receptor, un filtro de *deénfasis* realiza la operación contraria. El espectro recupera su forma original pero el ruido, que se agregó luego del *preénfasis*, se reduce. El filtro de *deénfasis* es usualmente un simple filtro pasabajos R-C colocado a la salida del detector, con una frecuencia de corte  $f_2 = 2,1 \text{ KHz}$  ( $R \cdot C = 75 \mu\text{S}$ ).

### **Bibliografía**

- John D. Ryder, Electrónica – Fundamentos y Aplicaciones  
W. L. Everitt, Ingeniería de Comunicaciones - Ed. Arbó 1947  
F. Langford-Smith, RCA - Radiotron Designer's Handbook  
K. R. Sturley, Radio Receiver Design  
Floyd Gardner, Phaselock Techniques  
Harold Wheeler, Design Formulas for Diode Detectors - Proceedings of the IRE, June 1938  
C. E. Kilgour y J. M. Glessner, Diode Detection Analysis - Proceedings of the IRE, July 1933  
K. R. Sturley, Automatic Gain Control in Transistor Receivers – Wireless World, June 1966  
Christopher Tibbs, FM Demodulation: Theory of the Discriminator - Wireless World, May 1943  
S. Seeley y J. Avins, The Ratio Detector – RCA Review, June 1947  
K. R. Sturley, The Ratio Detector: How it works - Wireless World, November 1955  
B. Loughlin, The Theory of AM Rejection in the Ratio Detector - Proceedings of the IRE, March 1952  
S. Inoue y Y. Iso, Super High Quality FM Detector – IEEE Trans. on Consum. Electr., August 1978  
A. Bilotti y R. Pepper, A Monolithic Limiter and Balanced Discriminator for FM and TV Receivers -  
IEEE Transactions on Broadcast and TV Receivers, November 1967  
A. Bilotti, FM Detection Using a Product Detector - Proceedings of the IRE, April 1968  
A. Bilotti, Applications of a Monolithic Analog Multiplier - IEEE Jour. of Solid-State Circ, Dec. 1968  
A. Grebene, The monolithic phase-locked-loop, a versatile building block – IEEE Spect. March 1971  
J. Mattis, Applications for the Phase Locked Loop – Broadcast Engineering, February 1972  
R. Pindado, Phase Locked-Loop(PLL):Fundamento y aplicaciones. Jornades de Conferències  
d'Enginyeria Electrònica (págs. 60-65). JCEE (2001)