

<b>Modulación y Demodulación Angular .....</b>	<b>2</b>
<b>1.- Generalidades .....</b>	<b>2</b>
<b>a.- Directo .....</b>	<b>3</b>
<b>b.- Indirecto .....</b>	<b>3</b>
<b>2.- Modulación en Frecuencia (FM) o Método Directo de Generación de Modulación en Frecuencia.....</b>	<b>3</b>
<b>a.- Modulación de frecuencia de banda angosta .....</b>	<b>5</b>
<b>b.- Modulación de frecuencia de banda ancha.....</b>	<b>6</b>
<b>Circuitos que posibilitan la Generación de Modulación en Frecuencia (FM) por método directo.....</b>	<b>10</b>
<b>a.- “Método de la Reactancia Electrónica” ó “Transistor de Reactancia” .....</b>	<b>11</b>
<b>b.- “Modulación a Varicap” .....</b>	<b>18</b>
<b>3.- Modulación en Fase (PM) o Método Indirecto de Generación de Modulación en Frecuencia .....</b>	<b>22</b>
<b>a.- Modulador Armstrong.....</b>	<b>24</b>
<b>b.- Modulador Beleskas.....</b>	<b>29</b>
<b>4.- Mejora de la Relación Señal a Ruido utilizando redes de Preénfasis y De énfasis.....</b>	<b>34</b>
<b>a.- Preénfasis: (pasaalto) .....</b>	<b>34</b>
<b>b.-De énfasis: (pasabajos).....</b>	<b>35</b>
<b>5.- Demodulación o Detección Angular .....</b>	<b>35</b>
<b>a) Discriminador Foster Seely .....</b>	<b>36</b>
<b>b) Discriminador de Relación .....</b>	<b>43</b>
<b>c) Detector de Producto o Detector en Cuadratura .....</b>	<b>44</b>
<b>6.- Demodulador de FM de circuito de fase cerrada. ....</b>	<b>50</b>
<b>7.- Radiodifusión de Fm Estéreo .....</b>	<b>51</b>

### **Bibliografía:**

- .- Krauss-Bostian-Raab, 1984, Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación, Limusa
- .- Staff Texas, 2004, Solid State Communications, Texas
- .- Clarke & Hess, 1978, Communications Circuits: Analysis and Design, Addison - Wesley
- .- Harold Black, 1953, Modulation Theory, Van Nostrand
- .- Wayne Tomasi, 2003, Sistemas de Comunicaciones Electrónicas

## Modulación y Demodulación Angular

### 1.- Generalidades

La modulación angular, es la que resulta de variar la fase o la frecuencia instantánea de una portadora, con una función proporcional a la señal de modulación. En este tipo de modulación, la potencia de la señal de salida no depende de la potencia de la señal de entrada, y la banda final de la señal modulada es mayor o igual que el doble de la frecuencia más alta de modulación. La modulación angular analógica puede ser de fase (PM) o de frecuencia (FM). La modulación angular digital puede ser PSK (phase shift keying) o FSK (frequency shift keying). En la actualidad, tanto los moduladores y/o demoduladores están basados en PLL (phase locked loop), son los más utilizados tanto en señales analógicas como en señales digitales, debido a su integración, reducción de tamaño y precio.

Sea la tensión de una portadora no modulada:  $v(t) = V_c \cos\phi(t) = V_c \cos 2\pi \cdot f(t)$

Donde “ $V_c$ ” es la amplitud de la portadora y  $f(t)$  la frecuencia instantánea

Cada vez que  $\phi(t)$  cambia su valor en  $2\pi$  radianes, ocurre una oscilación completa.

Si  $\phi(t)$  aumenta en forma monótona con el tiempo, la frecuencia media en Hz, en un intervalo  $(t + \Delta t)$ , se define como:

$$f\Delta t(t) = \frac{\phi(t + \Delta t) - \phi(t)}{2\pi\Delta t}$$

Podemos así definir la frecuencia instantánea de la onda modulada en ángulo  $v(t)$  como:

$$f(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} f\Delta t(t)$$
$$f(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{[\phi(t + \Delta t) - \phi(t)]}{2\pi\Delta t}$$
$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$v(t) = V_c \cos\phi(t)$ , se puede interpretar como una onda modulada en ángulo, donde  $v(t)$  es un “fasor” rotatorio de longitud  $V_c$  y ángulo  $\phi(t)$ , donde la velocidad angular de ese “fasor” es  $\frac{d\phi(t)}{dt}$

En el caso de una portadora no modulada, el ángulo  $\phi(t)$  será:

$$\phi(t) = 2\pi f_c(t) + \phi_c$$

Aquí el “fasor” gira con velocidad constante igual a  $2\pi f_c$  y la constante  $\phi_c$ , es el valor de  $\phi(t)$  en  $t = 0$

De las modulaciones indicadas en el primer párrafo, para variar el ángulo  $\phi(t)$ , veremos primero la modulación angular analógica (en frecuencia y en fase), para lograr generar la modulación en frecuencia existen dos métodos

### **a.- Directo**

Consiste en variar la frecuencia instantánea de la señal de portadora directamente con la señal de banda base, mediante un circuito apropiado, capaz de traducir las variaciones de tensión en variaciones de parámetros que determinen la frecuencia de oscilación, por ejemplo un oscilador controlado por tensión. Una forma de implementar este dispositivo es emplear un oscilador senoidal que tenga un circuito con Q elevado, y controlar la frecuencia de oscilación mediante la variación de los componentes reactivos.

### **b.- Indirecto**

También se lo denomina Modulación de Fase, se utiliza cuando se necesita una gran estabilidad en la frecuencia de portadora. En este método, la onda moduladora se integra primero y luego se utiliza para producir una onda FM de banda angosta, posteriormente, se utiliza una multiplicación de frecuencia para aumentar la desviación de frecuencia al nivel deseado.

## **2.- Modulación en Frecuencia (FM) o Método Directo de Generación de Modulación en Frecuencia**

En la modulación de frecuencia, la amplitud de la portadora se mantiene constante, pero la señal moduladora modificará su frecuencia. Cuando varía la amplitud de la señal de información, la frecuencia de la portadora cambia en proporción, o sea conforme aumente la amplitud de la señal moduladora, la frecuencia de la portadora crece, si la amplitud de la señal moduladora se reduce, la frecuencia de la portadora disminuye. También se puede elegir la relación inversa, o sea para una amplitud decreciente en la moduladora, que aumente la frecuencia de la portadora y para una amplitud decreciente en la moduladora que disminuya la frecuencia de la portadora. En definitiva cuando, varía la amplitud de la señal moduladora la frecuencia de la portadora variará hacia arriba y hacia abajo de su frecuencia central (sin modulación).

El cambio producido en la frecuencia de la portadora, es debido a la variación de la amplitud de la moduladora y se llamada “ $\Delta f$  = desviación de frecuencia”. La frecuencia de la moduladora, determina la rapidez con que ocurre la desviación de frecuencia, pero no tiene efecto sobre la magnitud de la desviación, la cual es estrictamente una función de la amplitud de la señal moduladora.

Recordando que  $v(t) = V_c \cos\phi(t) = V_c \cos 2\pi f(t)$

Dado que nuestro objetivo es producir una modulación en frecuencia, la frecuencia instantánea debe ser proporcional a la señal moduladora o sea  $v_m(t) = V_m \cos \omega_m t$

Considerando que  $\phi(t) = 2\pi f_c(t) + \phi_c$  entonces  $f(t) = f_c + \Delta f(t) = f_c + k_f v_m(t)$

Donde:

$f_c$  : frecuencia de portadora ;  $v_m(t)$  :tensión de señal moduladora

$k_f$  :factor de proporcionalidad o sensibilidad del modulador de frecuencia en hz/volt

Dado que por definición la  $f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$  la fase instantánea puede expresarse como:

$$\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(t) dt = 2\pi f_c(t) + 2\pi \Delta f_{\max} \int_{-\infty}^t x_m(t) dt$$

Siendo  $\Delta f_{\max} = k_f |v_m(t)|_{\max}$

O sea que  $v(t) = V_c \cos \left[ \omega_c t + 2\pi \Delta f_{\max} \int_{-\infty}^t x_m(t) dt \right]$  siendo  $x_m(t) = \cos(2\pi f_m t) = \cos \omega_m t$

En el caso de que la señal moduladora sea un tono de frecuencia  $f_m$ , dado por la expresión  $x_m(t) = \cos \omega_m t$ , las expresiones de la señal modulada en fase y de la señal modulada en frecuencia son iguales a diferencia de cómo obtener la desviación máxima de fase o frecuencia

En el caso una señal modulada en fase, la expresión será:

$$v(t) = V_c \cos \left[ \omega_c t + \Delta \phi_{\max} \cos \omega_m t \right]$$

En el caso de una señal modulada en frecuencia, la expresión será:

$$v(t)_{\text{freq}} = V_c \cos \left[ \omega_c t + \frac{\Delta f_{\max}}{f_m} \text{sen}(\omega_m t) \right] = V_c \cos \left[ \omega_c t + \beta \text{sen}(\omega_m t) \right]$$

La relación entre la desviación de frecuencia  $\Delta f_{\max}$  y la frecuencia de modulación  $f_m$  se denomina índice de modulación “ $\beta$ ” de la señal de FM.

$$\beta = \Delta f_{\max} / f_m$$

$$v(t)_{\text{freq}} = V_c \cos \left[ \omega_c t + \beta \text{sen}(\omega_m t) \right]$$

Dependiendo del valor del índice de modulación  $\beta$ , es posible distinguir dos casos de modulación de frecuencia:

- a.- FM de banda angosta  $\beta < 0,3$  radianes
- b.- FM de banda ancha  $\beta > 1$  radián

## a.- Modulación de frecuencia de banda angosta

Desarrollando la ecuación anterior, como

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos\alpha \cdot \cos\beta - \text{sen}\alpha \cdot \text{sen}\beta$$

$$v(t)_{\text{frec}} = V_c \cos(w_c t) \cos[\beta \cdot \text{sen}(w_m t)] - V_c \text{sen}(w_c t) \text{sen}[\beta \cdot \text{sen}(w_m t)]$$

Si  $\beta < 1$  radián podemos decir que,  $\cos[\beta \cdot \text{sen}(w_m t)] \approx 1$  y  $\text{sen}[\beta \cdot \text{sen}(w_m t)] \approx \beta \cdot \text{sen}(w_m t)$

$$\text{Por lo tanto, } v(t)_{\text{frec}} = V_c \cos(w_c t) - V_c \text{sen}(w_c t) \text{sen}[\beta \cdot \text{sen}(w_m t)]$$

**La última ecuación, define una señal modulada en frecuencia de banda angosta producida por una onda moduladora senoidal :  $v_m(t) = V_m \text{sen } w_m t$ ,**

Podemos decir que en un sistema que efectivice esta ecuación habrá ciertos inconvenientes a saber:

- a.- Modulación residual de AM
- b.- La onda senoidal  $\emptyset(t)$  contiene términos de distorsión de 3er orden mayores a  $fm$

Si continuamos analizando la expresión de la señal modulada

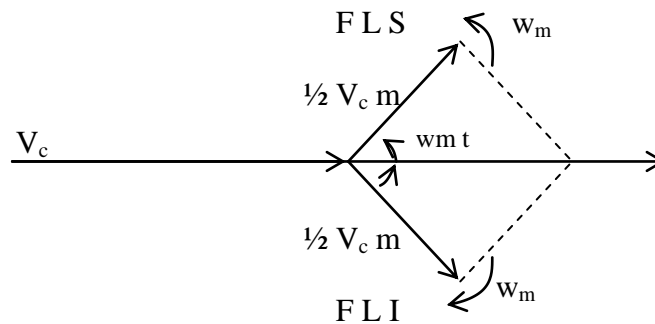
$$v(t)_{\text{frec}} = V_c \cos(w_c t) - V_c \text{sen}(w_c t) \text{sen}[\beta \cdot \text{sen}(w_m t)]$$

Recordando que  $\text{sen}\alpha \cdot \text{sen}\beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$

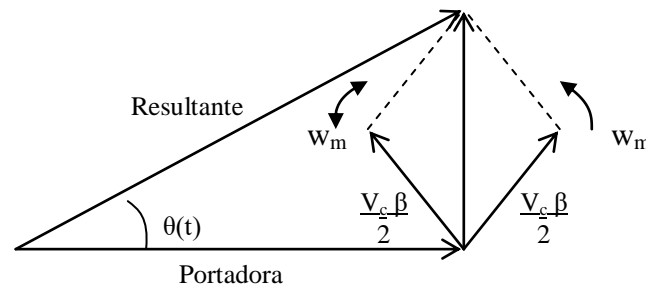
$$v(t)_{\text{frec}} = V_c \cos(w_c t) + V_c \frac{\beta}{2} \cos.(w_c + w_m)t - V_c \frac{\beta}{2} \cos.(w_c - w_m)t$$

Podemos observar que la expresión anterior es una señal de AM con la diferencia en el signo de una de las bandas laterales, por lo cual, **una señal modulada en banda angosta tendrá el mismo ancho de banda que la señal de AM, es decir  $Bw=2 fm$**

Recordando la representación fasorial de una señal AM



Si miramos la ecuación de  $v(t)$ , podemos representar fasorialmente la señal de FM:



Se observa que el fasor resultante de las dos bandas laterales, forma siempre un ángulo de  $90^\circ$  con respecto a la portadora.

## b.- Modulación de frecuencia de banda ancha

Recordando la ecuación  $v(t)_{frec} = V_c \cos[w_c t + \beta \text{sen}(w_m t)]$

Si el valor de  $\beta$  es arbitrario mayor que "1", veamos que sucede

La expresión anterior se puede escribir según Euler

$$v(t)_{frec} = V_c [e^{jw_c t + j\beta \text{sen} w_m t}] = V_c [e^{jw_c t} e^{j\beta \text{sen} w_m t}]$$

Esta última expresión representa una señal pasabanda cuya envolvente compleja es  $g(t) = V_c e^{j\beta \text{sen} w_m t}$

$$v(t)_{frec} = [g(t) e^{jw_c t}]$$

Dado que una señal de banda base, modulada angularmente tiene una representación general, similar a la anterior

Donde la envolvente compleja:  $g(t)e^{j\theta(t)}$

Donde para una modulación en fase  $\phi(t) = Kp.Vm. \cos. \omega_m t$

Donde para una modulación en frecuencia  $\phi(t) = Kf \int_{-\infty}^t Vm. \cos. \omega_m t. dt$

$$\phi(t) = Kf \frac{Vm}{\omega_m} \text{sen } \omega_m t \text{ o sea } \phi(t) = \beta \text{sen } \omega_m t$$

Siendo  $g(t) = V_c e^{j\beta \text{sen } \omega_m t}$  una función periódica del tiempo, con una frecuencia fundamental igual a la frecuencia de modulación  $f_m$  se puede desarrollar en serie de Fourier

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e_n e^{j\beta \text{sen } \omega_m t}$$

Donde  $e_n$  es el coeficiente complejo de Fourier:

$$e_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} g(t) e^{-jn\omega_m t} dt$$

$$T = 1/f_m$$

$$e_n = f_m V_c \int_{-1/2f_m}^{1/2f_m} e^{j\beta \text{sen } \omega_m t - jn.\omega_m t} dt$$

Si cambiamos las variables por:

- 1)  $x = \omega_m t$
- 2)  $dx = \omega_m dt$
- 3)  $dt = dx/\omega_m$
- 4)  $T = 1/f_m$
- 5) entonces  $x = \pi$

Nos queda:

$$e_n = \frac{V_c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \text{sen } x - nx)} dx$$

Esta última integral se conoce como la FUNCIÓN DE BESSEL de orden n de primera clase o primera especie y argumento  $\beta$ , donde sus coeficientes son:

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin x - nx)} dx$$

Por lo tanto,  $e_n = V_c \cdot J_n(\beta)$

Por lo tanto, la envolvente compleja  $g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e_n e^{j\beta \sin \omega_m t}$  nos quedará

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_m t}$$

Siendo la representación de Fourier de la señal  $v(t)_{frec}$  de un tono

$$v(t)_{frec} = V_c \delta \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{j(\omega_c + n\omega_m) t}$$

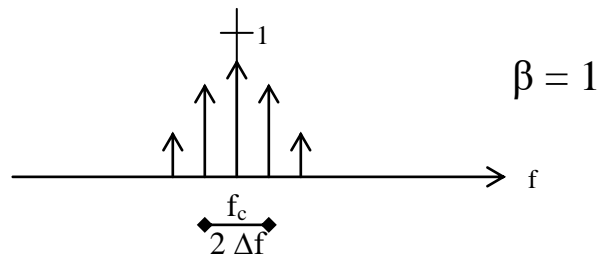
Espectro de la señal de FM de un tono

Aplicando la transformada de Fourier a ambos miembros de la expresión anterior nos queda:

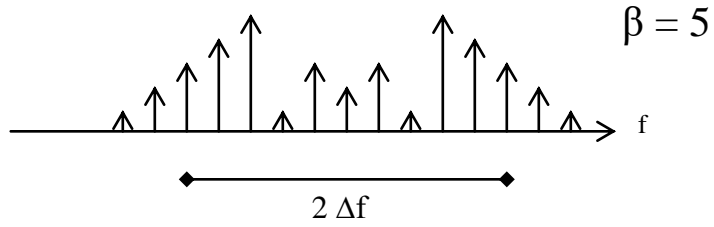
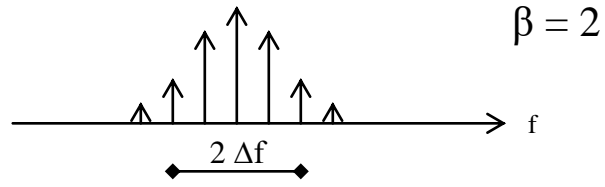
$$v(t)_{frec} = \frac{V_c}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) [\gamma(f - f_c - nfm) + \gamma(f + f_c + nfm)]$$

Donde:  $n=0$  representa la portadora  
 $n \neq 0$  representa las frecuencias laterales

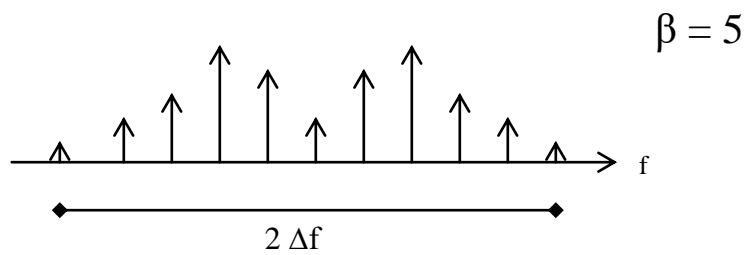
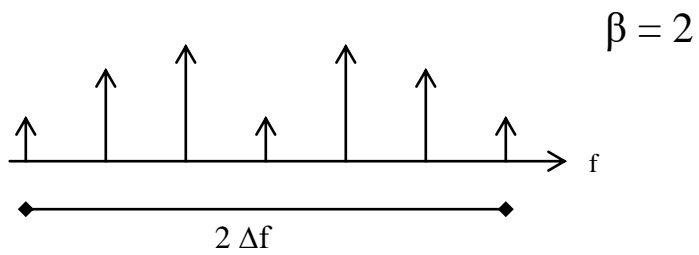
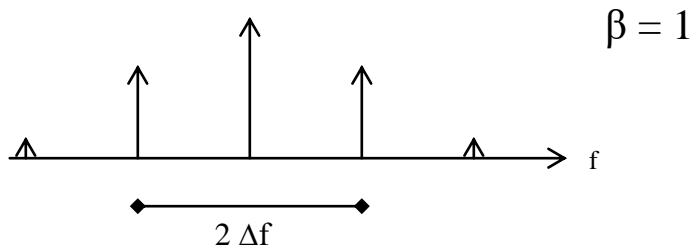
1.- Si la frecuencia  $f_m$  es fija y variamos la amplitud de  $v_m$







2. Supongamos ahora  $V_m$  fijo y que variamos  $f_m$



### 3.-Estimación del ancho de banda

En teoría, una señal de FM contiene un número infinito de frecuencias laterales, por lo tanto, su ancho de banda de transmisión resultaría infinito. En la práctica, sin embargo se encuentra que la señal de FM está limitada a un número finito de frecuencias laterales significativas, compatible con una cantidad especificada de distorsión.

Se define una relación conocida como regla de Carson, que permite una estimación aproximada del ancho de banda de transmisión.

$$Bw = 2(\Delta f + fm) = 2\Delta f(1 + \frac{1}{\beta})$$
$$Bw = 2fm(\beta + 1)$$

Para una valoración más exacta del Bw puede emplearse un criterio basado en la retención del máximo número de frecuencias laterales significativas, cuyas amplitudes sean todas mayores que un valor especificado. Una elección conveniente es tomar un valor del 1% de la amplitud de la portadora no modulada.

Por lo tanto,  $Bw = 2n \cdot \max \cdot fm$  (para tono único) donde n.max es el valor máximo del entero **n** que satisface:

$$|J_n(\beta)| > 0,01$$

El valor de **nmax** se determina rápidamente con los valores tabulados de la función de Bessel **Jn(β)**

Si la señal modulada es una señal cualquiera **m(t)** con un ancho de banda **w**, el ancho de banda se estima por un análisis de peor caso, esto es para **m(t)max** y **fm = w**.

Se define la relación de desviación D como **D = Δf / w** (para m(t)max), y luego se sustituye **β = D** y **fm = w** y se calcula **Bw** como si fuera modulación por tono único.

## **Circuitos que posibilitan la Generación de Modulación en Frecuencia (FM) por método directo**

**Objetivo:** lograr una variación de frecuencia, en función de una tensión de modulación

Partiendo de la frecuencia de oscilación:  $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t C_t}}$

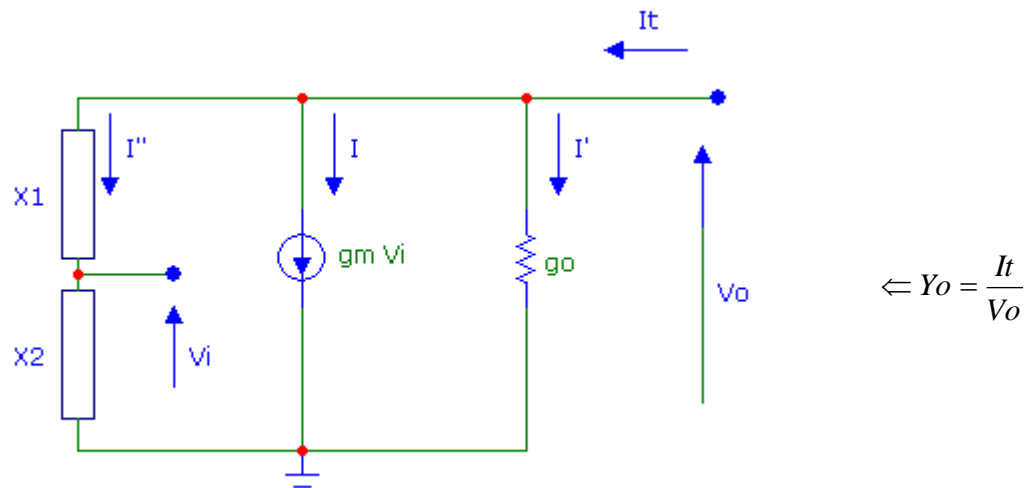
Podemos lograr  $\Delta f = \frac{\partial f_o}{\partial C_t} \Delta C_t + \frac{\partial f_o}{\partial L_t} \Delta L_t$

Tomemos en principio el caso de variación de capacidad

$$\Delta f = \frac{\partial f_o}{\partial C} \Delta C t = \frac{\partial f_o}{\partial C t} \frac{dC}{dV} \Delta V \quad ; \text{ es el principio de una "Modulación a Varicap"}$$

$$\Delta f = \frac{\partial f_o}{\partial g_m} \frac{d g_m}{d V} \Delta V \quad ; \text{ es el principio de Modulación por el "Método de la Reactancia Electrónica" ó "Transistor de Reactancia"}$$

a.- "Método de la Reactancia Electrónica" ó "Transistor de Reactancia"



$$Y_o = g_o + \frac{1}{X_1 + X_2} = \frac{I_t}{V_o}$$

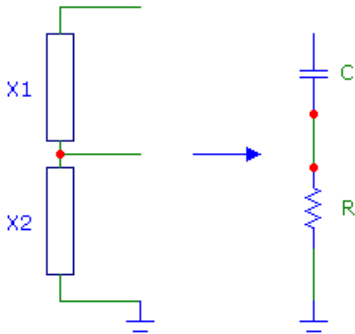
$$I_t = I + I' + I'' = g_m V_i + V_o g_o + V_o \frac{1}{X_1 + X_2}$$

$$V_i = V_o \frac{X_2}{X_1 + X_2}$$

$$I_t = g_m V_o \frac{X_2}{X_1 + X_2} + V_o g_o + V_o \frac{1}{X_1 + X_2} = V_o \left[ g_o + g_m \frac{X_2}{X_1 + X_2} + \frac{1}{X_1 + X_2} \right]$$

$$Y_o = \frac{I_t}{V_o} = g_o + g_m \frac{X_2}{X_1 + X_2} + \frac{1}{X_1 + X_2}$$

Asimilando a un determinado circuito, por ejemplo el siguiente, tenemos:



Si  $X_1 = \frac{1}{j\omega C}$ ; y  $X_2 = R$ ; si hacemos que  $X_1 \gg X_2$ , por lo tanto,  $\frac{1}{\omega C} \gg R$

$$Y_o = g_o + g_m \frac{R}{\frac{1}{j\omega C} + R} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + R}$$

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

$$Y_o = g_o + j\omega C(1 + g_m R)$$

Si logramos variar el “gm”, con una tensión externa, obtenemos una variación de la capacidad

Si consideramos que  $g_o \Rightarrow 0$ ; estamos suponiendo que  $g_o$ , pertenece a un elemento de alta impedancia

Por lo tanto:  $Y_o = j\omega C(1 + g_m R)$

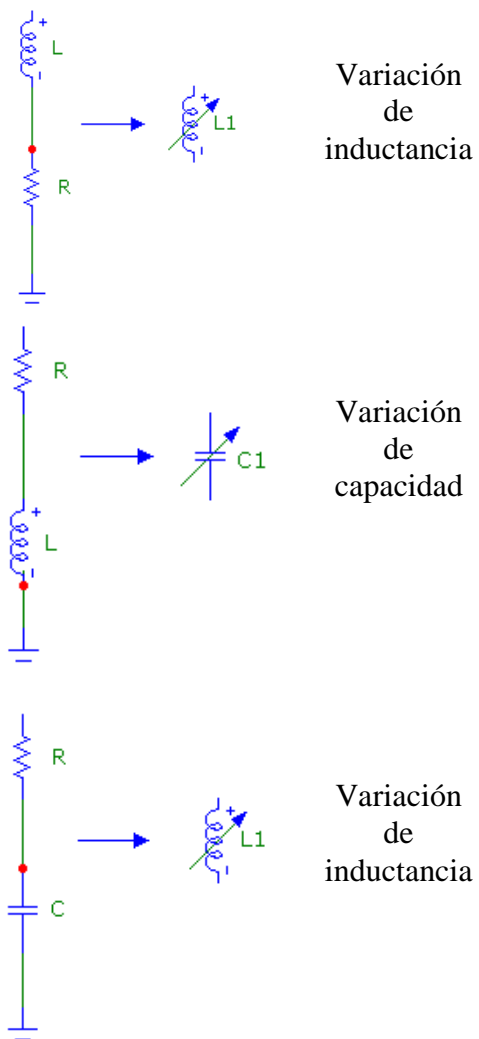
O sea variando el valor de “gm”, obtenemos una variación de “Yo” y ello es como si variáramos la capacidad:

$$Y_o = j\omega C(1 + gmR)$$

$$\Delta Y_o = \frac{\partial Y_o}{\partial gm} \Delta gm = j\omega CR \Delta gm$$

$$\boxed{\frac{\Delta Y_o}{j\omega} = CR \Delta gm = \Delta C} ; \text{Variación de Capacidad}$$

Entonces si utilizamos otros circuitos, como los siguientes logramos efectos similares, aunque el más utilizado es el de variación de capacidad, visto hasta aquí.

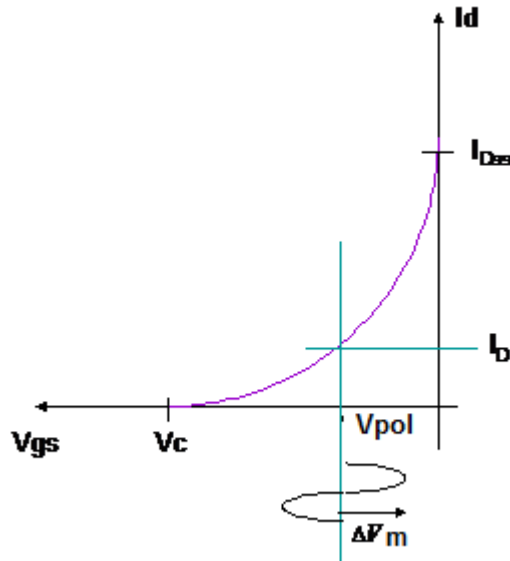


Por lo tanto, lo que falta es obtener la variación de “gm” respecto de una “Vm”

$$\frac{\Delta Y_o}{j\omega} = CR\Delta gm = \Delta C$$

$$\Delta C = \frac{dgm}{dVm} \Delta Vm$$

Supongamos el caso de un JFet y obtengamos la variación de gm,



$$Id = Idss \left(1 - \frac{Vgs}{Vc}\right)^2$$

$$gm = \frac{\partial Id}{\partial Vgs} = -2 \frac{Idss}{Vc} \left(1 - \frac{Vgs}{Vc}\right)$$

$$gm = gm_{pol} + \Delta gm$$

$$\Delta gm = \frac{\partial gm}{\partial Vgs} \Delta Vgs = 2 \frac{Idss}{Vc^2} \Delta Vgs$$

$$Vgs = Vpol + \Delta Vm$$

$$\Delta C = CR\Delta gm = CxRx2 \frac{Idss}{Vc^2} \Delta Vm$$

Recordando la expresión de  $f_o$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t C_t}}; \quad \Delta f_o = \frac{\partial f_o}{\partial C_t} \Delta C_t + \frac{\partial f_o}{\partial L_t} \Delta L_t$$

Suponiendo  $L_t = \text{constante}$ , obtenemos

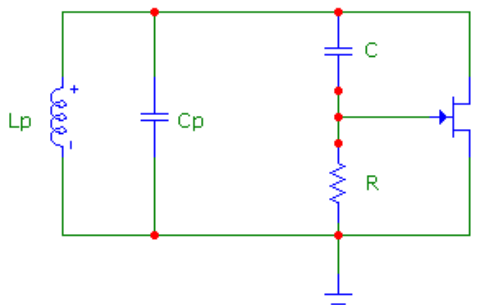
$$f_o = \frac{1}{2\pi} (L_t C_t)^{-\frac{1}{2}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_t}} C_t^{-\frac{1}{2}}$$

$$\Delta f_o = -\frac{1}{2} \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_t}} C_t^{-\frac{3}{2}} \Delta C_t = -\frac{1}{2} \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_t C_t}} \frac{\Delta C_t}{C_t}$$

fo

$$\boxed{\frac{\Delta f_o}{f_o} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_t}{C_t}}$$

Analicemos el siguiente circuito:



Por inspección del circuito obtenemos:

$$Y_o = g_o + j\omega C(1 + gmR)$$

$$C_t = C_p + C(1 + gmR) = C_p + C[1 + (gm_{pol} + \Delta gm)R]$$

O sea  $C_t$  está representada por:

$$C_t = C_p + C + RCgm_{pol} + RC\Delta gm = C_o + \Delta C_o$$

Recordando la característica del JFet de transferencia cuadrática, tendremos que si

$$I_d = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_c}\right)^2$$

$$V_{gs} = V_{pol} + \Delta V_m \quad ; \quad g_{m0} = g_m|_{V_{gs}=0} \quad y \quad g_{m_{pol}} = g_m|_{V_{gs}=V_{pol}}$$

$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} = -2 \frac{I_{dss}}{V_c} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_c}\right)$$

Podemos obtener.

$$g_{m_{pol}} = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} = -2 \frac{I_{dss}}{V_c} \left(1 - \frac{V_{pol}}{V_c}\right)$$

$$\Delta g_m = \frac{\partial g_m}{\partial V_{gs}} \Delta V_{gs} = 2 \frac{I_{dss}}{V_c^2} \Delta V_{gs}$$

Recordando

$$C_t = C_p + C(1 + g_m R) = C_p + C[1 + (g_{m_{pol}} + \Delta g_m)R]$$

$$C_t = C_p + C + RCg_{m_{pol}} + RC\Delta g_m$$

$$C_t = C_p + C + RC \left[ -2 \frac{I_{dss}}{V_c} \left(1 - \frac{V_{pol}}{V_c}\right) \right] + RC 2 \frac{I_{dss}}{V_c^2} \Delta V_{gs}$$

$$C_t = C_p + C + RC \left[ -2 \frac{I_{dss}}{V_c} + 2 I_{dss} \frac{V_{pol}}{V_c^2} \right] + RC 2 \frac{I_{dss}}{V_c^2} \Delta V_{gs}$$

reordenando

$$C_t = C_p + C - 2RC \frac{I_{dss}}{V_c} + 2RC \frac{I_{dss}}{V_c^2} V_{pol} + 2RC \frac{I_{dss}}{V_c^2} \Delta V_{gs}$$

$$C_t = C_p + C - 2RC \frac{I_{dss}}{V_c} + 2RC \frac{I_{dss}}{V_c^2} (V_{pol} + \Delta V_{gs})$$

$$C_t = C_p + C - 2RC \frac{I_{dss}}{V_c} + 2RC \frac{I_{dss}}{V_c^2} V_{gs}$$

$$C_t = C_p + C - 2RC \frac{I_{dss}}{V_c} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_c}\right), \text{ si utilizamos un JFet de canal N, } V_c = \text{negativa}$$



Por lo tanto,

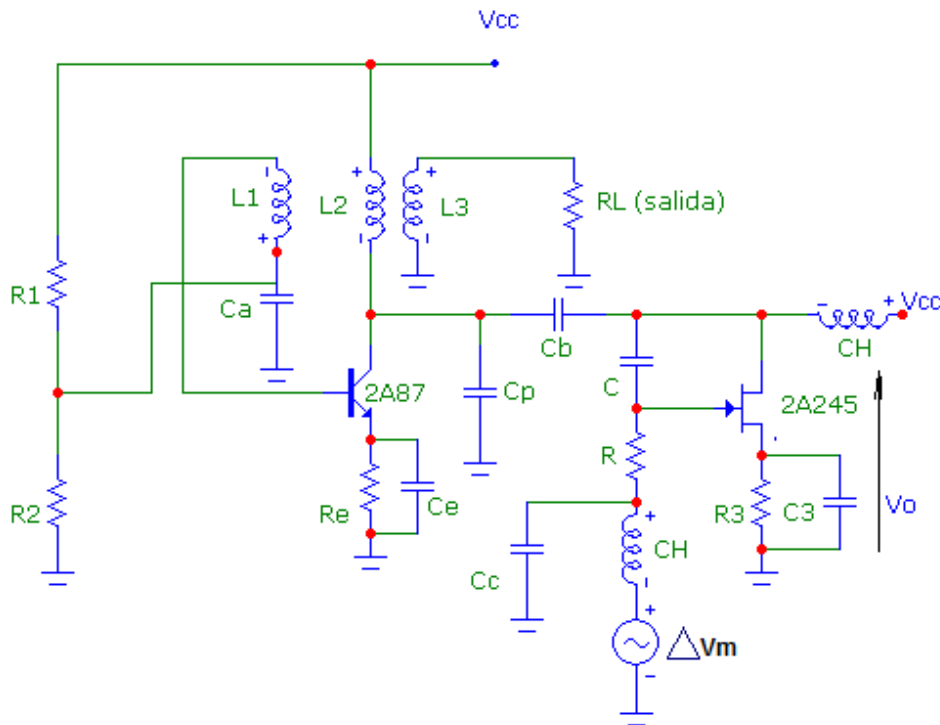
$$C_t = C_p + C + 2RC \frac{I_{dss}}{|V_c|} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_c}\right)$$

Entonces

$$\frac{\Delta f_o}{f_o} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_t}{C_t}; \quad \Delta C_t = C_x R_x 2 \frac{I_{dss}}{V_c^2} \Delta V_m$$

$$\frac{\Delta f_o}{f_o} = -R \frac{I_{dss}}{V_c^2} \left[ \frac{C}{C_p + C + 2RC \frac{I_{dss}}{|V_c|} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_c}\right)} \right] \Delta V_m$$

### Circuito típico de Modulador de Transistor de Reactancia



Oscilador  
Colector  
Sintonizado

Modulador a transistor de reactancia,  
donde  $\Delta V_m$ , es la tensión de información, y entra  
al circuito a través de un transformador  
directamente

## b.- “Modulación a Varicap”

$$\text{Si } f_i(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(t)}} \quad \text{y} \quad C(t) = C_0 + K_m(t)$$

Si la señal moduladora es senoidal de frecuencia  $f_m$

$$C(t) = C_0 + \Delta C \cos(2\pi f_m t)$$

$C_0$ : capacitancia en ausencia de señal

$\Delta C$ : Máximo cambio de  $C$

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_0 + \Delta C \cos(2\pi f_m t))}}$$

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0\left(1 + \left(\frac{\Delta C}{C_0}\right) \cos(2\pi f_m t)\right)}}$$

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}\left(1 + \left(\frac{\Delta C}{C_0}\right) \cos(2\pi f_m t)\right)^{1/2}}$$

$$f_i(t) = f_0 \left[1 + \left(\frac{\Delta C}{C_0}\right) \cos(2\pi f_m t)\right]^{-1/2}$$

$$\text{Si } \frac{\Delta C}{C_0} \ll 1 \text{ podemos aproximar } f_i(t) = f_0 \left[1 - \left(\frac{\Delta C}{2C_0}\right) \cos(2\pi f_m t)\right]$$

$$\Delta f = \partial f / \partial C|_{C_0} \Delta C + 1/2 (\partial^2 f / \partial C^2)|_{C_0} \Delta C^2 + \dots$$

$$\Delta f \cong \partial f / \partial C|_{C_0} \Delta C$$

$$\text{Considerando que } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi} (LC)^{-1/2}$$

$$\Delta f = \partial f / \partial C|_{C_0} \Delta C = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{2\pi}\right) (L)^{-1/2} (C)^{-3/2} \Delta C$$

$$\Delta f|_{C_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}\right) \frac{1}{C_0} \Delta C$$

$$\Delta f|_{C_0} = (-1/2) (f_0 / C_0) \Delta C$$

$$\Delta f|_{C_0} = (-1/2) f_0 (\Delta C / C_0)$$

$$\text{Por lo cual, } \Delta f|_{C_0} = (-1/2) f_0 (\Delta C / C_0) ; \text{ o sea } -\frac{1}{2} \Delta C / C_0 = \Delta f / f_0$$

Reemplazando en  $f_i(t) = f_o \left[ 1 - \left( \frac{\Delta C}{2C_o} \right) \cos(2\pi f_m t) \right]$

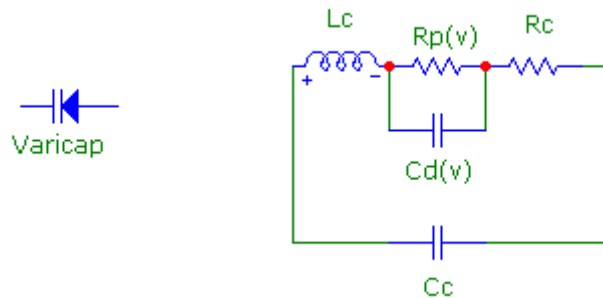
Obtenemos

$$f_i(t) = f_o \left[ 1 + \left( \frac{\Delta f}{f_o} \right) \cos(2\pi f_m t) \right]$$

$$f_i(t) = f_o + \left( \frac{\Delta f}{f_o} \right) \cos(2\pi f_m t) \text{ válida si } \frac{\Delta C}{C_o} \ll 1$$

“Esta expresión es la frecuencia instantánea de una señal modulada en frecuencia”

Si este razonamiento lo llevamos a la característica de un Varicap, cuyo símbolo y Circuito Equivalente es el siguiente, tenemos:



La capacidad  $C_d$ , depende de la tensión inversa aplicada al elemento, y su valor se calcula como:

$$C_d(v) = C_r + K(V_d - \phi)^{-\alpha}$$

Donde:

$C_r$ = Capacidad residual para  $V \rightarrow \infty$

$V_d$ = Tensión inversa de polarización

$\phi$  = Potencial de contacto de la unión, entre -0.6 y -1.0

$\alpha$  = Valor entre 0.5 y 2 que depende de la unión

$K$ = Constante

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCd}}$$

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{d\max}}{C_{d\min}}}$$

También podemos encontrar que la capacidad del diodo varactor o varicap, está expresada mediante la siguiente ecuación:

$$C = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_d}{\phi}\right)^\gamma}$$

Donde

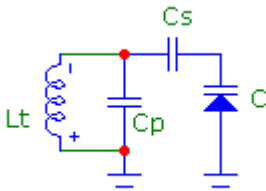
$C_0$  = Capacidad a la tensión inversa de polarización

$V_d$  = Tensión inversa de polarización

$\phi$  = Potencial de contacto de la unión entre -0.6 y -1.0

$\gamma$  = Varía entre 0.5 y 2, depende si la unión, o sea del perfil de concentración de la juntura, si la juntura es abrupta  $\gamma = 0.5$  y si es gradual  $\gamma = 2$

Supongamos el siguiente circuito de alterna,



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t\left(C_p + \frac{C_s C}{C_s + C}\right)}}$$

A fin de cumplir con el objetivo propuesto, podemos ver la variación de la frecuencia en función de la capacidad y la variación de ésta última en función de una tensión, o sea:

$$\Delta f_0 = \frac{\partial f_0}{\partial C} \frac{dC}{dV} \Delta V \quad \text{Siendo} \quad V_d = V_{pol} + \Delta V$$

Colocando  $f_0$  de la siguiente forma;

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} (L_t C_{eq})^{-\frac{1}{2}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_t}} C_{eq}^{-\frac{1}{2}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_t}} \left(C_p + \frac{C_s C}{C_s + C}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

$$\frac{\partial f_0}{\partial C} = \frac{1}{2\pi} \left(-\frac{1}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{L_t}} \left(C_p + \frac{C_s C}{C_s + C}\right)^{-\frac{1}{2}-1} \left(\frac{C_s(C_s + C) - C_s C}{(C_s + C)^2}\right) =$$

$$\frac{\partial f_o}{\partial C} = \left(-\frac{1}{2}\right) \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{Lt \left(C_p + \frac{C_s C}{C_s + C}\right) \left(C_p + \frac{C_s C}{C_s + C}\right)}} \frac{\left(\frac{C_s^2}{(C_s + C)^2}\right)}{Ceq} =$$

$f_o$ 
 $Ceq$

$$\frac{\partial f_o}{\partial C} = \left(-\frac{1}{2}\right) f_o \frac{1}{Ceq} \left(\frac{C_s^2}{(C_s + C)^2}\right) =$$

Suponiendo que calculamos C a través de:

$$C = \frac{C_o}{\left(1 + \frac{Vd}{\phi}\right)^\gamma}$$

Y hacemos que  $\frac{Vd}{\phi} \gg 1$  y que  $\frac{Vd}{\phi} \approx Vd$

Podemos escribir  $C = \frac{C_o}{Vd^\gamma} = C_o Vd^{-\gamma}$

Entonces:  $\frac{dC}{dVd} = -\gamma \cdot C_o \cdot Vd^{-\gamma-1} = -\gamma \frac{C_o}{Vd^\gamma Vd} = -\gamma \cdot \frac{C}{Vd}$

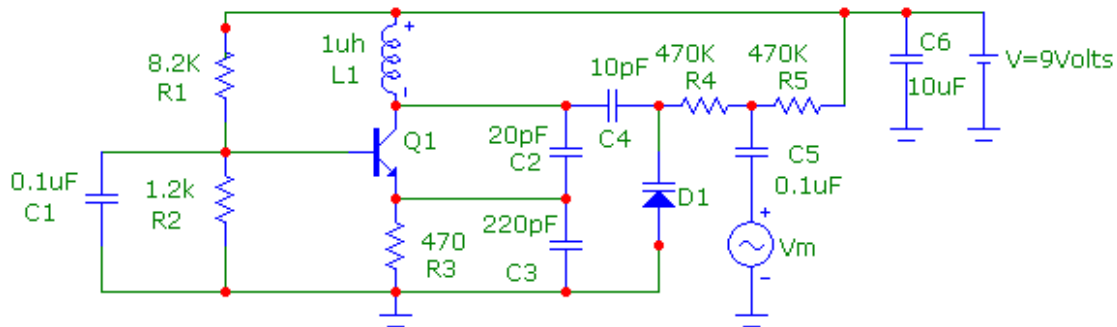
En definitiva:

$$\Delta f_o = \frac{\partial f_o}{\partial C} \frac{dC}{dV} \Delta V = \left(-\frac{1}{2}\right) f_o \frac{1}{Ceq} \left(\frac{C_s^2}{(C_s + C)^2}\right) \left(-\gamma \frac{C}{Vd}\right) \Delta V$$

$$\Delta f_o = \left(\frac{\gamma}{2}\right) f_o \frac{C}{Ceq} \left(\frac{C_s^2}{(C_s + C)^2}\right) \frac{\Delta V}{Vd}$$

$$\left. \frac{\Delta f_o}{f_o} \right|_{V=V_o} = \left(\frac{\gamma}{2}\right) \frac{C'o}{Ceq} \left(\frac{C_s^2}{(C_s + C'o)^2}\right) \frac{\Delta V}{V_o} \quad \text{Donde } C'o = C|_{V=V_o}$$

## Circuito típico de un Modulador a Varicap



Oscilador  
Colpitts  
Base a  
masa

Modulador a Varicap, donde Vm es la  
tensión de información y se inyecta a  
través de un transformador

### 3.- Modulación en Fase (PM) o Método Indirecto de Generación de Modulación en Frecuencia

Este método se utiliza cuando se necesita gran estabilidad en la frecuencia de portadora, se basa en variar la fase de la portadora, proporcionalmente al valor de una señal obtenida integrando la señal moduladora

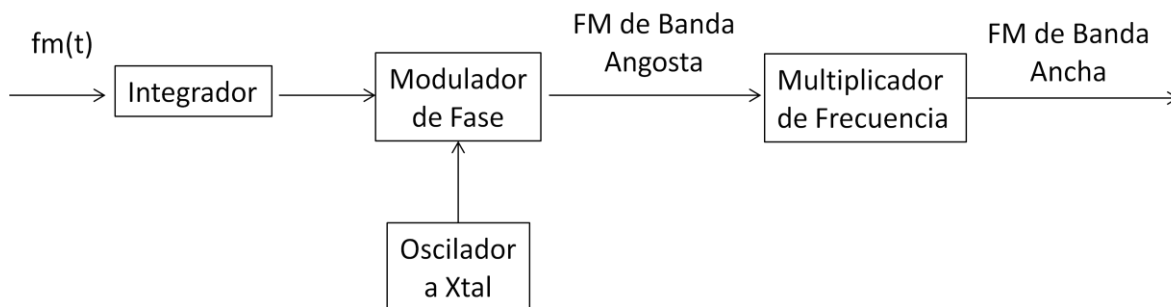
Conviene recordar la diferencia entre el concepto de frecuencia instantánea y de frecuencia estática  $f = \omega / 2\pi$ , esta última es un fenómeno periódico, asociado a la respuesta de régimen permanente de un circuito sintonizado, mientras que la frecuencia instantánea es  $f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$ , representada como la velocidad con que varía la fase de una señal  $\phi(t)$ , coincidente con la frecuencia estática cuando tal velocidad es uniforme, estando en régimen permanente es un fenómeno periódico.

Respecto del párrafo anterior, podemos decir que cuando hacemos pasar una frecuencia variable por un circuito resonante, se tiende a calcular la respuesta del mismo a la frecuencia instantánea, como si fuese igual que con una señal periódica indefinida, esta aproximación es incorrecta, porque se supone que la frecuencia es estática y no lo es, si consideramos que la desviación máxima de frecuencia y la banda de modulación son pequeñas respecto de la portadora, puede estimarse la respuesta de esa forma. Es muy

importante que para el circuito indicado, el ancho de banda, se mantenga no sólo en el margen de frecuencia instantánea, sino en toda la banda de modulación, recordemos que el ancho de banda ocupado por una señal modulada en frecuencia (FM) o en fase (PM), de acuerdo con el desarrollo espectral, será siempre mayor que la diferencia entre los valores máximo y mínimo de frecuencia instantánea

Este método de modulación angular, se produce variando el corrimiento de fase de una portadora de frecuencia constante, de acuerdo con una señal moduladora, la salida resultante es una señal con modulación de fase. Aquí, cuanto mayor sea la amplitud de la moduladora, tanto mayor será el corrimiento de fase de la portadora. La modulación en fase produce una modulación en frecuencia, porque la magnitud está variando y el efecto es como si variara la frecuencia de la portadora, de ahí que a este tipo de modulación se lo denomina “modulación de frecuencia indirecta”

Para lograr lo indicado anteriormente, la onda moduladora que es la señal de banda base se integra y luego se utiliza para modular en fase a un oscilador a cristal. La desviación de fase máxima ( $\Delta\phi_{\max}$ ) se mantiene pequeña para minimizar la distorsión del modulador de fase, resultando una señal de FM de banda angosta. Esta señal se multiplica luego en frecuencia para producir la señal de banda ancha (tengamos en cuenta que al multiplicar la frecuencia, estaremos también multiplicando la desviación de fase)



Sea la tensión de una portadora no modulada:  $v(t) = V_c \cos\phi(t)$

La fase instantánea debe ser proporcional a la señal moduladora

$$\phi(t) = \omega_c t + \Delta\phi(t) = \omega_c t + k_m v_m(t)$$

$\omega_c$  : pulsación de portadora

$v_m(t)$  :tensión de señal moduladora

$k_m$  :factor de proporcionalidad o sensibilidad del modulador de fase en rad/volt

La tensión de señal modulada puede expresarse como:  $v(t)_{\text{fase}} = V_c \cos[\omega_c t + \Delta\phi_{\max} x_m(t)]$

Donde  $x_m(t) = \frac{v_m(t)}{|v_m(t)|_{\max}}$  y  $\Delta\phi_{\max} = k_m |v_m(t)|_{\max}$

Siendo la señal moduladora de un tono de frecuencia  $f_m(t)$  :

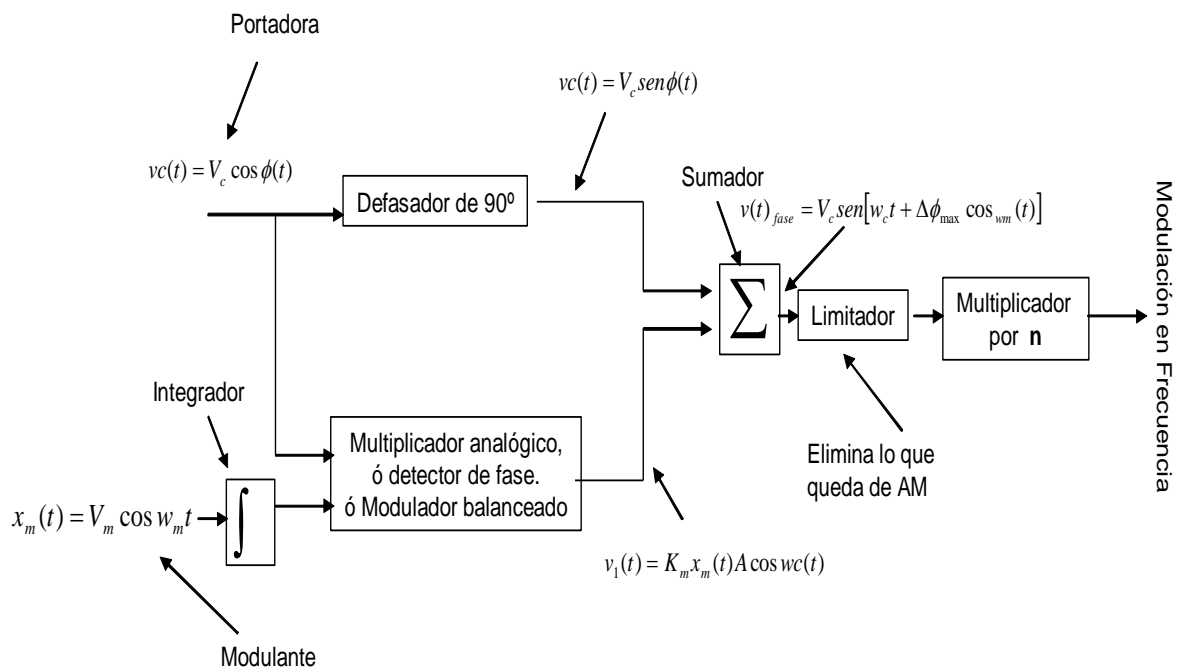
$$x_m(t) = \cos(2\pi f_m t) = \cos w_m t$$

La señal modulada en fase:

$$v(t)_{fase} = V_c \cos[w_c t + \Delta\phi_{max} \cos(w_m t)]$$

### a.- Modulador Armstrong

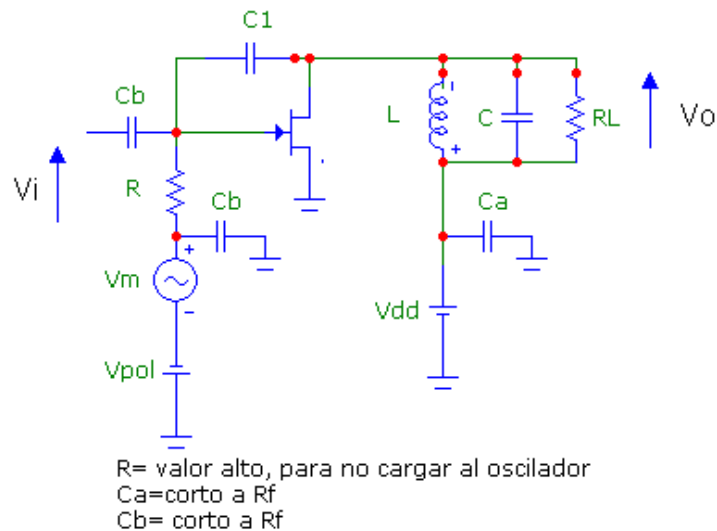
Un circuito que nos permite producir modulación de fase es el **Modulador Armstrong**, que se basa en el siguiente diagrama





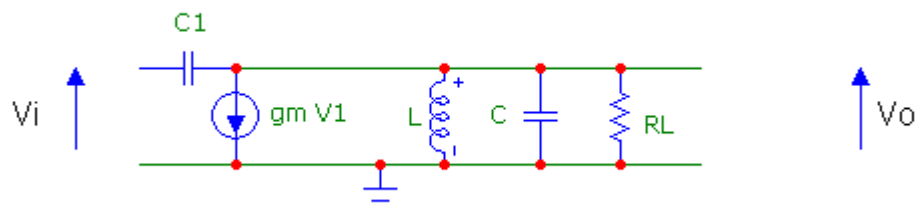
Nuestro **Objetivo** es, obtener:  $\Delta\phi = \frac{\partial\phi}{\partial gm} \frac{dgm}{dV} \Delta V$

### Circuito típico de un Modulador Armstrong



Recordemos que  $V_m$  es la tensión de información, que se inyectará a través de un transformador, donde  $V_i$  es la señal proveniente de un oscilador a cristal, o sea la portadora y donde  $V_o$  es la tensión de salida del modulador

El circuito equivalente que nos queda será



Hallemos el valor de:  $V_o/V_i$  y veamos como varía la fase en función de  $V_m$

La ecuación del nodo será

$$(V_o - V_i)j\omega C_1 + gmV_i + \frac{1}{j\omega L}V_o + j\omega CV_o + \frac{1}{RL}V_o = 0$$

$$V_o \left( j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{RL} \right) = V_i(j\omega C_1 - gm)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(j\omega C_1 - gm)}{\left( j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{RL} \right)} = \frac{(j\omega C_1 - gm)}{\left( j\omega(C_1 + C) + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{RL} \right)}$$

Como  $\omega_o^2 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C)}} = \frac{1}{\sqrt{LC_o}}$  donde  $C_o = C_1 + C$

Reemplazando  $\omega = \omega_o$  ; obtenemos

$$\left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{\omega = \omega_o} = \frac{(j\omega_o C_1 - gm)}{\underbrace{\left( j\omega_o(C_1 + C) + \frac{1}{j\omega_o L} + \frac{1}{RL} \right)}_{= 0 \text{ a } \omega_o}} = \frac{j\omega_o C_1 - gm}{\frac{1}{RL}}$$

Si determinamos,  $\phi|_{\omega = \omega_o} = \arctan\left(\frac{-\omega_o C_1}{gm}\right) \Rightarrow \frac{\partial \phi}{\partial gm} = \frac{u'}{1+u^2}$

Como nos interesa conocer

$$\Delta \phi = \frac{\partial \phi}{\partial gm} \Delta gm \text{ y como } \frac{\partial \phi}{\partial gm} = \frac{u'}{1+u^2}$$

Recordando que

$$\phi|_{\omega = \omega_o} = \arctan\left(\frac{-\omega_o C_1}{gm}\right)$$

Nos queda:

$$\Delta \phi = \frac{\omega_o C_1}{gm^2} \left( \frac{1}{1 + \left( \frac{\omega_o C_1}{gm} \right)^2} \right) \Delta gm$$

$$\Delta\phi|_{gm=gmpol+\Delta gm} = \frac{w\omega C_1}{g m_{pol}^2} \left( \frac{1}{1 + \left( \frac{w\omega C_1}{g m_{pol}} \right)^2} \right) \Delta gm$$

$$\Delta\phi|_{gm=gmpol+\Delta gm} = \frac{w\omega C_1}{g m_{pol}^2} \left( \frac{g m_{pol}^2}{g m_{pol}^2 + w\omega^2 C_1^2} \right) \Delta gm$$

$$\Delta\phi|_{gm=gmpol+\Delta gm} = \left( \frac{w\omega C_1}{g m_{pol}^2 + w\omega^2 C_1^2} \right) \Delta gm$$

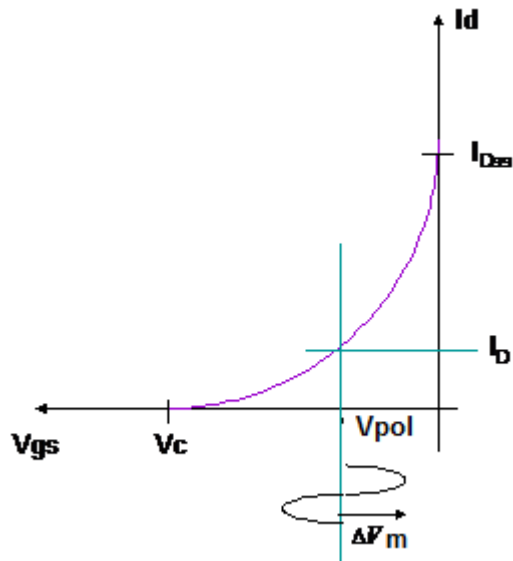
Considerando que:  $\Delta gm = \frac{dgm}{dVm} \Delta Vm$

Entonces

$$\Delta\phi = \left( \frac{w\omega C_1}{g m_{pol}^2 + w\omega^2 C_1^2} \right) \frac{dgm}{dVm} \Delta Vm ; \text{ donde } Vm = Vpol + \Delta Vm$$

Depende del elemento activo a utilizar

Si suponemos que utilizamos como elemento activo a un JFet de canal N



$$I_d = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_c}\right)^2$$

$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_c} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_c}\right)$$

$$V_{gs} = V_{pol} + \Delta V_m$$

$$\Delta g_m = \frac{\partial g_m}{\partial V_{gs}} \Delta V_{gs} = 2 \frac{I_{DSS}}{V_c^2} \Delta V_m$$

Si reemplazamos las ecuaciones anteriores en  $\Delta\phi$ , tendremos:

$$\Delta\phi = \left( \frac{\omega C_1}{g_{m_{pol}}^2 + \omega^2 C_1^2} \right) \frac{dg_m}{dV_m} \Delta V_m$$

$$\Delta\phi = \left( \frac{\omega C_1}{g_{m_{pol}}^2 + \omega^2 C_1^2} \right) 2 \frac{I_{DSS}}{V_c^2} \Delta V_m$$

Por lo tanto,  $km$ : que es el factor de proporcionalidad o sensibilidad del modulador de fase en rad/volt

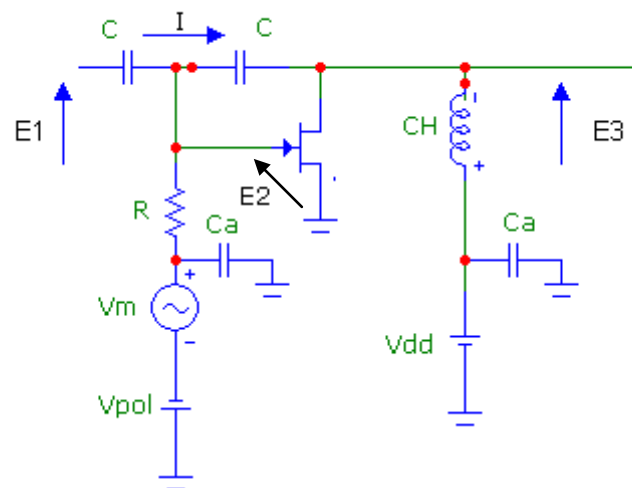
$$km = \frac{\Delta\phi}{\Delta Vm} = \left( \frac{\omega_0 C_1}{gm_{pol}^2 + \omega_0^2 C_1^2} \right)^2 \frac{Idss}{Vc^2}$$

También es oportuno observar que en las ecuaciones no interviene el valor de “R”, por lo cual, lo que nos dice es que la desviación de fase no depende del Qc del circuito resonante, aunque la experiencia aconseja que el Qc del circuito sea más bien bajo

### b.- Modulador Beleskas

Al igual que en el circuito anterior, nuestro objetivo es  $\Delta\phi = \frac{\partial\phi}{\partial gm} \frac{dgm}{dV} \Delta V$

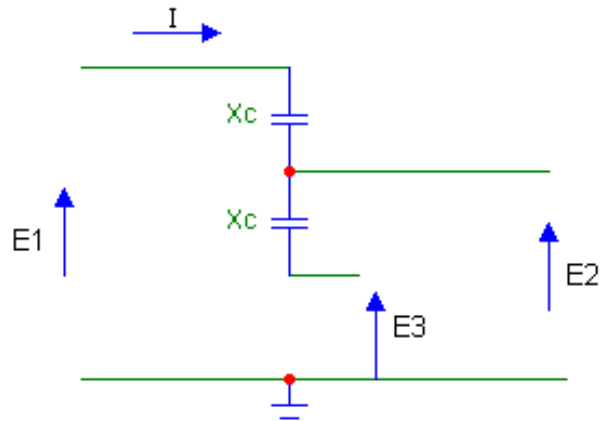
#### Circuito típico de un Modulador Beleskas



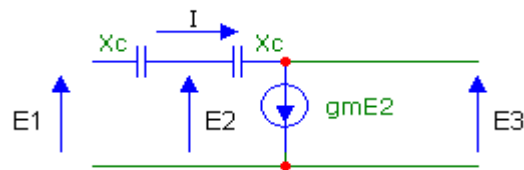
En este circuito se deben evitar cargas grandes a la salida

Ca=corto a Rf

(el generador y batería Vpol deberían cambiarse por un transformador, en el caso práctico, también debería colocarse una resistencia y capacitor en source, para mejorar la estabilización térmica en la polarización )



$E2 = \frac{E1 + E3}{2}$  y el valor de  $I = gmE2$  Re dibujando el circuito, tenemos:



$$I = (E1 - E3) \frac{1}{2 \frac{1}{j\omega C}} = (E1 - E3) \frac{j\omega C}{2}$$

$$(E1 - E3) = \frac{2I}{j\omega C} = \frac{2gmE2}{j\omega C} = \frac{2gmE2}{j\omega C}$$

$$(E1 - E3) = \frac{2gmE2}{j\omega C} = 2 \frac{gm \left( \frac{E1 + E3}{2} \right)}{j\omega C} = \frac{gm(E1 + E3)}{j\omega C}$$

$$j\omega C(E1 - E3) = gm(E1 + E3)$$

$$j\omega CE1 - j\omega CE3 = gmE1 + gmE3$$

$$j\omega CE1 - gmE1 = gmE3 + j\omega CE3$$

$$E1(j\omega C - gm) = E3(gm + j\omega C)$$

$$\frac{E3}{E1} = \frac{(-gm + j\omega C)}{(gm + j\omega C)}$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{-\omega C}{gm}\right) - \arctan\left(\frac{\omega C}{gm}\right) \Rightarrow -2 \arctan\left(\frac{\omega C}{gm}\right)$$

Si recordamos  $\Delta\phi = \frac{\partial\phi}{\partial gm} \frac{dgm}{dV} \Delta V$  y  $\frac{\partial\phi}{\partial gm} = \frac{u'}{1+u^2}$

Entonces:

$$\Delta\phi|_{gm=gm_{pol}+\Delta gm} = \frac{\partial\phi}{\partial gm} \Delta gm = 2 \left( \frac{\omega C}{gm_{pol}^2 + \omega^2 C^2} \right) \Delta gm$$

$$\Delta\phi = \frac{\partial\phi}{\partial gm} \frac{dgm}{dV} \Delta V = 2 \left( \frac{\omega C}{gm_{pol}^2 + \omega^2 C^2} \right) \frac{dgm}{dVm} \Delta Vm \quad \text{donde } Vm = V_{pol} + \Delta Vm$$



Depende del elemento activo a utilizar

Para ver la última fórmula completa debería incluirse las características del elemento activo, como se hizo en el caso del Armstrong, obteniendo con un elemento activo similar que una de las diferencias que encontramos entre el circuito modulador Armstrong y el modulador Beleskas, es que con este último, obtenemos el doble de desplazamiento en fase ( $\Delta\phi$ ) para el mismo  $\Delta Vm$

Ejemplo de modulación indirecta:

Supongamos que la frecuencia de portadora es  $f_c = 100$  MHz y deseamos producir un  $\Delta f = 75$  KHz, siendo la Banda Base de 100 Hz a 15 KHz

El modulador de fase, lo excitaremos con una portadora  $f_1 = 100$  KHz mediante un oscilador controlado a cristal, teniendo en cuenta que luego haremos un proceso de multiplicación en frecuencia y a su vez con el fin de limitar la distorsión del modulador de fase, restringiremos el índice de modulación  $\beta_1 = 0,2$  radianes o sea el  $\Delta\phi_{max}$

Las frecuencias más bajas de modulación producen una desviación de frecuencia

$$\Delta f_1 = 0,2 \times 100 \text{ Hz} = 20 \text{ Hz}$$

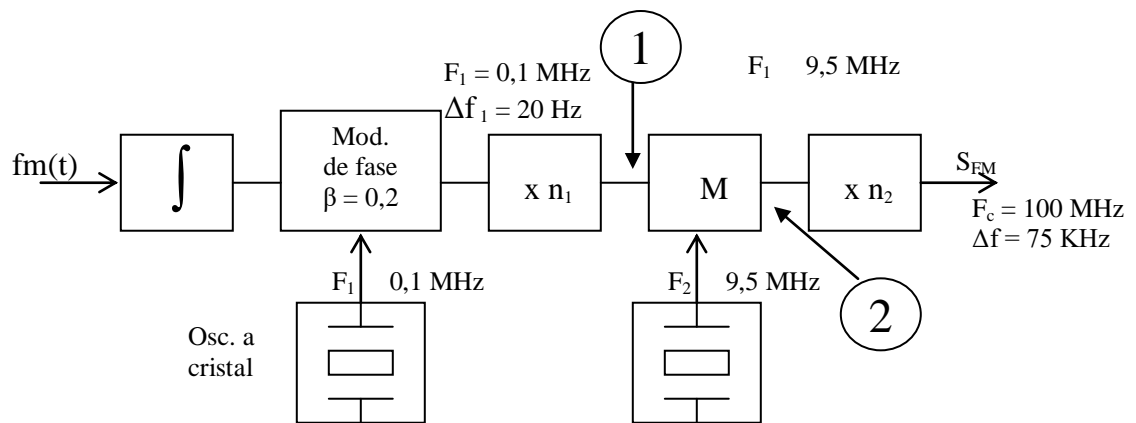
Para producir una desviación de frecuencia de 75 KHz a la salida del transmisor de FM, se requiere una multiplicación de frecuencia

$$n = 75 \text{ KHz} / 20 \text{ Hz} = 3750$$

Sin embargo, esta multiplicación, produciría una  $f_c$  a la salida de:

$$f_c = 3750 \cdot 0,1 \text{ MHz} = 375 \text{ MHz} \rightarrow \text{valor mayor al deseado}$$

Para generar la señal de FM que verifique tanto la desviación de frecuencia como la frecuencia portadora deseada, se utiliza un multiplicador de frecuencia de 2 etapas con una etapa intermedia de mezclado de frecuencia, la cual mantiene constante el  $\Delta f$



- 1) Lo que estamos haciendo al dividir el multiplicador es que  $n_1 \times n_2 = n_{total} = 3750$
- 2) Entonces  $n_1 \cdot n_2 = \Delta f / \Delta f_1 = 3750$
- 3) La salida del mezclador, tendrá una frecuencia =  $f_2 - n_1 f_1$  (punto 1)
- 4) Por lo tanto, en este punto la frecuencia también valdrá  $f_c / n_2$

Lo que nos dice que,  $f_2 - n_1 f_1 = f_c / n_2$ ; si reemplazamos el valor de  $n_2 = \Delta f / (\Delta f_1 \times n_1)$

en la ecuación, obtenemos:  $f_2 - n_1 f_1 = f_c / (\Delta f / \Delta f_1 \times n_1)$ ; de aquí podemos despejar  $n_1$

$$f_c \times n_1 = f_2 \times (\Delta f / \Delta f_1) - f_1 \times n_1 \times (\Delta f / \Delta f_1), \text{ donde } n_1 = f_2 / (f_c / (\Delta f / \Delta f_1)) + f_1$$

a su vez  $f_c = f_2 \times n_2 - f_1 \times n_1 \times n_2 = f_2 \times n_2 - f_1 \times (\Delta f / \Delta f_1)$ , lo que nos dice que habrá un valor de compromiso en la elección de la frecuencia  $f_2$ , dado por el valor de  $\Delta f / \Delta f_1$ , en nuestro caso era 3750 entonces podemos elegir  $n_2 = 50$  (valor entero) y  $f_2$  será de 9,5 Mhz despejándolo de  $f_c = f_2 \times n_2 - f_1 \times (\Delta f / \Delta f_1)$  y desde luego ya sea con esta frecuencia o utilizando el valor de  $3750 = n_1 \times n_2$ , podemos decir que  $n_1 = 75$  o de  $n_1 = f_2 / (f_c / (\Delta f / \Delta f_1)) + f_1$

$$n_1 = 75 \qquad n_2 = 50$$



## Modulación de Frecuencia

En banda ancha,  $\beta > 0.6 \Rightarrow B = 2(\Delta f_{\max} + f_m)$  ó  $B = 2 \cdot f_m(\beta + 1)$  siendo  $\beta = \frac{\Delta f_{\max}}{f_m}$

Donde

$\Delta f_{\max}$  = Desviación.máxima.de..frecuencia

$f_m$  = Frecuencia máxima de modulación

## Modulación de Fase

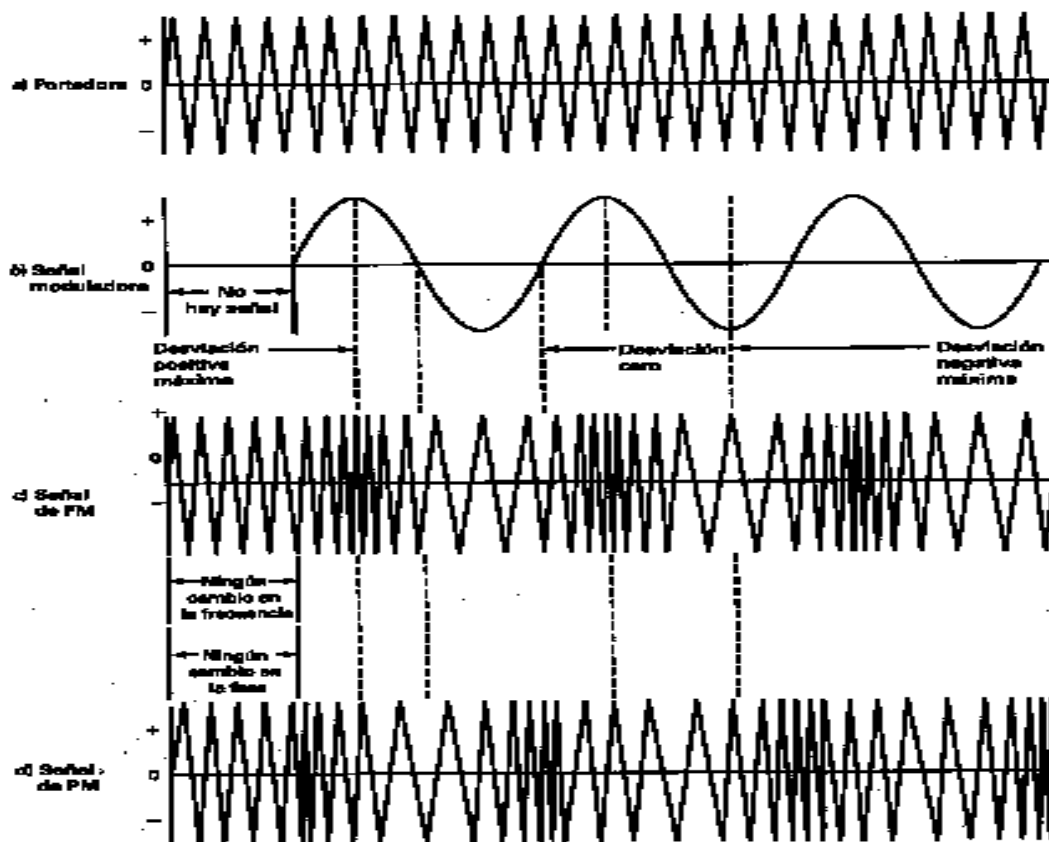
En banda ancha  $\Rightarrow B = 2 f_m(1 + \Delta\phi_{\max})$

Donde

$\Delta\phi_{\max}$  = Desviación.máxima.de..fase

$$\Delta\phi_{\max} = k_m |v_m(t)|_{\max}$$

Representación de la modulación de frecuencia y de la modulación de fase, téngase en cuenta, que la portadora fue dibujada como señal triangular (por facilidad) pero en la práctica es senoidal



#### 4.- Mejora de la Relación Señal a Ruido utilizando redes de Preénfasis y De énfasis.

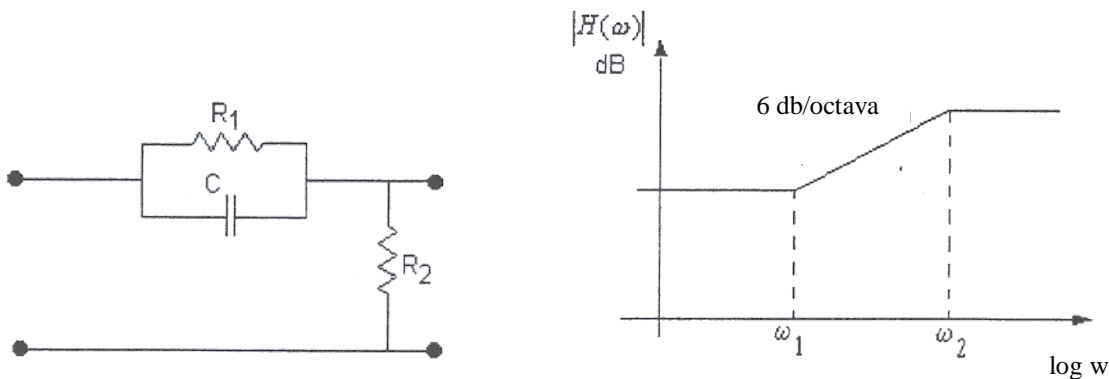
En la transmisión FM, el ancho de banda está determinado por la máxima desviación de frecuencia  $\Delta f$ , producida por la  $f_{m_{max}}$  que se transmite, en particular para el caso comercial  $f_{m_{max}} = 15\text{Khz}$ , con un  $\Delta f = 75\text{Khz}$ , obteniéndose un ancho de banda de necesario de  $200\text{Khz}$ . En la práctica, difícilmente las componentes más altas de la señal moduladora alcanzan los niveles de amplitud necesaria para producir esa desviación de frecuencia de  $75\text{Khz}$ .

Debido a que las señales de voz y música tienen la mayor parte de la energía en bajas y medias frecuencias. Por esta razón, podríamos decir que la señal de FM no necesitaría ocupar todo el ancho de banda. Sin embargo, el ruido introducido en el receptor ocupa la totalidad del ancho de banda disponible, y en la salida del demodulador de FM, la densidad espectral de potencia de ruido crece parabólicamente con la frecuencia, o sea las altas frecuencias serán realzadas, dando lugar a un sistema de comunicación bastante ineficiente.

Para remediar eso, se acentúan las componentes de alta frecuencia de la señal de entrada en el transmisor “preénfasis”, antes de que se introduzca el ruido. En la salida del demodulador de FM del receptor se efectúa la operación inversa por medio del “de énfasis” de los componentes de alta frecuencia. El espectro de la señal recupera su forma original pero ahora se reduce el ruido, que es atenuado por la red de “de énfasis”.

Los filtros utilizados se indican a continuación:

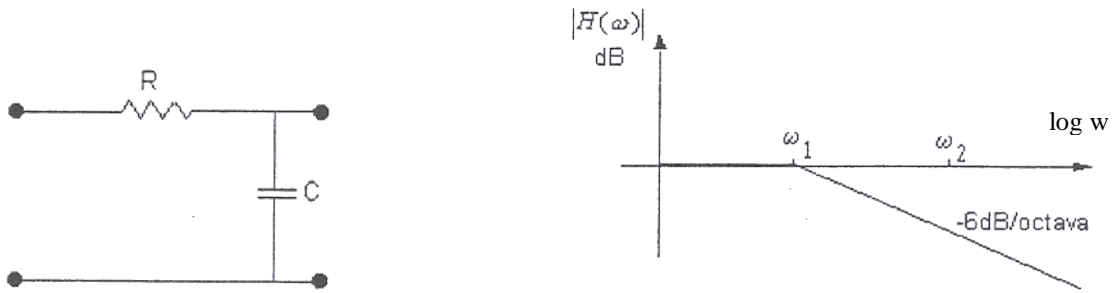
##### a.- Preénfasis: (pasaalto)



Donde  $w_1 = \frac{1}{R_1 C}$  y  $w_2 = \frac{1}{R_2 C}$ , asimismo  $R_1 \gg R_2$

$w_1$ , corresponde a una  $f_1 = 2130\text{hz}$  y  $w_2$ , corresponde a una  $f_2 = 23343\text{hz}$

### b.-De énfasis: (pasabajos)

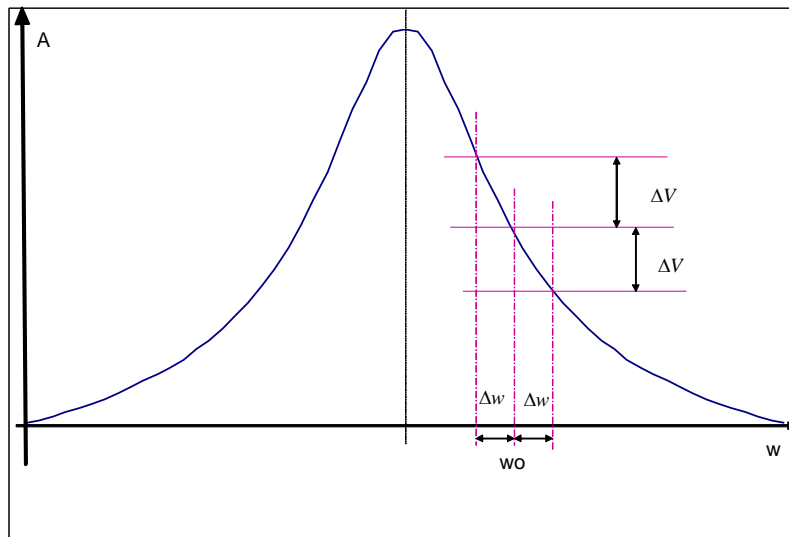


Donde  $\omega_1 = \frac{1}{RC}$ , corresponde a una  $f_1 = 2130 \text{ Hz}$

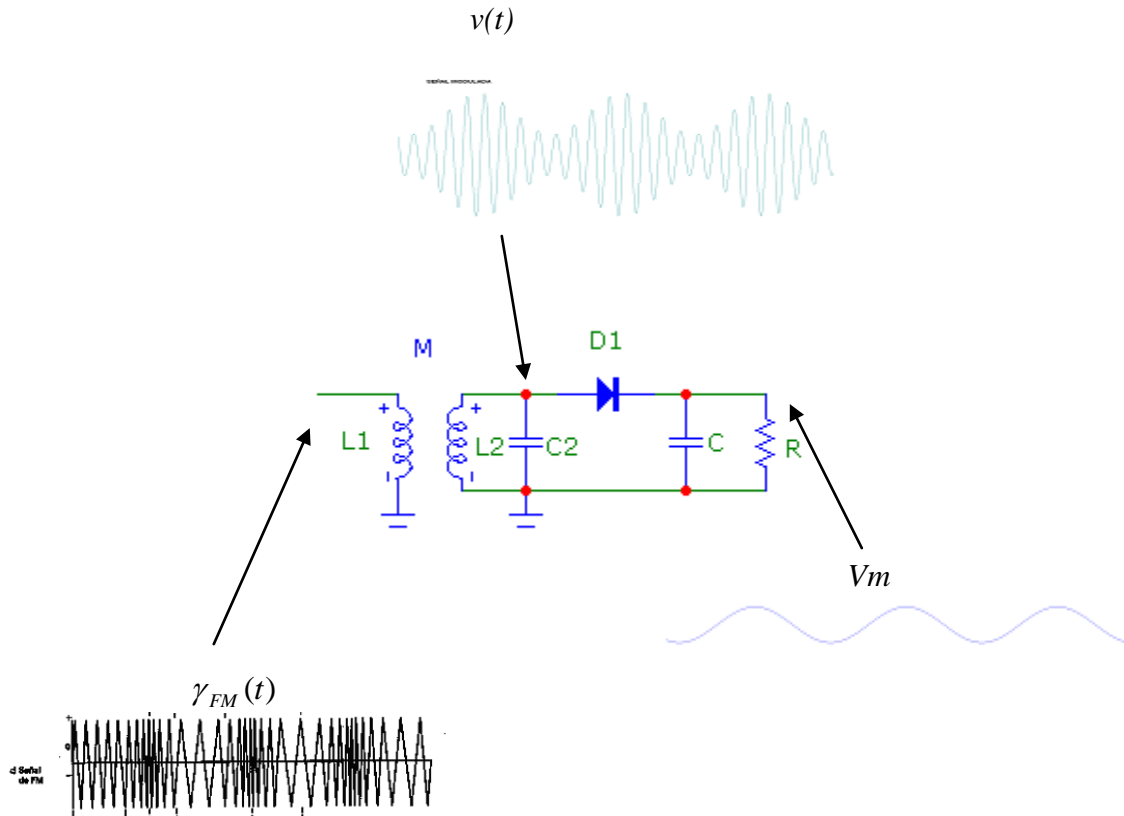
## 5.- Demodulación o Detección Angular

Un circuito detector de frecuencia es un circuito cuya tensión de salida es proporcional a la diferencia entre una frecuencia de referencia y la frecuencia de una señal de entrada. De ahí que una de las formas más simples de detectar señales de FM es la de utilizar un circuito sintonizado, cuya frecuencia central esté corrida de la frecuencia de portadora de la señal modulada, de esta forma como la respuesta del circuito no es uniforme para un determinado rango de frecuencias, se obtiene a la salida del mismo variaciones de amplitud que luego pueden ser detectadas mediante un detector de AM

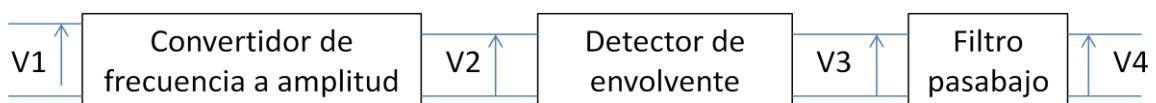
Supongamos entonces el siguiente esquema:



Podemos observar que la salida de un circuito sintonizado produce ante una variación de frecuencia una variación de amplitud, y esa variación de amplitud ( $V_m$ ) puede ser detectada por un detector de AM, como el siguiente:



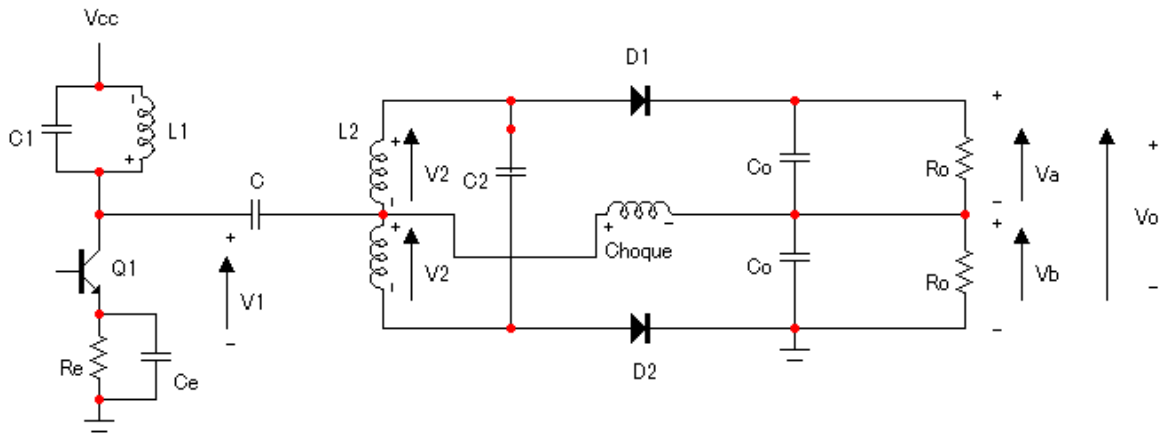
De acuerdo a lo descrito la representación de un detector de frecuencia sería la siguiente:



Si bien, el circuito descrito cumple con el objetivo propuesto, no es uno de los circuitos específicos, entre ellos podemos encontrar, el discriminador Foster Seely, el detector de relación, el detector de cuadratura, detector a PLL, etc.

### a) Discriminador Foster Seely

El circuito de este discriminador, se basa en un discriminador por desplazamiento de fase, el mismo transforma variaciones de fase o de frecuencia de la señal de entrada en variaciones de amplitud, que son demoduladas por un detector diódico.

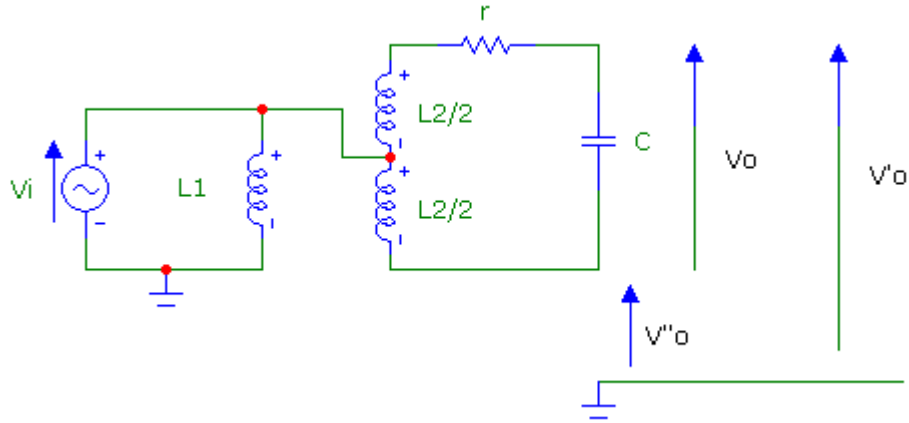


Ultima etapa de FI

Si los capacitores  $C$  y  $C_o$ , representan corto circuitos a la frecuencia de FI, de esta forma la señal de entrada de FI queda aplicada al choque, que podremos considerarlo un circuito abierto y la señal de FI queda conectada en fase entre tierra y el punto medio del secundario.

Por otro lado, la señal de entrada de FI, induce en el secundario una tensión desfasada  $180^\circ$  respecto de la misma, la cual se divide entre ambas partes de  $L_2$ , si el secundario del transformador se sintoniza a FI (conjunto  $L_2$  y  $C_2$ ), la corriente del secundario se encontrará en fase con la  $V_o = V_a + V_b$ , si acoplamos primario y secundario débilmente, el primario se comporta como un inductor porque la corriente del mismo posee un desfase de  $90^\circ$  respecto de la tensión de entrada, esto provocará que  $V_{ch}$ , estará desfasada  $90^\circ$ , por lo cual, la tensión de cada rama de  $L_2$ , o sea  $V_2$  (de cada parte del secundario), estarán en contrafase y a  $90^\circ$  respecto de  $V_{ch}$ , por lo cual,  $V_{d1}$  y  $V_{d2}$  serán la suma fasorial de  $V_2$  y  $V_{ch}$  según la rama que tomemos y **en resonancia** dichas tensiones serán iguales, o se la caída de tensión en  $D_1$  y  $D_2$  son iguales, eso hará que la corriente por cada  $C_o$  sea igual y de signo contrario y por ende **la tensión de salida será cero**.

Para analizar el comportamiento del circuito anterior realicemos el siguiente circuito para ver las relaciones de fase en el discriminador



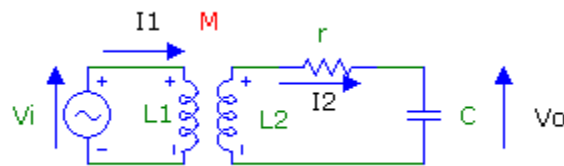
Si analizamos el circuito a  $\omega = \omega_0$ , y sabiendo que  $r$ , es la resistencia de pérdida de la bobina, podemos decir que:

$$V'o = Vi + \frac{Vo}{2}$$

$$V''o = Vi - \frac{Vo}{2}$$

Donde será  $Vo = V'o - V''o$

Ahora analicemos el efecto de la inductancia mutua del transformador, para ello veamos en forma destacada, dicho transformador:



$$Vi = j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2$$

$$0 = -j\omega M I_1 + (j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C} + r) I_2$$

$$I_2 = \frac{j\omega M Vi}{j\omega L_1 (j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C} + r) + \omega^2 M^2} = \frac{j\omega M Vi}{j\omega L_1 (j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C} + r + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_1})}$$

$$V_o = \frac{I_2}{j\omega C} = \frac{MV_i}{j\omega CL_1(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C} + r + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_1})}$$

$$V_o = \frac{MV_i}{- \omega^2 CL_1 L_2 + L_1 + j\omega CL_1 r + C\omega^2 M^2}$$

$$M^2 = k^2 L_1 L_2$$

$$V_o = \frac{MV_i}{- \omega^2 CL_1 L_2 + L_1 + j\omega CL_1 r + C\omega^2 k^2 L_1 L_2} = \frac{MV_i}{L_1 + j\omega CL_1 r - (1 - k^2)\omega^2 CL_1 L_2}$$

$$V_o = \frac{MV_i}{L_1(1 + j\omega Cr - (1 - k^2)\omega^2 CL_2)}$$

Si adoptamos  $k \ll 1$ , o sea un acoplamiento débil

$$(1 - k^2) \approx 1$$

$$V_o = \frac{MV_i}{L_1(1 + j\omega Cr - \omega^2 CL_2)} =$$

Si miramos el circuito del secundario, podemos afirmar que  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}$ , por lo tanto:

$$V_o = \frac{MV_i}{L_1(1 + j\omega Cr - \frac{\omega^2}{\omega_o^2})} = \frac{MV_i}{L_1 \left[ (1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}) + j\omega Cr \right]}$$

$$1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2} = (1 - \frac{\omega}{\omega_o})(1 + \frac{\omega}{\omega_o})$$

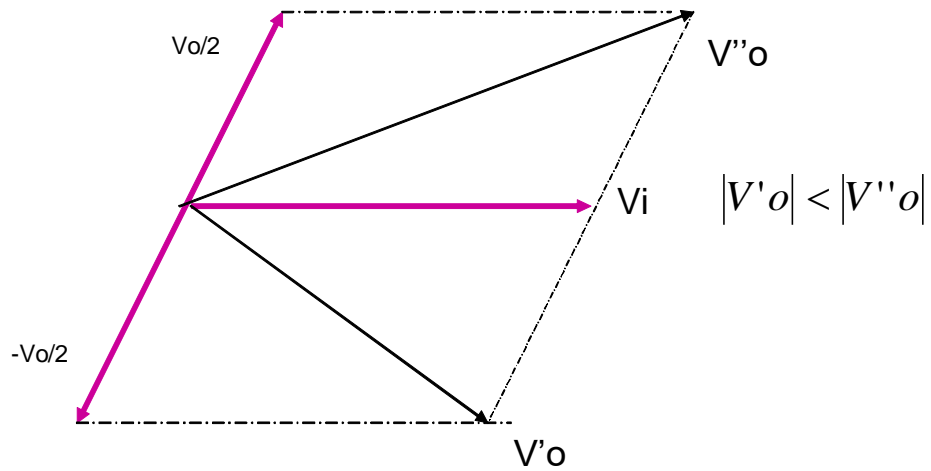
Cuando trabajamos a una frecuencia  $\omega = \omega_o$ , el término  $(1 + \frac{\omega}{\omega_o}) \Rightarrow 2$ , y el término

$$\omega C r = \omega_o C r = \frac{1}{Q}; \text{ por lo tanto}$$

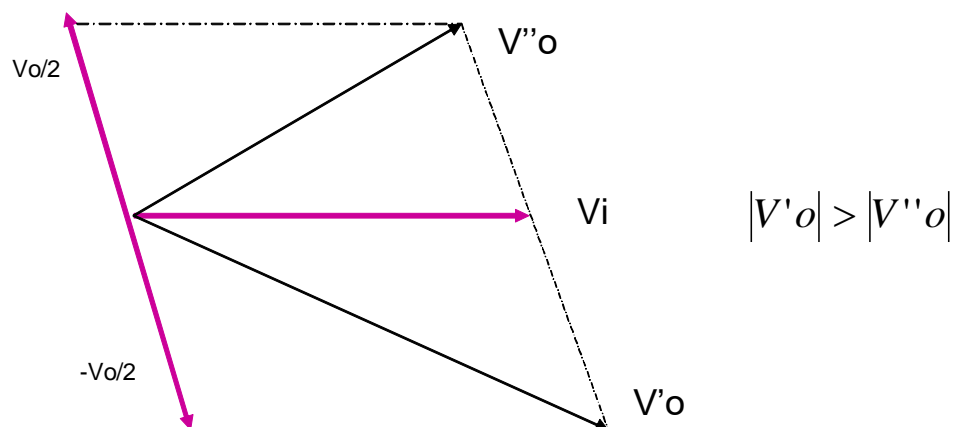




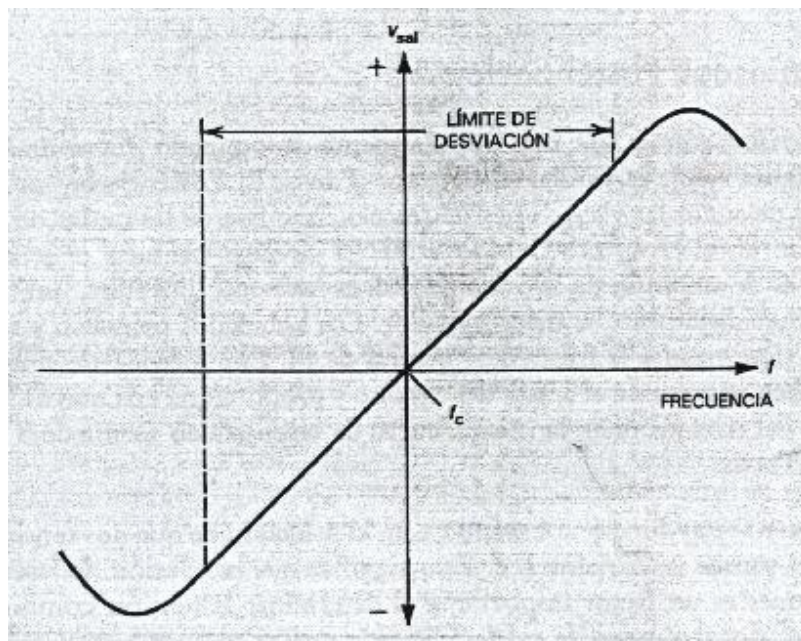
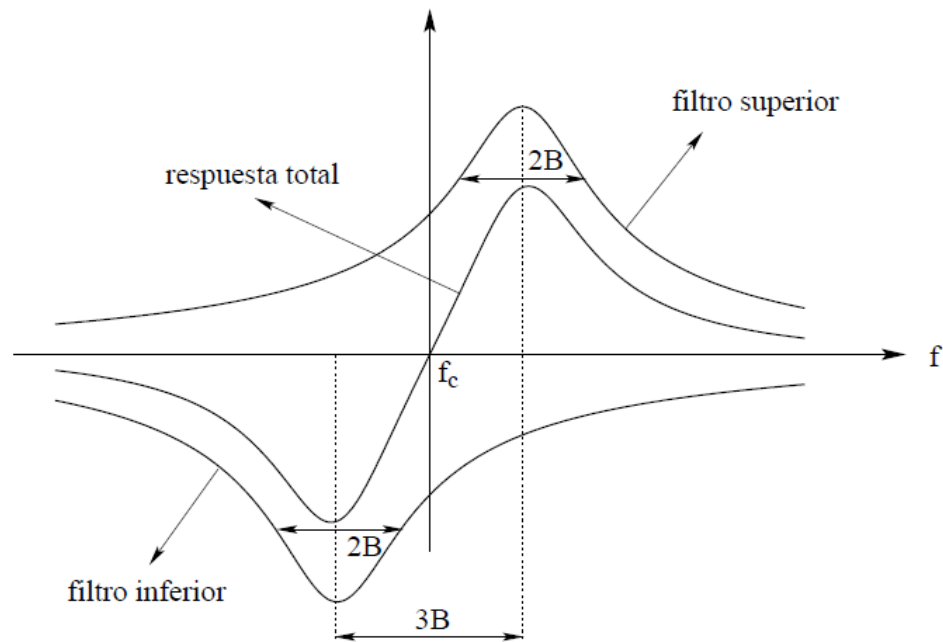
2.- Si  $w > w_0$ ,  $\Delta w > 0$ ;  $V_o = -jQ \frac{M}{L_1} V_i \frac{1}{[1 + j\chi]}$



3.- Si  $w < w_0$ ,  $\Delta w < 0$ ;  $V_o = -jQ \frac{M}{L_1} V_i \frac{1}{[1 + j\chi]}$



Cuando la señal de FI se desvía en frecuencia por arriba de la de resonancia, la impedancia del secundario se vuelve inductiva y entonces  $X_L > X_C$ , esto hace que uno de los capacitores  $C_o$  se cargue y el otro  $C_o$  se descargue, por lo que la  $V_o = V_{sal}$  se hará positiva si la frecuencia está por arriba de la resonancia y negativa por debajo de la misma.



El inconveniente que presenta este discriminador, es que también demodula AM, por lo que siempre debe ser precedido por una “etapa limitadora”, de amplitud, a fin de

minimizar su efecto. La razón, por la cual, demodula amplitud se basa en que si la señal de entrada se incrementa “N” veces, lo mismo ocurrirá con las señales  $V'o$  y  $V''o$  y por ende, la salida se ve incrementada “N” veces, o sea

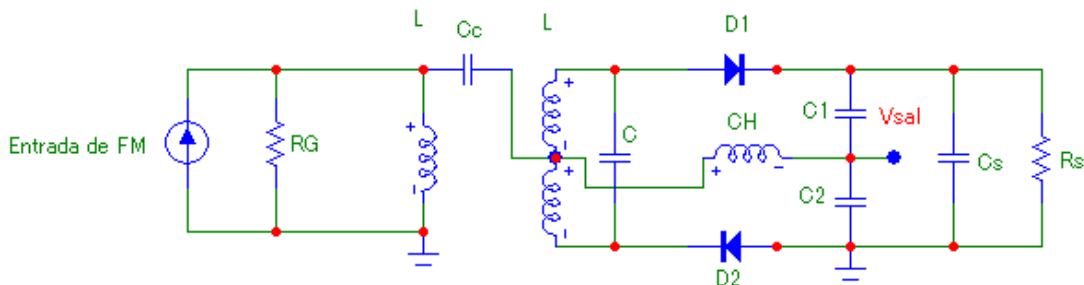
$$N|V_o'| - N|V_o''| = NV_{sal}$$

$$\text{Si } \gamma_{FM}(t) \Rightarrow V_{sal}$$

$$\text{Si } N\gamma_{FM}(t) \Rightarrow NV_{sal}$$

### b) Discriminador de Relación

Al igual que el Foster Seely el discriminador de relación, se basa en un discriminador por desplazamiento de fase, pero la diferencia que tiene es que el detector de relación es insensible a las variaciones de amplitud de la señal de entrada y sólo responde a las variaciones de frecuencia.



Como se puede observar, si llamamos a la tensión en el ánodo de D1,  $V'o$  y en el cátodo de D2,  $V''o$ , las tensiones rectificadas que aparecen sobre los capacitores, las podremos llamar  $V_o'^*$  y  $V_o''^*$ , éstas poseen la misma amplitud que en el discriminador Foster Seely, pero son de signo contrario, debido a que se ha dado vuelta el diodo D2, por lo cual:

$$V's = |V_o'^*| + |V_o''^*|$$

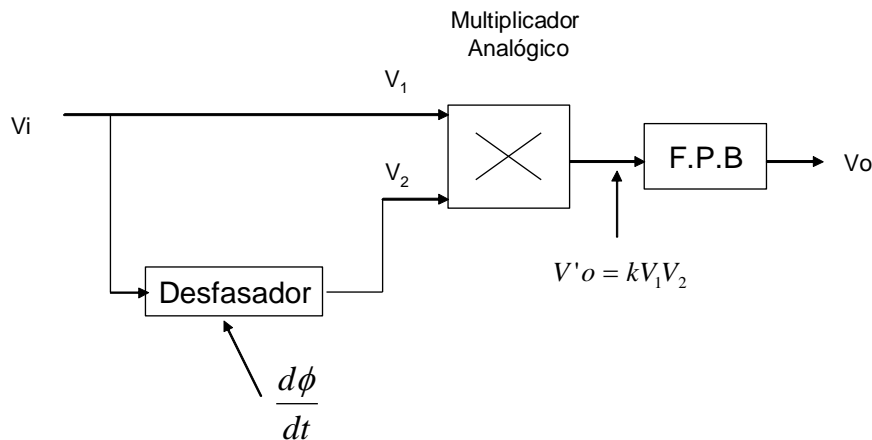
$$\text{Entonces } V_{sal} = |V_o''^*| - \frac{V's}{2} = |V_o''^*| - \frac{|V_o'^*| + |V_o''^*|}{2} = \frac{|V_o''^*| - |V_o'^*|}{2}$$

$$V_{sal} = \frac{|V_{o'1}| - |V_{o'2}|}{2}$$

La insensibilidad a las señales moduladas en amplitud, se logra a través del capacitor  $C_s$ , que deberá ser de un valor elevado, de modo que su reactancia a la frecuencia de modulación más baja sea muy pequeña en comparación con  $R_s$ , de esta manera  $C_s$  se encargará de mantener la tensión  $V_s$  en forma constante ante las fluctuaciones de amplitud en la entrada

### c) Detector de Producto o Detector en Cuadratura

Un demodulador de FM en cuadratura (a veces llamado un detector de coincidencia) extrae la señal de información original, de la forma de onda de FI, multiplicando a dos señales en cuadratura ( $90^\circ$  fuera de fase). Un detector de cuadratura utiliza un desplazador de fase de  $90^\circ$  y un detector de producto para demodular las señales de FM. El desplazador de fase de  $90^\circ$  produce una señal que está en cuadratura con la señal de FI recibida. El circuito sintonizado convierte las variaciones de frecuencia a variaciones de fase y el detector de producto multiplica las señales de FI recibidas por la señal de FI desplazadas en fase. El análisis se basará en el circuito esquemático siguiente, donde la tensión de salida  $V_o$ , será proporcional a la fase existente entre las dos señales de entrada, también se analizará una red desfasadora a proponer.



Como hemos dicho la señal de salida  $V_o$ , será proporcional a la fase entre las señales de entrada  $V_1$  y  $V_2$ , entonces tendremos

$$Si \Rightarrow V_1 = A_1 \cos \omega t$$

y  $V_2 = A_2 \cos(\omega t + \phi)$ , debido a la red desfasadora, donde  $\phi = f(\omega)$

Tendremos

$$V'o = k(V_1V_2)$$

$$V'o = kA_1 \cos \omega t \cdot A_2 \cos(\omega t + \phi) = kA_1A_2 \cos \omega t \cdot \cos(\omega t + \phi)$$

Recordando que

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \text{sen} \alpha \text{sen} \beta$$

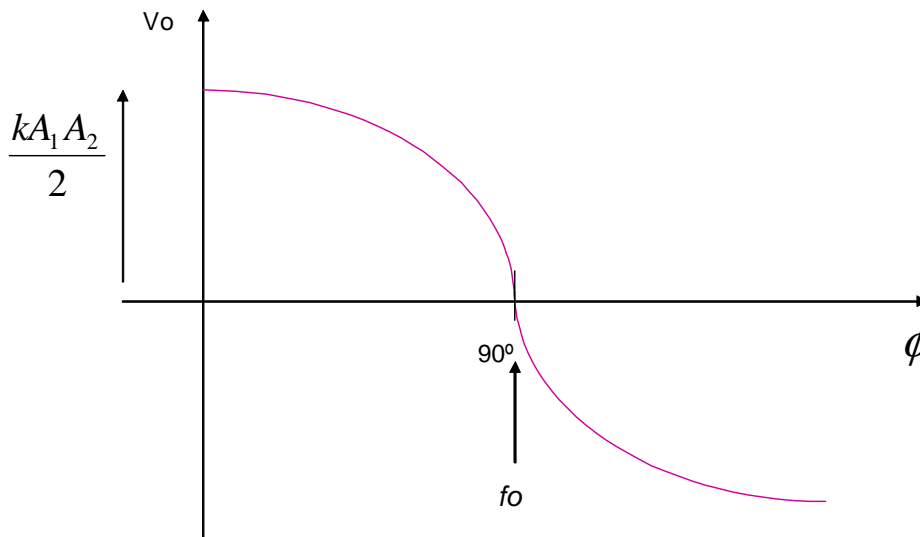
$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)}{2}$$

$$V'o = \frac{kA_1A_2}{2} (\cos(\omega t + \omega t + \phi) + \cos(\omega t - \omega t - \phi))$$

$$V'o = \frac{kA_1A_2}{2} (\cos(2\omega t + \phi) + \cos \phi)$$

Al pasar por el filtro pasa bajos,  $2\omega t$  (desaparece) quedándonos

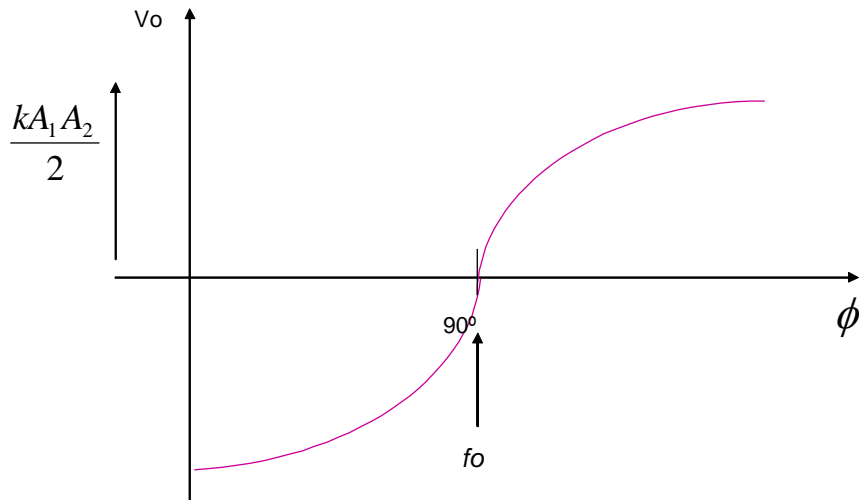
$$V'o = \frac{kA_1A_2}{2} \cos \phi$$



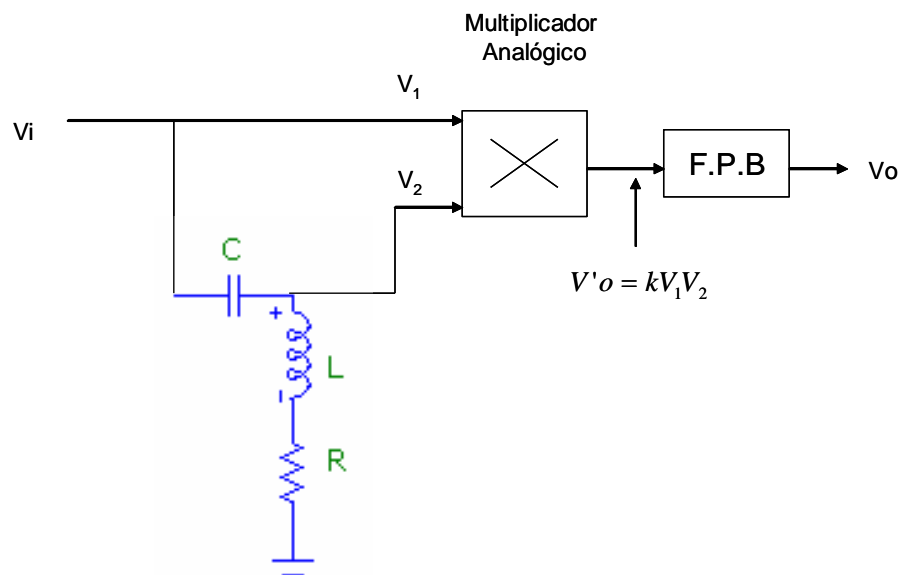
Lo que hemos provocado, es que a  $f_o$ , el desfase sea de  $90^\circ$ , con lo cual un corrimiento del valor  $f_o$ , provoca una tensión  $V'o = f(\phi)$  ó,  $V'o = f(\Delta f)$

Si trabajamos a  $f_o$ , y no hay modulación presente en la entrada, la salida será de 0 volts

Si la tensión la tomamos como “senos” tendremos:



Veamos un circuito posible en la red desfasadora



$$V_2 = \frac{V_i(R + j\omega L)}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R} =$$

$$\frac{V_2}{V_i} = \frac{(R + j\omega L)}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} = \frac{R\left(R - j(\omega L - \frac{1}{\omega C})\right) + j\omega L\left(R - j(\omega L - \frac{1}{\omega C})\right)}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$$

$$\frac{V_2}{V_i} = \frac{R^2 - jR(\omega L - \frac{1}{\omega C}) + j\omega LR + \omega L(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} = \frac{R^2 + \omega L(\omega L - \frac{1}{\omega C}) + jR\frac{1}{\omega C}}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$$

$$\frac{V_2}{V_i} = \frac{R^2 + \omega L(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} + j \frac{R\frac{1}{\omega C}}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$$

$\phi = \arctan \frac{\text{Im ag}}{\text{Re al}}$ , por lo tanto:

$$\phi = \arctan \frac{\frac{R\frac{1}{\omega C}}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}{\frac{R^2 + \omega L(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} = \arctan \frac{R\frac{1}{\omega C}}{R^2 + \omega L(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

$$\phi = \arctan \frac{R\frac{1}{\omega C}}{R^2 + \omega^2 L^2 - \frac{L}{C}} = \arctan \frac{1}{\frac{\omega C}{R}(R^2 + \omega^2 L^2 - \frac{L}{C})} = \arctan \frac{1}{\omega CR + \frac{\omega^2 L^2}{R} \omega C - \frac{\omega L}{R}}$$

Recordando que  $Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega CR}$

Entonces

$$\phi = \arctan \frac{1}{\frac{1}{Q} + Q\omega^2 LC - Q} = \arctan \frac{1}{\frac{1}{Q} + Q\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - Q} = \arctan \frac{1}{\frac{1}{Q} + Q(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1)}$$

$$\phi = \arctan \frac{1}{\frac{1}{Q} + Q\left(\frac{w^2}{\omega^2} - 1\right)}$$

Si  $w = \omega$ , y  $Q$  es alto,  $\phi \approx 90^\circ$

Q	$\phi$
100	$89^\circ$
200	$89^\circ 71'$
2000	$89^\circ 97'$

Por lo tanto, como  $V'_o = \frac{kA_1 A_2}{2} \cos \phi$ , para que  $V'_o = 0$ , el circuito deberá resonar a la frecuencia de portadora y si no hay modulación la tensión de salida será “0”

Para reconocer el valor de  $V'_o$ , como variación de  $w = \omega + \Delta w$ , analicemos el denominador de  $\phi$

$$\phi = \arctan \frac{1}{\frac{1}{Q} + Q\left(\frac{w^2}{\omega^2} - 1\right)}$$

si  $w = \omega + \Delta w$

$$D(\phi) = \frac{1}{Q} + Q\left(\frac{w^2}{\omega^2} - 1\right) = \frac{1}{Q} + Q\left(\frac{(\omega + \Delta w)^2}{\omega^2} - 1\right)$$

$$D(\phi) = \frac{1}{Q} + Q\left(\frac{\omega^2 + 2\omega\Delta w + \Delta w^2}{\omega^2} - 1\right) - Q = \frac{1}{Q} + Q\left(1 + \frac{2\Delta w}{\omega} + \frac{\Delta w^2}{\omega^2}\right) - Q$$

Despreciando  $\frac{\Delta w^2}{\omega^2}$ , por ser muy pequeño, obtenemos:

$$D(\phi) = \frac{1}{Q} + Q\left(1 + \frac{2\Delta w}{\omega}\right) - Q = \frac{1}{Q} + \frac{2\Delta w}{\omega} Q$$

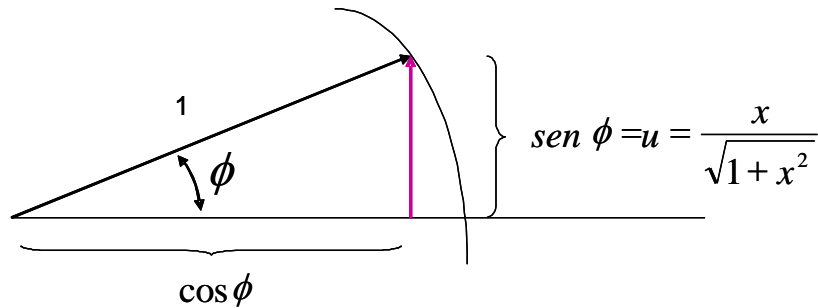
Entonces si  $w = \omega + \Delta w$

$$\phi = \arctan \frac{1}{\frac{1}{Q} + 2Q \frac{\Delta w}{\omega}}$$



Como,  $V'o = \frac{kA_1A_2}{2} \cos\phi$

Recordando que  $\boxed{\text{sen}\phi = \text{sen}(\arctan x) = \frac{x}{\sqrt{1+x^2}}}$



$$\cos^2\phi + \text{sen}^2\phi = 1 = \cos^2\phi + u^2$$

$$\boxed{\cos\phi = \sqrt{1-u^2}}$$

Por lo tanto;  $\cos\phi = \sqrt{1-u^2} = \sqrt{1 - \frac{x^2}{1+x^2}} = \sqrt{\frac{1+x^2-x^2}{1+x^2}}$

Entonces;  $\cos\phi = \sqrt{\frac{1}{1+x^2}}$

Reemplazando en el valor de  $V'o$ , obtenemos:

$$V'o = \frac{kA_1A_2}{2} \cos\phi = \frac{kA_1A_2}{2} \sqrt{\frac{1}{1+x^2}}$$

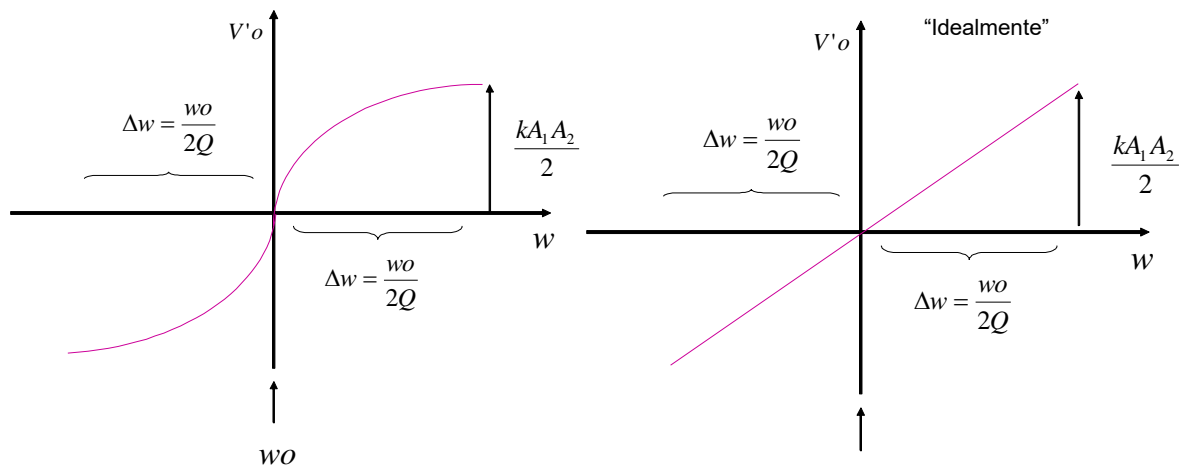
$$V'o = \frac{kA_1A_2}{2} \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{1}{\frac{1}{Q} + 2Q\frac{\Delta w}{\omega_0}}\right)^2}} =$$

$$V'o = \frac{kA_1A_2}{2} \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{Q} + 2Q\frac{\Delta w}{\omega_0}\right)^2}{\left(\frac{1}{Q} + 2Q\frac{\Delta w}{\omega_0}\right)^2 + 1}} \quad \text{Si, } \frac{1}{Q} \ll 1 \text{ y } \frac{\Delta w}{\omega_0} \ll 1$$

$$V'_{o} = \frac{kA_1 A_2}{2} \left( \frac{1}{Q} + 2Q \frac{\Delta w}{w_0} \right) \quad \text{Si nuevamente aplicamos el criterio que } \frac{1}{Q} \ll 1$$

$$V'_{o} = kA_1 A_2 Q \frac{\Delta w}{w_0}$$

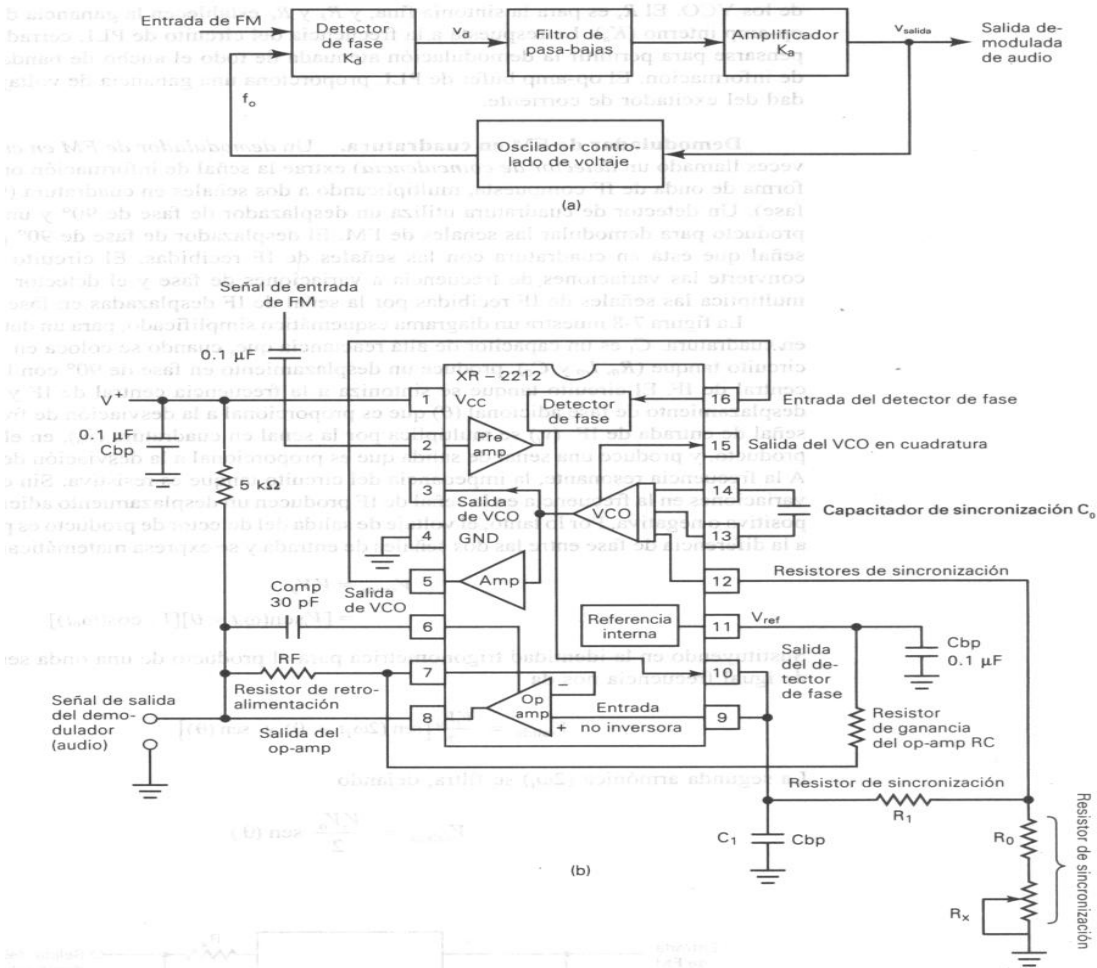
Donde observamos que la “V’o” varía linealmente con el “ $\Delta w$ ”



## 6.- Demodulador de FM de circuito de fase cerrada.<sup>w<sub>0</sub></sup>

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

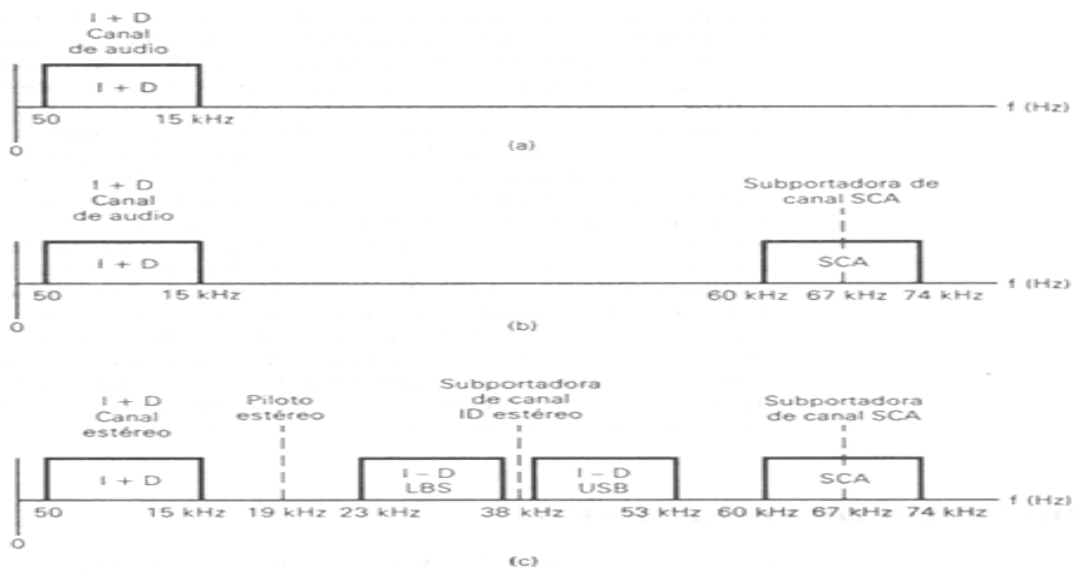
La figura siguiente muestra el diagrama a bloques simplificado para un demodulador de PLL de FM. En el capítulo de osciladores, fue proporcionada una descripción detallada de la operación de un PLL. Se mostró que, después que la cerradura de frecuencia ha ocurrido, el VCO encontraría los cambios en la frecuencia en la señal de entrada, manteniendo un error de fase en la entrada del comparador de fase. Por lo tanto, si la entrada de PLL es una señal de FM desviada y la frecuencia natural del VCO es igual a la frecuencia central de FI, el voltaje de corrección se produce a la salida del comparador de fase y alimenta de nuevo a la entrada de VCO, es proporcional a la desviación de frecuencia y es, por lo tanto, la señal de la información demodulada.



## 7.- Radiodifusión de Fm Estéreo

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

dimensión en forma espacial, que antes era posible sólo con el entretenimiento en vivo (es decir, de una fuente extendida). Además, con la transmisión estéreo, es posible separar música o sonido por calidad tonal, tales como percusión, cuerdas, trompetas, etcétera. Una preocupación principal de la FCC, antes de autorizar la transmisión estereofónica, era su compatibilidad con los receptores monoaurales. La transmisión estéreo no podía afectar la recepción mono. Además, los receptores monoaurales deben poder recibir la transmisión estéreo como monoaural sin ninguna degradación perceptible en la calidad del programa. Además, los receptores estereofónicos tenían que recibir la programación en estéreo con una separación casi perfecta (40 dB o más) entre los canales izquierdo y derecho. El espectro de audio de FM original se muestra en la siguiente figura, a) antes de 1955, b) antes de 1961, c) desde 1961



El canal de audio se extiende de 50 Hz a 15 kHz. La FCC apoyó la transmisión de subportadora bajo la Autorización de Comunicaciones Subsidiarias (SCA). SCA se utiliza para emitir música sin interrupciones a suscriptores privados, como las tiendas, restaurantes, oficinas, etc. equipadas con receptores SCA especiales. Esta es la música a la que a veces nos referimos cordialmente como "música de elevador". Originalmente, la subportadora de la SCA tenía un rango de 25 a 75 kHz, pero desde entonces fue estandarizado en 67 kHz. La subportadora y sus bandas laterales asociadas se convierten en parte de la señal total que modula a la portadora principal. En el receptor, la subportadora se demodula junto con el canal principal, pero no se puede escuchar debido a su alta frecuencia. El proceso de colocar dos o más canales independientes uno al lado del otro en el dominio de frecuencia (amontonando los canales) y después modulando una portadora sencilla de alta frecuencia, con la señal combinada, se llama multicanalización por división de frecuencia (FDM). Con la radiodifusión estereofónica de FM, tres canales de voz o música son multicanalizados en división de frecuencia a la portadora de FM sencilla. La figura anterior muestra el espectro total de la frecuencia de la banda base para la radiodifusión de FM antes de 1961 (la banda base compuesta abarca todo el espectro de la señal modulante). El canal de audio principal permaneció en 50 Hz a 15 KHz, mientras que

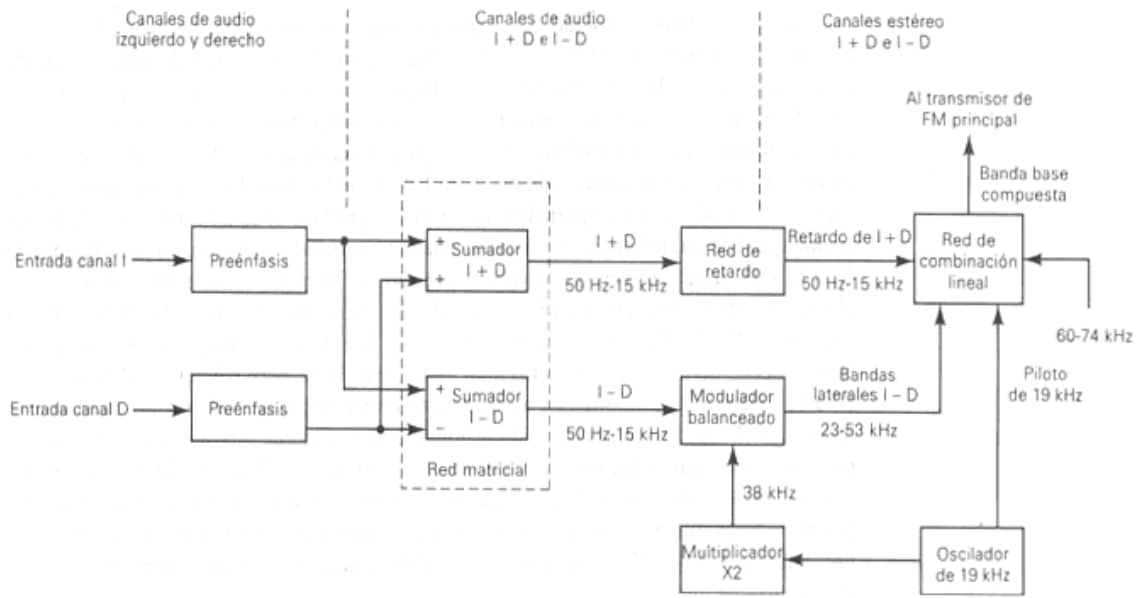
un canal SCA adicional se traslada en frecuencia al pasa-bandas de 60 kHz a 74 kHz. La subportadora SCA puede ser una transmisión de banda lateral única o doble AM o FM con una máxima frecuencia de la señal modulante de 7 kHz.

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

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

Nuevamente, la subportadora SCA es demodulada por todos los receptores de FM, aunque sólo aquellos con equipo especial SCA demodulan más la subportadora a las frecuencias de audio.

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



*Transmisor de FM estéreo utilizando multicanalización por FDM*