

Ing. Enrique Claude F.

# Modulación por frecuencia y por fase

## Introducción

Antes de abordar el estudio de la modulación por frecuencia y sus ventajas, haré una muy breve síntesis de su historia y de sus aplicaciones.

Si bien la idea de modular una onda alterna en frecuencia data desde los orígenes de la radiotelefonía, su aplicación práctica se remonta sólo al año 1938. Los primeros ensayos concluyentes se deben al mayor E. H. Armstrong, quien con sus instalaciones demostró las ventajas del sistema.

A partir del año 1942, el uso de la modulación por frecuencia empezó a generalizarse en las estaciones de radiodifusión, y a ser muy apreciado por los amantes de la buena reproducción, debido a las ventajas en cuanto a fidelidad y relación señal ruido que este sistema presenta.

Más adelante se le utilizó con éxito en los sistemas de comunicaciones que cuentan con estaciones móviles, donde se aprecia la ventaja de la reducción de ruidos que se obtiene con la modulación de frecuencia, de capital importancia si se considera la precaria ubicación de la antena en un vehículo.

Esta aplicación ha tenido un desarrollo tal, que hoy en día existen problemas muy difíciles de resolver, a consecuencias de la congestión de las bandas de frecuencias destinadas a este objeto.

Se utilizó también la modulación por frecuencia en las redes de comunicaciones por micro-ondas, con ventajas considerables sobre la modulación por amplitud; sin embargo actualmente va siendo desplazada por la modulación por pulso.

Actualmente se la utiliza invariablemente como canal de audio en las emisiones de televisión.

## Características de la modulación de frecuencia y fase

Con el objeto de poder efectuar la comparación entre la modulación de amplitud y la de frecuencia, indicaré brevemente las características principales de la modulación de amplitud.

En el caso general la representación de una onda de corriente se representa por

$$I_t = I_m \text{ sen } \alpha = I_m \text{ sen } (\Omega t + \theta)$$

Donde

$I_t$  representa el valor instantáneo

$I_m$  representa el valor máximo

$\Omega = 2\pi F = 2\pi x$  la frecuencia

$\Theta$  representa el desfase o el valor del argumento para  $t=0$

Para modular esta onda podemos hacer variar cualquiera de los tres parámetros que la caracterizan, proporcionalmente a la señal moduladora.

La variación de la amplitud  $I_m$  corresponde a la modulación de amplitud (en lo que sigue M. A.). La variación de la velocidad angular corresponde a la modulación de frecuencia (M. F.) y la variación de  $\Theta$  corresponde a la modulación de fase (M. f.).

### Onda modulada en amplitud

Si la ecuación de la señal moduladora es:

$$i_t = i_m \cos \omega t$$

y se la hace actuar mediante un dispositivo adecuado en forma que haga variar la amplitud  $I_m$  de la onda, se tiene:

$$I_{mt} = I_m \left( 1 + \frac{i_m}{I_m} \cos \omega t \right) \quad (2)$$

llamando  $K$  a la razón  $i_m/I_m$  e introduciendo el valor  $I_{mt}$  en lugar del valor  $I_m$  en la ecuación (1) queda

$$I_t = I_m (1 + K \cos \omega t) \sin (\Omega t + \Theta)$$

Para una adecuada elección de ejes coordenados  $\Theta$  se anula y queda:

$$I_t = I_m (1 + K \cos \omega t) \sin (\Omega t) \quad (3)$$

Desarrollando el segundo miembro de la ecuación anterior queda:

$$I_t = I_m \sin \Omega t + K I_m \cos \omega t \sin \Omega t \quad (4)$$

Por simple inspección de la ecuación (4) se desprende que la onda modulada en amplitud se puede descomponer en dos componentes: la primera

$$I_m \sin \Omega t$$

idéntica a la onda sin modulación, y la segunda

$$K I_m \cos \omega t \sin \Omega t$$

que es la única que lleva la modulación, y que está en fase con la anterior, puesto que lleva el factor  $\sin \Omega t$ .

El segundo término es susceptible de ser desarrollado a su vez en dos nuevos términos que reciben el nombre de bandas laterales y que valen respectivamente:

$$\frac{1}{2} K I_m \sin (\Omega + \omega) t$$

y

$$\frac{1}{2} K I_m \text{ sen } (\Omega - \omega) t$$

Si se considera una onda modulada en amplitud al 100%, y se toma el contenido de energía de la onda sin modulación como unidad, cada banda lateral representará una energía de un 25% de la de la onda sin modular. El total de la energía irradiada cuando la onda está modulada al 100% será entonces de 1,5. Esto indica que para modular una onda al 100% es preciso suministrar al transmisor una energía adicional equivalente al 50% de la energía contenida en la onda en los momentos en que no hay modulación.

Se puede representar la onda modulada en amplitud en un par de ejes coordenados en los cuales se lleva la frecuencia como abcisa y la corriente como ordenada. Se obtiene así el diagrama de la figura 1, y él indica de inmediato que el ancho de banda requerido para una transmisión de MA es de dos veces la frecuencia de modulación.

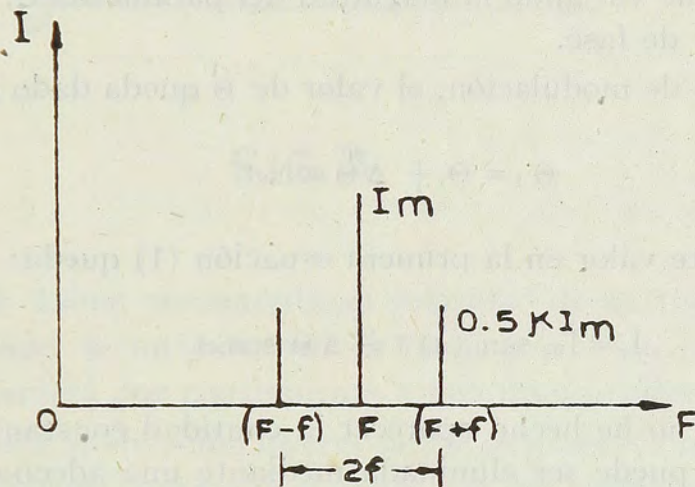


FIG 1

Resulta evidente que si la señal de modulación es más complicada y contiene varias frecuencias, el espectro de frecuencias que resulta es más complicado, pero en todo caso, el ancho de la banda de frecuencias será igual a dos veces la frecuencia más elevada presente en la señal de modulación.

Si la característica del modulador no es lineal, los resultados anteriores dejan de ser exactos, ya que aparecerán frecuencias más elevadas que corresponden a términos del tipo  $\cos k f_1 \cos k f_2$  y  $\cos^n k f$ , y por consiguiente el espectro de frecuencias resultará más ancho.

La ecuación (4) desarrollada da:

$$I_t = I_m \text{ sen } \Omega t + K I_m \text{ sen } (\Omega + \omega) t + K I_m \text{ sen } (\Omega - \omega) t \quad (5)$$

Esta ecuación se puede interpretar mediante un diagrama vectorial que es el indicado en la figura 2.

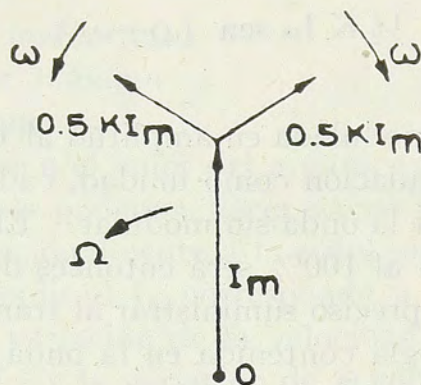


FIG 2

### Onda modulada en fase

La segunda posibilidad de modulación de una onda alterna, es hacer que la señal de modulación actúe variando la magnitud del parámetro  $\Theta$ , caso para el cual se obtiene la modulación de fase.

Al actuar la señal de modulación, el valor de  $\Theta$  queda dado por:

$$\Theta_t = \Theta + \Delta \Theta \operatorname{sen} \omega t$$

Reemplazando este valor en la primera ecuación (1) queda:

$$I_t = I_m \operatorname{sen} (\Omega t + \Delta \Theta \operatorname{sen} \omega t) \quad (6)$$

En esta ecuación no he hecho aparecer la cantidad constante  $\Theta$  ya que ella no juega ningún papel y puede ser eliminada mediante una adecuada elección del instante  $t=0$ .

La ecuación (6) indica que la amplitud permanece constante durante el proceso de modulación.

La modulación de fase produce una modulación de frecuencia, cuya magnitud se puede obtener derivando el argumento de la ecuación (6) respecto del tiempo, y escribiendo que el valor de la derivada es la frecuencia instantánea  $F_t$ .

$$F_t = \frac{d(\Omega t + \Delta \Theta \operatorname{sen} \omega t)}{dt} \frac{1}{2\pi}$$

$$F_t = \frac{\Omega}{2\pi} + \frac{\omega \Delta \Theta}{2\pi} \cos \omega t$$

Reemplazando  $\Omega/2\pi = F$  y  $\omega/2\pi = f$ , queda: (7)

$$F_t = F + f \Delta \Theta \cos \omega t$$

Prácticamente la única aplicación actual de la modulación de fase es esta modulación de frecuencia equivalente.

La razón física de esta modulación de frecuencia se puede hacer objetiva mediante la figura 3. Si se supone que los ejes coordenados OX y OY giran con la velocidad angular  $\Omega$ , el vector representativo de la onda sin modular aparecerá estacionario con respecto a dichos ejes, y en una posición cualquiera. Si ahora se aplica una modulación de fase de amplitud  $\Theta$ , el vector OP oscilará alrededor de la posición OP, y dentro de los límites OP<sub>1</sub> y OP<sub>2</sub>. Para pasar de la posición OP a la posición

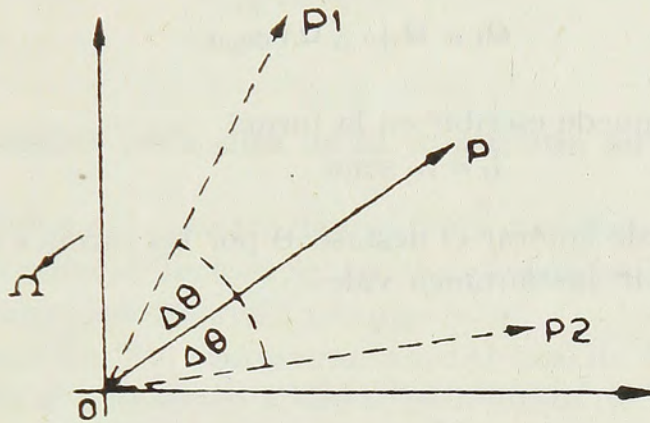


FIG. 3

OP<sub>1</sub>, el vector OP deberá haber aumentado su velocidad de un valor  $\Omega$  a un valor  $\Omega + \Delta\Omega$ , lo que corresponde a un aumento de frecuencia. Un movimiento en el sentido contrario corresponderá por consiguiente a una disminución de la frecuencia.

La razón de por qué esta modulación de frecuencia es proporcional a la frecuencia de modulación resulta evidente, puesto que desde que las posiciones extremas OP<sub>1</sub> y OP<sub>2</sub> están fijadas, la velocidad angular para pasar de una de ellas a la otra es inversamente proporcional al período de la señal moduladora, y por consiguiente proporcional a su frecuencia.

Finalmente, la modulación de fase y la modulación de frecuencia equivalente están en cuadratura, puesto que la primera es proporcional a la elongación del vector OP y la segunda es proporcional a su velocidad.

El límite teórico para la modulación de fase se puede fijar a partir de la modulación de frecuencia equivalente. En efecto el valor  $\Delta\Theta$  máximo vale:

$$\Delta\Theta = F|f$$

puesto que si reemplazamos este valor en la ecuación (7)

$$F_t = F + f \frac{F}{f} \cos\omega t$$

la frecuencia se anula para el valor  $-1$  de  $\cos\omega t$ , y el ancho de la banda necesaria para dicha señal será  $2F$ .

### Onda modulada en frecuencia

Queda por analizar la tercera posibilidad, que corresponde al caso en que la señal moduladora actúa sobre la frecuencia, y que corresponde al caso de la MF.

La frecuencia instantánea queda dada por

$$F_t = F + \Delta F \cos \omega t$$

o lo que es lo mismo,

$$\Omega_t = \Omega + \Delta \Omega \cos \omega t.$$

La ecuación (1) se puede escribir en la forma

$$I_t = I_m \operatorname{sen} \alpha \quad (1')$$

Nuevamente se puede ignorar el desfase  $\theta$  por las razones indicadas.

La velocidad angular instantánea vale

$$\Omega_t = \frac{d\alpha}{dt}$$

Puedo escribir entonces:

$$\Omega_t d\alpha/dt = \Omega + \Delta \Omega \cos \omega t$$

Integrando para obtener el valor de  $\alpha$  tengo:

$$\alpha = \int_0^t (\Omega + \Delta \Omega \cos \omega t) dt$$

$$\alpha = \left. \Omega t + \frac{\Delta \Omega}{\omega} \operatorname{sen} t \right|_0^t$$

Introduciendo en (1') queda:

$$I_t = I_m \operatorname{sen} \left( \Omega t + \frac{\Delta \Omega}{\omega} \operatorname{sen} t \right) \quad (9)$$

o lo que es lo mismo:

$$I_t = I_m \operatorname{sen} \left( t \Omega + \frac{\Delta F}{f} \operatorname{sen} \omega t \right) \quad (9')$$

que es la expresión para la onda modulada en frecuencia.

Conviene ahora hacer notar que la magnitud del término variable no depende solamente de la desviación de frecuencia  $\Delta F$ , sino que también de la frecuencia de la señal de modulación.

Tal como para el caso de Mf, existe un límite teórico para la modulación de frecuencia, que corresponde a anular la frecuencia instantánea  $F_t$ . Corresponde este caso a hacer  $\Delta F = F$ , y la frecuencia instantánea variará de 0 a  $2F$ .

Del examen de las ecuaciones (7) y (9) se desprende que ambas se pueden escribir en la forma:

$$I_t = I_m \operatorname{sen} (\Omega t + \beta \operatorname{sen} \omega t) \quad (10)$$

$\beta = \Delta \Theta$  corresponde al caso de Mf y

$\beta = \frac{\Delta F}{f}$  corresponde al caso de MF.

De esta completa semejanza entre ambas ecuaciones, se desprende que debe existir también una modulación de fase equivalente, en la cual el desfase producido debe valer

$$\Delta \Theta = \frac{\Delta F}{f} \quad (11)$$

### Espectro de frecuencias para una onda modulada en fase o en frecuencia

Es interesante analizar el espectro de una onda modulada en frecuencia o en fase, ya que este estudio permite deducir el ancho de la banda pasante de los circuitos sintonizados tanto del transmisor como del receptor.

Puesto que la ecuación (10) representa tanto el caso de Mf como el de MF, dándole el valor adecuado al parámetro  $\beta$ , desde todo punto de vista, el espectro de frecuencias que corresponde a la ecuación (10) representará tanto el caso de FM como al de Mf siempre que se verifique que

$$\beta = \Delta \Theta = \frac{\Delta F}{f}$$

Esta identidad del espectro para ambos tipos de modulación es sólo válida para una determinada frecuencia de modulación, ya que como los valores  $\Delta \Theta$  y  $\Delta F$  se mantienen constantes, el valor de  $\beta$  es el mismo para ambos casos, para una sola frecuencia de modulación.

Sin embargo se puede obtener a partir de una onda modulada en fase un espectro de frecuencias que no difiere del correspondiente a una onda modulada en frecuencia, y para ello basta con distorsionar la señal moduladora de modo que su amplitud sea inversamente proporcional a la frecuencia. El correspondiente valor de  $\beta$  vale para este caso

$$\beta = \Delta \Theta' = \frac{\Delta \Theta}{f}$$

Para encontrar las bandas laterales que corresponden a una onda modulada en frecuencia o en fase, es preciso desarrollar la ecuación (10), lo que se puede hacer mediante las funciones de Bessel.

Llamando  $J^0, J^1, \dots, J^n$  a los factores de Bessel, la ecuación (10) se puede transformar en la siguiente serie infinita:

$$\begin{aligned} I_t = & I_m [J^0(\beta) \text{sen} \Omega t + J_1(\beta) \{ \text{sen} (\Omega + \omega) t + \text{sen} (\Omega - \omega) t \} + \\ & + J_2(\beta) \{ \text{sen} (\Omega + 2\omega) t + \text{sen} (\Omega - 2\omega) t \} + \dots + \\ & + J_n(\beta) \{ \text{sen} (\Omega + n\omega) t + (-1)^n \text{sen} (\Omega - n\omega) t + \dots \end{aligned} \quad (12)$$

Por simple inspección de la ecuación (12) se observa que ahora existe una infinidad de pares de bandas laterales de frecuencias  $f, 2f, 3f, \dots, nf$ . Sin embargo, la amplitud de las bandas laterales cae rápidamente cuando se trata de frecuencias mayores que 1,5 a 2 veces la desviación de frecuencia  $F$ .

La amplitud de la portadora, es decir del término que contiene  $\sin t$ , está afectado por el término  $J^0(\beta)$  cuyo valor, abstracción hecha del signo, es menor que 1 para cualquier valor de  $\beta$  distinto de cero. Por consiguiente la amplitud de la portadora disminuye durante el proceso de la modulación. Esto es absolutamente lógico, ya que en este caso el proceso de modulación se realiza sin suministrar energía adicional al transmisor, y por consiguiente la energía que representan las bandas laterales se consigue a expensas de una disminución de la energía de la portadora.

La expresión (12) se puede transformar mediante relaciones trigonométricas en

$$I_t = I_m [J_0(\beta) \sin \Omega t + 2J_1(\beta) \cos \Omega t \sin \omega t + \\ + 2J_2(\beta) \sin \Omega t \cos 2\omega t + \dots + 2J_{2k}(\beta) \sin \Omega t \cos 2k\omega t - \\ + 2J_{2k+1}(\beta) \cos \omega t \sin (2k-1)\omega t + \dots] \quad (13)$$

De esta expresión se desprende que todas las bandas laterales de orden par, abstracción hecha del signo, actúan en fase con la portadora y que las de orden impar actúan en cuadratura con ella.

En la FIGURA 4 he dibujado el espectro de frecuencias que corresponde a  $\beta=2$  y en la FIGURA 5 he dibujado el diagrama vectorial que corresponde a la ecuación (13) para el mismo valor de  $\beta$ . Los casos a, b, c y d de la figura 5, corresponden a los instantes definidos por  $\omega t=0$ ,  $\omega t=\pi/6$ ,  $\omega t=\pi/4$  y  $\omega t=\pi/2$  respectivamente.

El número de bandas laterales cuya amplitud tiene importancia práctica depende exclusivamente del valor del parámetro  $\beta$ .

Como para el caso de Mf  $\beta$  tiene un valor constante, el ancho de la banda de frecuencias dependerá de la frecuencia de modulación ya que las bandas laterales están

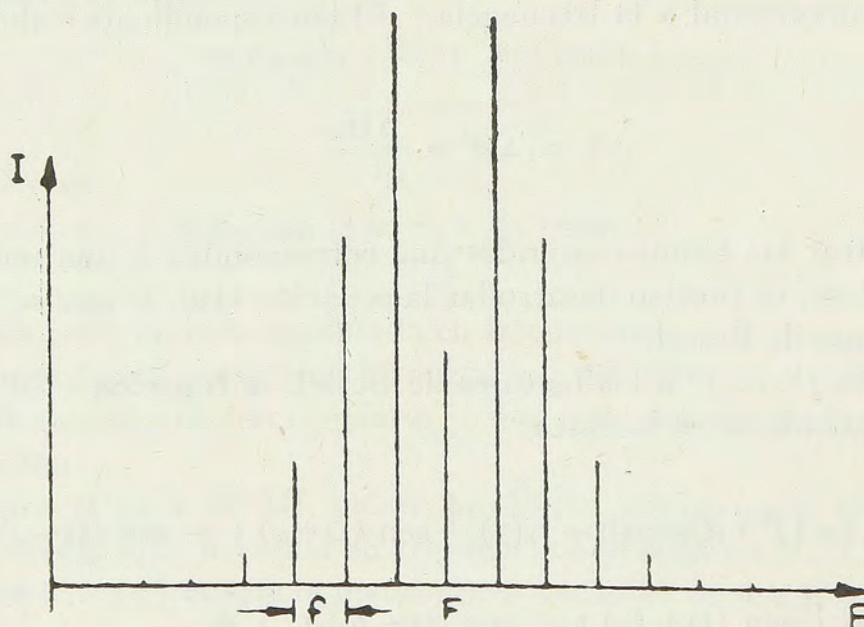
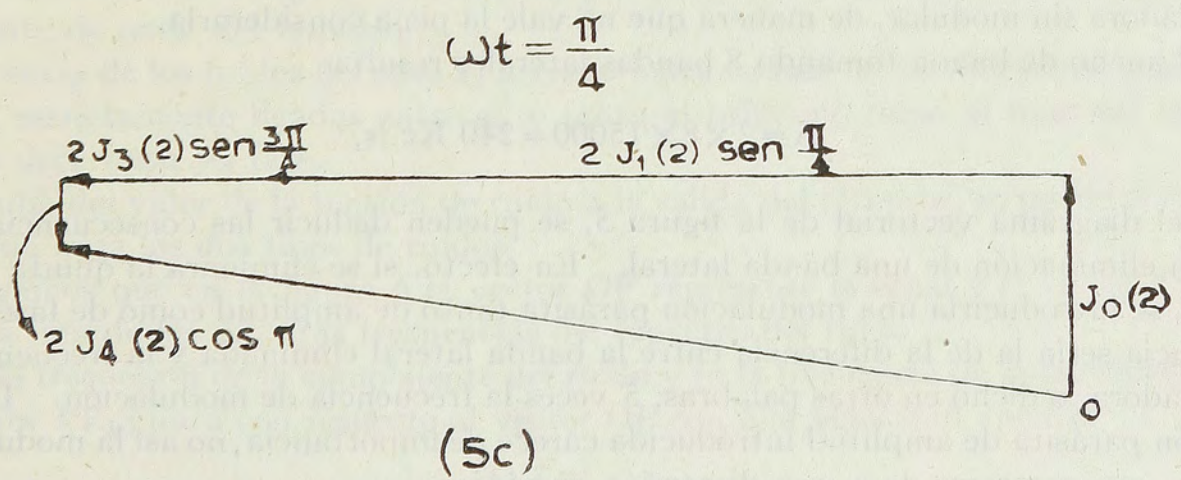
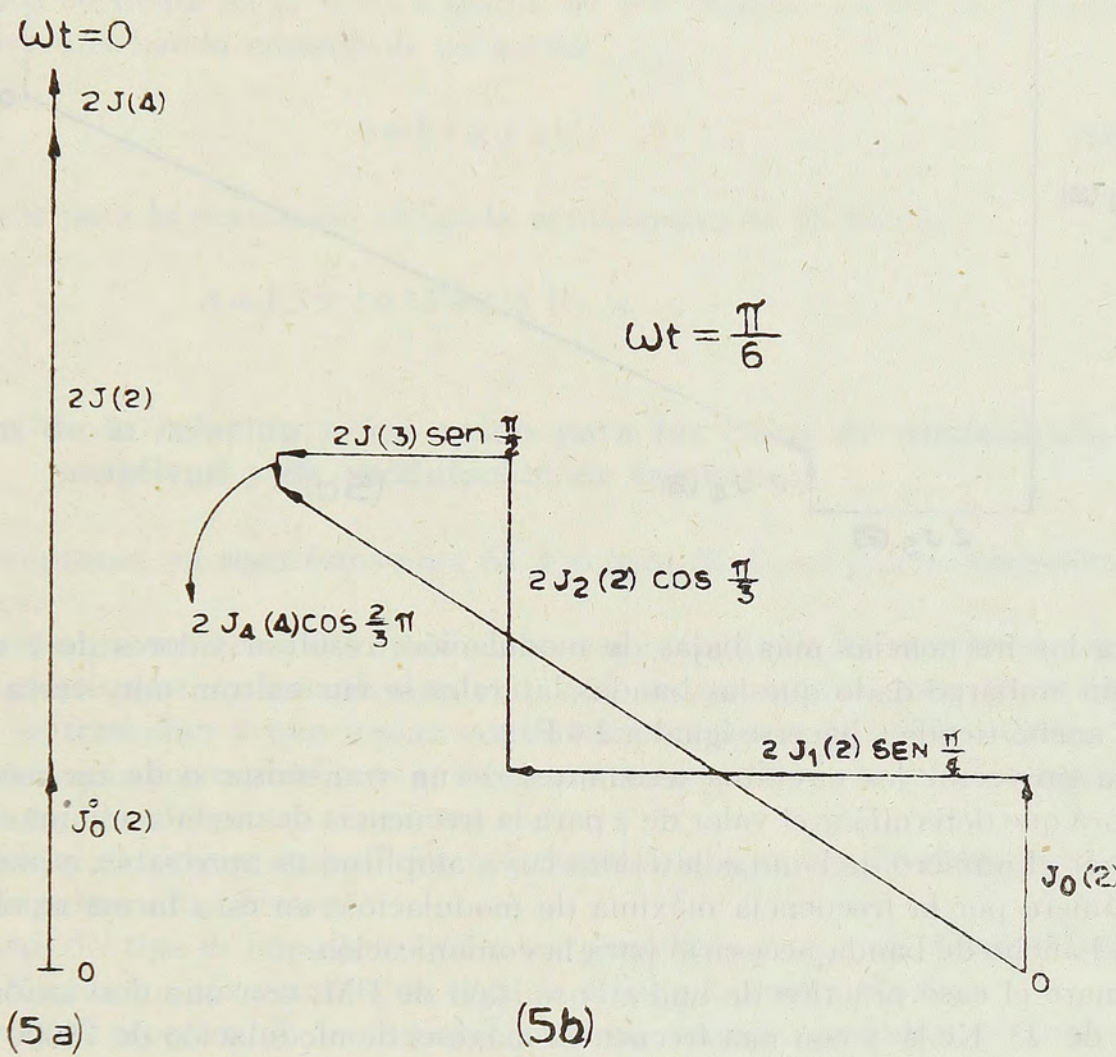


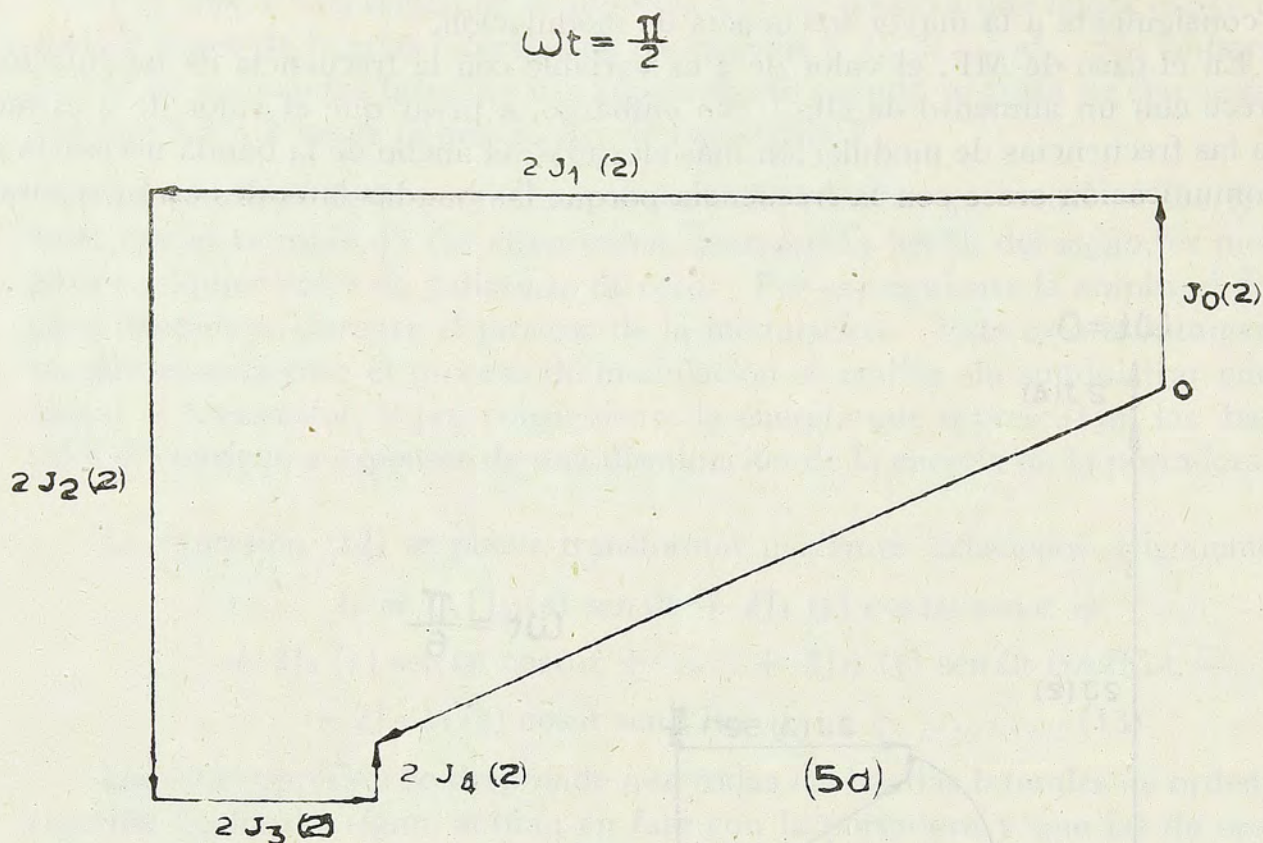
FIG. 4



separadas en la frecuencia de modulación. El mayor ancho de banda corresponderá por consiguiente a la mayor frecuencia de modulación.

En el caso de MF, el valor de  $\beta$  es variable con la frecuencia de modulación, y decrece con un aumento de ella. Sin embargo, a pesar que el valor de  $\beta$  es menor para las frecuencias de modulación más elevadas, el ancho de la banda necesaria para la comunicación crece con la frecuencia porque las bandas laterales están separadas.





Para las frecuencias más bajas de modulación, resultan valores de  $\beta$  muy elevados, sin embargo dado que las bandas laterales se encuentran muy cerca unas de otras, el ancho tiende a hacerse igual a  $2\nu F$ .

Para proyectar los circuitos resonantes de un transmisor o de un receptor de FM, habrá que determinar el valor de  $\beta$  para la frecuencia de modulación más elevada, determinar el número de bandas laterales cuya amplitud es apreciable, y multiplicar dicho número por la frecuencia máxima de modulación; en esta forma se obtiene la mitad del ancho de banda necesario para la comunicación.

Tomaré el caso práctico de una transmisión de FM, con una desviación de frecuencia de 75 Kc./s. y con una frecuencia máxima de modulación de 15000 c./s. El valor de  $\beta$  resulta para este caso

$$\beta = 75 | 15 = 5$$

Para este valor de  $\beta$ , la novena banda lateral tiene una amplitud de 0,55% de la portadora sin modular, de manera que no vale la pena considerarla.

El ancho de banda tomando 8 bandas laterales resulta:

$$A = 2 \times 8 \times 15000 = 240 \text{ Kc./s.}$$

Del diagrama vectorial de la figura 5, se pueden deducir las consecuencias que tiene la eliminación de una banda lateral. En efecto, si se eliminara la quinta banda lateral, se introduciría una modulación parásita tanto de amplitud como de fase, cuya frecuencia sería la de la diferencia entre la banda lateral eliminada y la frecuencia de la portadora, o dicho en otras palabras, 5 veces la frecuencia de modulación. La modulación parásita de amplitud introducida carece de importancia, no así la modulación de fase, que corresponde a una distorsión armónica.

Sin embargo, esta distorsión armónica carece de importancia práctica. En efecto, para el caso analizado, la supresión de la novena banda lateral introduce una armónica de frecuencia 9 veces la frecuencia de modulación o sea de  $9 \times 15000 = 135$  Kc. |s, que es inaudible.

Para las frecuencias de modulación más bajas, el ancho de banda se reduce por las razones explicadas, de modo que no existe el peligro de introducir armónicas en la transmisión.

Es práctica corriente en la técnica actual de MF, diseñar los filtros y circuitos resonantes para una banda pasante de un ancho

$$A = 1,5 \times 2 \Delta F \quad (14)$$

que corresponde para la desviación utilizada actualmente de 75 Kc. L.

$$A = 1,5 \times 2 \times 75 = 225 \text{ Kc. |s.}$$

### Comparación de la relación señal ruido para los casos de modulación de amplitud y de modulación de frecuencia

En los receptores, ya sean éstos para M.F o para M.A., es preciso considerar 2 tipos de ruidos:

a) Los ruidos provenientes del movimiento desordenado de los electrones (agitación térmica, efecto shot en las válvulas, etc.) que se caracterizan por una serie de impulsos que se trasladan y que varían continuamente en amplitud y en fase. El espectro de frecuencia correspondiente es sumamente extendido, y se puede considerar prácticamente como un espectro continuo.

b) Los ruidos de origen atmosférico o industrial, que se caracterizan por tener la forma de impulsos muy breves.

Estos ruidos del tipo de impulsos pueden ser periódicos o no, y en el caso de serlo, su período es muy largo comparado con el de la señal a la cual perturban.

En general, el espectro de frecuencias para un impulso periódico se compone de una fundamental y una infinidad de armónicas cuyas amplitudes decrecen con la diferencia de su frecuencia con respecto a la de la fundamental.

Si el período es muy largo, las frecuencias correspondientes a las armónicas estarán muy próximas las unas de las otras y formarán un espectro prácticamente continuo. La extensión del rango de frecuencias perturbado crece al hacerse más escarpado el frente de onda del impulso.

A diferencia de los ruidos del caso a) las relaciones de fase de las diferentes armónicas están estrictamente ligadas entre sí, y tanto al principio como al final del impulso, ellas debe estar en fase.

El estudio del valor de la tensión de ruido a la salida del receptor, se puede abordar en común para los dos tipos de ruidos.

Supongamos que en la figura 6 el vector OP represente la señal y el vector  $PP_1$  represente a una de las infinitas frecuencias del espectro del ruido.

Sea  $f_r$  la frecuencia de la componente del ruido y  $f_p$  la frecuencia de la portadora. El vector  $PP_1$  girará con respecto al vector OP con una velocidad angular

$$\omega = 2\pi (f_r - f_o)$$

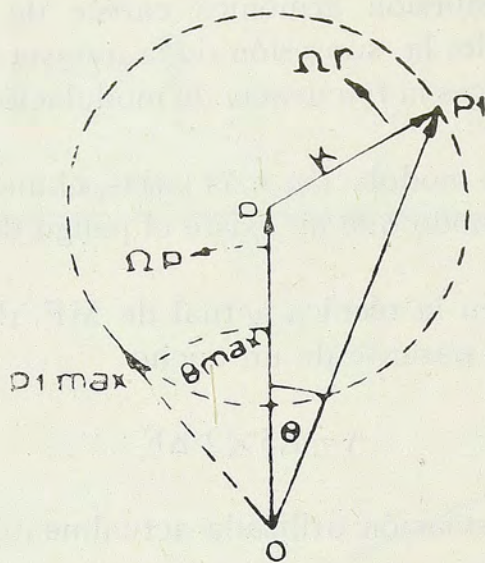


FIG 6

El vector resultante  $OP_1$  quedará modulado en amplitud, con una profundidad de modulación que para una amplitud  $k$  del ruido y tomando como unidad la magnitud de la portadora, vale  $k\%$ .

También quedará modulada en fase, en un ángulo que para valores pequeños de  $k$ , se puede aceptar igual a

$$\Delta \theta = k |1| = k \text{ radianes}$$

Esta modulación de fase es equivalente a una modulación de frecuencia que vale

$$\Delta F' = (f_r - f_p) \Delta \theta = f' \Delta \theta = f' k$$

Donde  $f'$  es la frecuencia de modulación, tanto para el caso M.A. como para el caso M.F.

En el caso de tratarse de un receptor de M.A. éste no detectará la modulación de frecuencia, y el ruido presente en la salida corresponderá únicamente a la modulación de amplitud de  $k\%$ .

Si la señal representada por el vector  $OP$  produce una tensión de salida unitaria cuando está modulada al  $100\%$ , la tensión correspondiente al ruido valdrá  $k$  volt.

Ahora bien, tanto la parte de audio como de radiofrecuencia del receptor sólo dejan pasar una banda limitada de frecuencias, que normalmente es igual a dos veces la frecuencia máxima de modulación que se desea recibir.

Para evaluar el valor efectivo de la tensión del ruido a la salida del receptor, habrá que sumar los cuadrados de cada una de las componentes del ruido que caigan dentro de la banda pasante del receptor, y en seguida extraer raíz cuadrada del total.

La tensión efectiva del ruido para el caso del receptor de M.A. valdrá entonces:

$$E_r = \sqrt{\int_{-f_{m2x}}^{f_{m2x}} k^2 df'}$$

Integrando

$$E_r = k \sqrt{2 f_{\max}} \quad (15)$$

Resalta inmediatamente la conveniencia de reducir la banda del receptor. Sin embargo esta reducción no es posible, ya que el ancho mínimo de la banda pasante debe ser igual a dos veces la frecuencia máxima de modulación.

Consideraré ahora el caso de una señal modulada en frecuencia. La modulación de amplitud producida por el ruido se elimina mediante limitadores, de modo que el ruido presente en la salida proviene únicamente de la modulación de frecuencia que vale

$$\Delta F' = k f'$$

Si el receptor está construido para una desviación de frecuencia  $\Delta F$ , y si llamo uno al voltaje de salida para dicha desviación, la tensión de ruido a la salida queda dada por

$$e_r = \frac{\Delta F'}{\Delta F} = \frac{k f'}{\Delta F}$$

Se desprende de inmediato que la M.F. tiene ventajas con respecto a la M. A. ya que el voltaje producido por el ruido es igual a  $k$  sólo para la componente del ruido que produce una frecuencia de modulación  $f' = \Delta F$ .

La tensión del ruido a la salida del receptor varía entonces linealmente con la frecuencia  $f'$  desde un valor cero, para la componente de ruido de frecuencia igual a la de la portadora, hasta un valor  $k$  para la componente de frecuencia  $f_p \pm \Delta F$ .

Si se lleva la tensión de ruido como ordenadas en un gráfico que lleve a las frecuencias como abscisas, se obtiene la figura 7 para el caso de M. A. y la figura 8 para el caso de M.F. En ambos gráficos, la parte achurada corresponde al contenido de ruido en la salida.

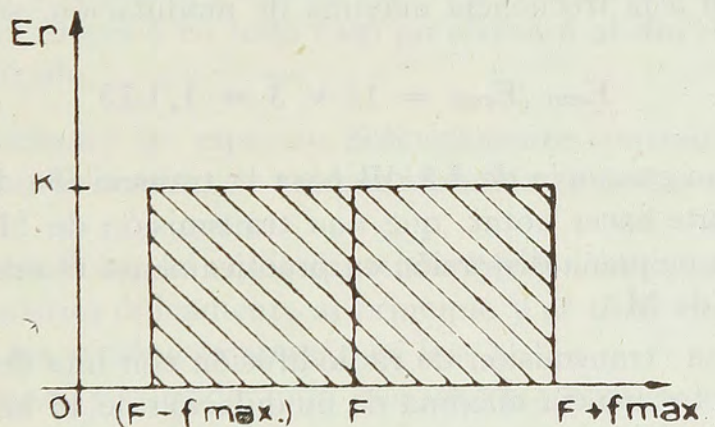


FIG 7

La tensión efectiva del ruido a la salida del receptor de M. F. vale

$$E_r = \sqrt{\int_{-f_{\max}}^{f_{\max}} (k / F)^2 f'^2 df'}$$

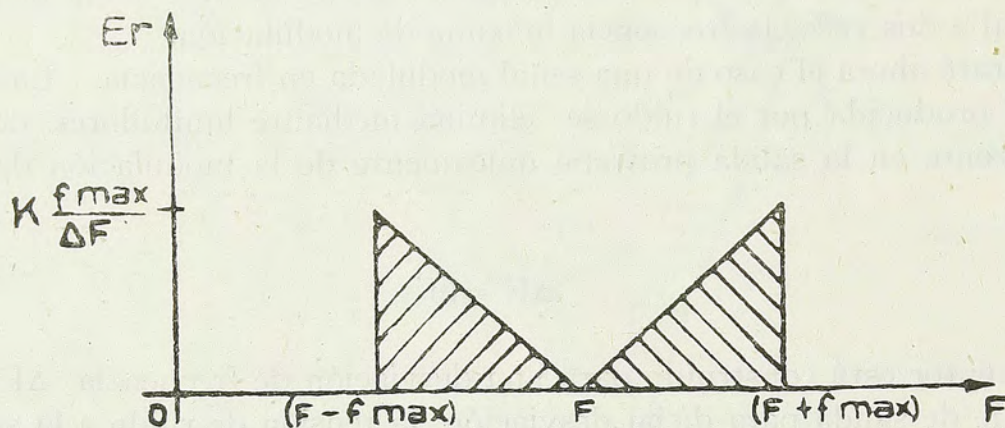


FIG 8

Integrando

$$E_r = \frac{k f_{\max} \sqrt{2 f_{\max}}}{\sqrt{3} \Delta F} \quad (16)$$

Si se compara con la tensión efectiva de ruido para el caso de MA., ecuación (15)

$$\frac{E_{\text{rmf}}}{E_{\text{rma}}} = \frac{k f_{\max} \sqrt{2 f_{\max}}}{k \sqrt{2 f_{\max}} \sqrt{3} \Delta F} = \frac{f_{\max}}{\sqrt{3} \Delta F} \quad (17)$$

Si se aplica la fórmula anterior al caso de una transmisión de MF con una desviación máxima igual a la frecuencia máxima de modulación, se obtiene:

$$E_{\text{rmf}} / E_{\text{rma}} = 1 / \sqrt{3} = 1/1.73$$

que corresponde a una ganancia de 4.8 dB para la transmisión de MF.

Resulta interesante hacer notar que una transmisión de MF de este tipo puede efectuarse con una pequeña distorsión en prácticamente el mismo ancho de banda que una transmisión de MA.

En el caso de una transmisión de radiodifusión con una desviación de frecuencia de 75kc./s. y una frecuencia máxima de modulación de 15 kc./s., la cifra anterior se multiplica por 5, lo que da una ganancia para el sistema MF. de 18.75 dB.

Es práctica establecida en la técnica actual de MF, incluir un filtro en la entrada del transmisor con el objeto de atenuar las frecuencias bajas hasta los 500 c./s. aproximadamente y en forma uniforme, y atenuar en forma linealmente decreciente las frecuencias superiores a 500 c./s. Este dispositivo recibe el nombre de preacentuador y permite mejorar la relación señal ruido, debido a que el receptor debe incluir un deacentuador que atenúa en forma linealmente creciente las frecuencias superiores a los 500 c./s.

El diagrama correspondiente del ruido en función de la frecuencia para este caso es el de la figura 9.

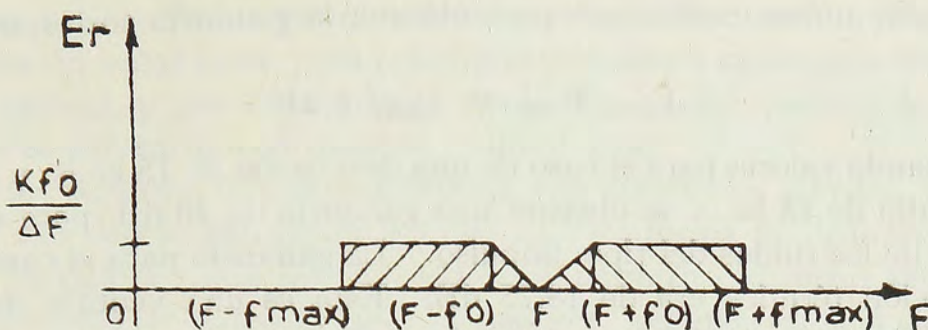


FIG 9

Calculando para este caso la tensión efectiva del ruido y comparándolo con la modulación de amplitud sin preactuación se obtiene una ganancia para el sistema de MF. de 43.9 dB.

Los valores anteriores corresponden al caso de los ruidos del tipo de agitación térmica.

Para el caso de los ruidos del tipo de impulso, el comportamiento del receptor de MF. depende mucho de la calidad de los circuitos de filtro de banda y de los limitadores.

Para el caso de un receptor de buen diseño, se puede demostrar que llega al discriminador un tren de ondas de algunos ciclos, y de frecuencia igual al promedio de las frecuencias de corte de los filtros de banda del receptor. Si el receptor está cuidadosamente sintonizado, esta frecuencia será igual a la frecuencia de la señal recibida, y la intensidad de la perturbación dependerá de la diferencia de fase entre el impulso y la portadora en ese instante. El caso más desfavorable será evidentemente aquel en el cual ambos se encuentren en cuadratura, ya que en este caso el impulso producirá una modulación de fase máxima. Por el contrario si la señal y el impulso están en fase, se producirá únicamente una modulación de amplitud, que será eliminada por los limitadores o en todo caso no afectará al discriminador si éste está perfectamente sintonizado.

Este impulso producirá un espectro prácticamente continuo de frecuencias, de modo que para calcular la tensión de ruido a la salida se podrá aplicar el mismo método anterior.

Sin embargo, la modulación equivalente de frecuencia, que es la derivada de la modulación de fase, existirá únicamente al principio y al final del impulso, instantes para los cuales todas las armónicas estarán en fase.

En estas condiciones y considerando que interesa obtener el valor de cresta de la señal, la tensión de ruido será lógicamente la suma aritmética de las infinitas componentes del ruido.

Por consiguiente, para calcular la tensión de ruido para el caso de impulsos, bastará con evaluar el área del doble triángulo de la figura 8 para el caso de la MF. y del rectángulo de la figura 7 para el caso de la MA.

Se obtiene por simple inspección de las figuras:

$$E_{\text{rmf}} = \frac{k f_{\text{max}}^2}{\Delta F} \quad (18)$$

$$E_{\text{rma}} = 2 k f_{\text{max}} \quad (19)$$

Comparando ambas expresiones para obtener la ganancia correspondiente al sistema MF.

$$E_{\text{rmf}}/E_{\text{rma}} = f_{\text{max}}/2 \Delta F$$

Reemplazando valores para el caso de una desviación de 75 kc./s. y una frecuencia máxima de audio de 15 kc./s. se obtiene una ganancia de 20 dB para el sistema MF y para el caso de los ruidos del tipo impulso. La ganancia para el caso de los ruidos del tipo agitación térmica era de 18.75 dB. Esta es una ventaja muy apreciable del sistema MF. por cuanto los ruidos más molestos son precisamente los del tipo de impulso.

Las conclusiones anteriores son válidas para el caso en que la relación portadora ruido sea alta, y en general superior a 2|1 para el caso de los ruidos del tipo agitación térmica, y del orden de 1 para los ruidos del tipo de impulso.

Esta particularidad de la modulación por frecuencia es característica, y fija un umbral perfectamente definido, para la relación portadora ruido, a partir de la cual la señal es aprovechable. Para relaciones portadora ruido inferiores, la calidad de la señal se deteriora muy rápidamente y se hace ilegible.

En cambio la señal modulada en amplitud se deteriora paulatinamente al disminuir la relación portadora ruido.

Esta particularidad de la MF. delimita exactamente la zona aprovechable de una estación de modulación por frecuencia, zona que se caracterizará por un muy buen servicio.

A medida que disminuye la relación portadora ruido, la calidad de la señal de MF. se deteriora debido a que la modulación de fase producida por el ruido se hace muy disimétrica y la modulación de frecuencia equivalente crece más rápidamente que lo previsto en las fórmulas consideradas. En efecto, a medida que crece el vector  $PP_1$  (figura 6), los puntos  $P_1$  max correspondientes a las tangentes, se acercan al vector  $OP$ . Puesto que estos puntos fijan el valor del desfase máximo, y el tiempo empleado por el vector  $OP_1$  para pasar del punto  $P_1$ max de la izquierda al de la derecha es inferior al empleado para pasar del de la derecha al de la izquierda, la modulación equivalente de frecuencia tendrá un valor inferior al calculado para las posiciones del punto  $P_1$  más alejadas de  $O$ . A la inversa, para las posiciones de  $P_1$  más próximas de  $O$ , la modulación de frecuencia equivalente será considerablemente superior a la considerada en las fórmulas.

Al límite, para valores del vector ruido  $PP_1$  iguales al del vector portadora  $OP$ , la modulación equivalente de frecuencia que corresponde a la pasada de  $P_1$  por  $O$ , tiende a infinito.

Por otra parte, para relaciones portadora ruido vecinas de 1, la modulación de amplitud se acerca a 100%, y las crestas negativas de la modulación son muy agudas. Para estas condiciones el trabajo de los limitadores es poco eficiente debido a las constantes de tiempo necesariamente presentes en el circuito de grilla.

Finalmente, debido a que para valores tan bajos de la portadora los diodos trabajan en su parte cuadrática, no sólo debemos considerar el batimiento de las componentes del ruido con la portadora, sino que también los batimientos entre aquellas componentes de ruido que dan frecuencias audibles.

Esta consideración explica por qué el umbral se alcanza con razones portadora ruido mayores en el caso de grandes desviaciones de frecuencia. En efecto, para este caso, la banda pasante del receptor deberá ser mayor, y existirá un mayor número de componentes de ruido que al batirse entre sí den frecuencias audibles.



Esto no va en contra del uso de las grandes desviaciones de frecuencia, ya que ellas darán una mejor relación señal ruido para relaciones portadora ruido superiores a las que determinan el umbral, y por consiguiente darán una mejor calidad de servicio dentro de su zona, y se utilizarán con fines de radiodifusión.

En cambio, en los servicios de comunicaciones con estaciones móviles, resultará conveniente utilizar una desviación menor, ya que en esta forma se alcanzará el umbral con relaciones portadora ruido inferiores, lo que permitirá alcanzar una mayor zona de servicio a igualdad de potencia en el transmisor, aunque con una comunicación de inferior calidad.

### **Interferencias en el caso de la modulación de frecuencia, y su comparación con la modulación de amplitud**

Si la interferencia es causada por una señal sin modulación, el estudio se puede abordar en la misma forma que el de los ruidos. En efecto, la señal que interfiere se podrá considerar como una de las infinitas componentes del ruido.

Si las dos portadoras están sin modular, la interferencia se caracterizará por una nota cuya frecuencia será igual a la diferencia de frecuencias de las portadoras. La modulación de amplitud será eliminada por los limitadores, y la modulación equivalente de frecuencia será proporcional a la diferencia de frecuencias.

La interferencia crece con la separación, mientras la frecuencia diferencia esté dentro del rango audible. Sin embargo, gracias al uso de la preacentuación, la perturbación máxima se obtiene para una separación de alrededor de los 5 kc./s.

Si una de las señales se modula en frecuencia, la nota heterodina desaparece, y la interferencia se traduce en distorsión.

Esta distorsión se caracteriza por una serie de impulsos superpuestos a la señal y que se deben a bruscos cambios de signo del desfase entre las dos portadoras, que se traducen en valores instantáneos muy elevados de la modulación equivalente de frecuencia.

Estos desfases bruscos se deben a que la velocidad angular de la portadora modulada en frecuencia varía.

La intensidad de la perturbación dependerá, como es lógico, de las intensidades relativas de las dos señales.

A este respecto, el comportamiento de la MF. es análogo al indicado para los ruidos. Existe un valor determinado para la razón de las intensidades a partir del cual la interferencia se hace notoria, molesta y finalmente intolerable.

Análogamente si las dos señales están moduladas en frecuencia, a medida que crece la intensidad de la señal perturbadora, llega un momento en que la interferencia se hace presente. Esta distorsión crece rápidamente y llega un momento en que se escuchan ambas señales acompañadas de ruido.

Esta situación es inestable, y si la señal perturbadora crece, se invierten los papeles y sólo se escucha la señal perturbadora.

El ruido que acompaña a la recepción simultánea de los programas se debe a que la modulación de amplitud producida por el heterodinaje de las portadoras es vecina de 100%, y los limitadores no pueden eliminarla. Esta modulación de amplitud es muy compleja, ya que ambas portadoras tienen una velocidad angular variable y por consiguiente ella existe aun cuando las dos estaciones trabajen en la misma frecuencia.

Si ambas estaciones trabajan en el mismo canal, basta con que la señal deseada tenga una intensidad superior en 20 dB a la de la señal perturbadora para que la interferencia sea totalmente imperceptible. Ella es notoria pero tolerable con una diferencia de 12 dB.

En el caso de MA., para tener una relación de señal a nota heterodina de 40 dB, se requiere una razón de portadoras de 40 dB. En cambio para el caso de MF, en igualdad de condiciones basta con una diferencia de 10 dB en el caso de utilizarse una desviación de 75 kc./s., y de 24 dB para una desviación de 15 kc./s.

En el caso de que las estaciones operen en canales adyacentes, la interferencia es tolerable si la intensidad de la portadora de la estación perturbadora es superior en 10 dB a la de la estación deseada, y se hace intolerable si esta relación se eleva a 17 dB.

Es posible que estos valores se puedan elevar en el futuro, ya que dependen de la calidad de los circuitos de paso de banda del receptor.

### **Recepción por pasos múltiples**

Recibe este nombre el fenómeno, bastante corriente en las frecuencias altas, que consiste en la recepción simultánea de rayos de una misma estación, pero que llegan por caminos diferentes. Si las distancias recorridas por los dos rayos para llegar a la antena de recepción son diferentes, ambos llegarán desfasados en un cierto ángulo que es proporcional a la diferencia de recorridos.

Este fenómeno que es poco notorio, aunque molesto, en el caso de MA., puede hacer la recepción totalmente imposible en el caso de MF.

La consecuencia principal de este fenómeno es la de cancelar, por contraposición de fases, parte del espectro transmitido.

En el caso de MA esto se traduce en lo que llamamos fading selectivo, y se hace notar como una fuerte distorsión de la señal recibida.

En el caso de MF, debido a lo extenso del espectro de frecuencias transmitido, esta cancelación se puede producir para muchas de las bandas laterales, a consecuencias de lo cual, la señal se hace generalmente totalmente ilegible.

Simultáneamente, se introduce distorsión debido a modulaciones de fase parásitas. Esta modulación de fase tiene un origen análogo al explicado para el caso de las interferencias, y se caracteriza por valores instantáneos muy elevados de la modulación equivalente de frecuencia, que distorsiona la señal recibida.

Finalmente, la recepción de los dos rayos desfasados introduce modulación de amplitud, que no puede ser eliminada totalmente por los limitadores, razón por la cual la señal se recibe acompañada de ruidos.

La recepción por pasos múltiples hace imposible la utilización del rayo reflejado para la comunicación por el sistema MF., ya que la señal reflejada se compone normalmente de una serie de rayos que han seguido caminos diferentes, y que en el caso de MA. producen el fading selectivo.

Las estaciones de modulación por frecuencia que usan una gran desviación, son mucho más sensibles a la distorsión por pasos múltiples debido a que necesitan un mayor número de bandas laterales para la comunicación.

## Conclusiones

De lo expuesto anteriormente se pueden concluir las siguientes ventajas a favor de la modulación por frecuencia, comparada con la modulación por amplitud.

a) La mejor relación señal ruido, lo que permite servir mejor la zona con una menor potencia transmitida.

b) Puesto que el transmisor trabaja a potencia constante, se le puede hacer trabajar con un mejor rendimiento. Por otra parte, la salida de audio del receptor no depende de la potencia transmitida, por consiguiente se puede obtener una misma potencia acústica en el receptor con una potencia irradiada menor que en el caso de MA.

c) Posibilidad de transmitir un mayor rango dinámico que en el caso de MA.

En efecto, debido al alto valor de la relación señal ruido que se puede obtener tanto en el transmisor como en el receptor, y debido a que no existe un límite en el porcentaje de modulación como en el caso de MA., la compresión necesaria en el estudio es menor, y está fijada únicamente por el rango dinámico tolerable por el radioescucha, rango que será siempre inferior al real, dado el tamaño de una habitación corriente de hogar.

d) Mayor zona de servicio con bajo nivel de interferencias para una potencia dada en el transmisor.

e) Posibilidad de colocar las estaciones geográficamente más próximas las unas de las otras, debido al mejor comportamiento de la MF frente a las interferencias.

Como inconvenientes podemos anotar:

a) La recepción por pasos múltiples, que hace imposible extender la comunicación más allá que el alcance del rayo directo, y que puede hacer imposible el uso de la MF. en regiones montañosas.

b) El fenómeno de captación que se observa cuando dos estaciones operan en la misma frecuencia, y que en el caso de radiodifusión hace que el programa recibido cambie bruscamente.

En el caso de las comunicaciones móviles, este fenómeno puede hacerse especialmente molesto, ya que puede impedir la recepción de un mensaje, cuando la estación móvil se encuentra cerca del límite de su zona.

Se han observado casos en que estaciones distantes varios centenares y aún miles de kilómetros, han bloqueado totalmente las posibilidades de comunicación entre la central y los vehículos. Por suerte estos casos no son muy frecuentes, ya que corresponden en general a condiciones de propagación anormales.

E. C. F.