

# Perspectivas de utilización de los métodos de modulación digital con fase continua en los sistemas de telecomunicaciones modernos

Profesor Germán Castellanos  
U. N. Secc. Manizales Departamento de Ingeniería

## RESUMEN

*Se describen los principales tipos de modulación digital con envolvente constante, que se están desarrollando en sistemas de telecomunicaciones, entre ellos la modulación de fase cuaternaria (QPSK y OQPSK). La modulación de fase continua que presentan mejores propiedades con respecto a otros tipos digitales. Por ejemplo, mayor fidelidad en radiocanales no lineales (característicos en la telecomunicación móvil celular y vía satélite), menores niveles de energía fuera de banda, etc.*

*En especial se describen las señales MSK y su variedad con filtración preliminar gaussiana GMSK que se emplean ampliamente en los sistemas de comunicación móvil celular digitales, por poseer menores niveles de energía dentro de la banda de trabajo, fidelidad potencial máxima, mejor compatibilidad electromagnética*

*con otros radiosistemas, etc. Se analizan las principales tendencias de desarrollo de los tipos de modulación digital MSK.*

## 1. INTRODUCCION

Ultimamente se han desarrollado una gran cantidad de sistemas de telecomunicación de uso público, entre ellos, los de comunicación vía satélite, los sistemas de comunicación móvil celular, etc., donde la cantidad de abonados es mucho mayor a la cantidad de canales físicos disponibles de transmisión.

Uno de los principales problemas en el diseño y realización de estos sistemas de Telecomunicaciones (STC) multicanales, es la selección del método de modulación de las señales que pueda brindar mejores resultados de fiabilidad, eficiencia espectral y compatibilidad electromagnética con otros radiosistemas vecinos.

El angostamiento del ancho de banda del lóbulo principal junto con la disminución del nivel de los lóbulos laterales espectrales de la señal, permiten disminuir la influencia de las interferencias entre símbolos de la señal transmitida. Estas influencias limitan seriamente el mejoramiento de la calidad, la fidelidad y la compatibilidad electromagnética de los STC digitales modernos.

En los últimos tiempos se ha realizado un cambio en los métodos de modulación digital (o corrimiento) utilizados en los STC. Desde el, antes ampliamente empleado, corrimiento de fase binario (**BPSK -Phase Shift Keying**) o de su modalidad diferencial (**DBPSK -Differential PSK**), se va hacia los métodos de modulación con valores múltiples de fase (**M-ary PSK**), por ejemplo a la modulación digital de fase cuaternaria (**QPSK -Quadrature PSK**) o de su modalidad con codificación relativa (**DQPSK**). Las señales QPSK pertenecen a una modalidad de los métodos de multiplexación de señales por fase. En caso general cuando se tiene sólo dos señales (canales), una de ellas tiene un desfase de  $\pi/2$  con respecto a la otra, esto es, las señales se encuentran en cuadratura.

Otro método de corrimiento que se empieza a utilizar es una modalidad de señales QPSK con un corrimiento adicional en uno de sus canales (**OQPSK -Offset QPSK**). En estas señales hay un retraso adicional de la secuencia informativa del canal en cuadratura de la señal que es igual a  $T_s/2$ , donde  $T_s$  es el período del pulso informativo.

Los sistemas de comunicación vía satélite o de comunicación móvil celular, teniendo en cuenta el altísimo intervalo de radiofrecuencias que emplean, se caracterizan por ser medios altamente no lineales. Además, muchas veces los dispositivos óptimos de trabajo de señales pueden tener también carácter no lineal, por ejemplo

en estos STC es necesario el empleo de filtración preliminar para el angostamiento del ancho de banda y así poder acomodar mayor cantidad de abonados. Las influencias de los efectos no lineales de los radiocircuitos y de los medios físicos de transmisión, además de las limitaciones espectrales (filtración preliminar), disminuyen significativamente la fiabilidad de los STC. Por estas razones es más recomendable utilizar métodos de modulación con envolvente constante (**Constant Envelopment signals**).

En los últimos años, han sido desarrollados los siguientes métodos de modulación de ángulo (de variación de la fase instantánea) con envolvente constante:

- 1- Corrimiento de frecuencia con fase continua (CPFSK).
- 2- Corrimiento de frecuencia con características parciales.
- 3- Corrimiento de frecuencia con múltiples valores del índice de modulación (Multi-h PSK).
- 4- Corrimiento de fase correlacionada (CORPSK).

La primera forma directa de limitación y mejoramiento del espectro de las señales con corrimiento angular consiste en allanar o alisar los cambios de fase entre los símbolos informativos hasta llegar a su continuidad, esto es, que la frecuencia instantánea no tenga ningún punto de discontinuidad en el tiempo, como el caso de las señales con corrimiento de frecuencia con fase continua (**CPFSK - Continuous Phase Frequency Shift Keying**) o por lo menos disminuir la frecuencia y la amplitud de estos puntos de discontinuidad, por ejemplo, realizando cambios transitorios de fase con valores intermedios (**multi-h PSK**).

2. MODULACION DIGITAL DE FRECUENCIA CON FASE CONTINUA

Las señales con corrimiento de frecuencia con fase continua (CPFSK), son señales con valores relativamente bajos del índice de modulación  $h$  (por lo general  $h < 2$ ), que se forman sin rompimiento de fase en el momento del cambio de los pulsos de información. La señal modulada CPFSK en general se puede escribir de la siguiente manera [4,8,9]:

$$S(t) = U_m \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \int_0^t \Delta f a_i dt + \varphi_0) \quad (1)$$

En donde  $U_m$  es la amplitud,  $f_0$  es la frecuencia,  $\varphi_0$  es la fase de la portadora de la señal,  $\Delta f$  es la desviación de la frecuencia y  $a_i = \pm 1, i = 1, 2, \dots, N$ ,  $i$ -ésimo símbolo de la secuencia informativa de pulsos. Los métodos CPFSK se diferencian de acuerdo con el índice de modulación elegido  $h = 2\Delta f T_s$ .

Teóricamente, las señales CPFSK pueden dar una fidelidad igual a la máxima posible [1,8,51]; sin embargo, construir un receptor coherente ideal para CPFSK, hasta hoy es una tarea técnica no realizable. La dificultad radica en que para formar las señales coherentes de reloj y sincronización necesarias para la recepción, éstas no pueden ser formadas para cualquier valor de  $h$ . En particular, los esquemas que pueden recomendarse para cualquier relación señal/ruido son realizables sólo para valores enteros de  $h$ . Por otra parte, como se demuestra en [1,19], la efectividad de la utilización del espectro de las señales CPFSK aumenta cuando el valor del índice de modulación disminuye ( $h < 1$ ).

Además, la máxima fidelidad potencial de las señales binarias se obtiene maximizando la distancia euclidiana del conjunto de señales utilizadas en el corrimiento que se determina

como:  $D_{\min}^2(h) =$

$$\min \frac{1}{2E} \int_T [S(t, \alpha) - S(t, \beta)]^2 dt$$

En donde  $E$  es la energía contenida en cada bit, y  $\alpha$  y  $\beta$  son los parámetros de codificación del sistema.

En [3] se demuestra que cuando se procesa la señal recibida durante un intervalo de tiempo igual al de un símbolo informativo  $T = T_s$ , entonces la mayor fidelidad se puede obtener cuando  $h = 0.71$ . Para mejorar aún más la fidelidad del STC es necesario aumentar el intervalo del espacio de muestras o de análisis de la señal recibida. En el caso de duplicar el intervalo ( $T = 2T_s$ ), el índice de modulación óptimo  $h$  es aproximadamente igual a . Sólo en el caso de CPFSK con 0,5 se denomina corrimiento mínimo de frecuencia (**MSK -Minimum Shift Keying**). Se denomina así, por cuanto para el valor de  $h = 0.5$ , el desplazamiento de fase es igual a  $\pi/2$ , que corresponde al mínimo valor de fase necesario para obtener un ensamble binario de señales del tipo FSK ortogonales.

En correspondencia con (1), la señal MSK se puede representar como la suma de dos señales PSK en cuadratura [7,8,23], o sea:

$$S(t) = \cos X_k R_{\cos}(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) - a_k \cos X_k R_{\sin}(t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (2)$$

en donde:

$$k = 0, 1, 2, \dots, N^+ \\ kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$$

$$R_{\cos}(t) = \cos(\pi t / 2T_s) \\ R_{\sin}(t) = \sin(\pi t / 2T_s)$$

$$X_k = \pi \sum_{i=0}^{k-1} \frac{a_{i+1} - a_i}{2}, \quad (\text{fase inicial})$$

Cabe anotar que  $X_k$  toma los valores  $\pm n\pi, n = 0, 1, 2, \dots, N^+$  de acuerdo con la polaridad de los símbolos enviados  $a_i = \pm 1$  en el intervalo de

transmisión  $T_s$ . De esta manera, en cada instante de tiempo  $t$  la señal MSK contiene determinada información sobre otros símbolos antes transmitidos, lo que se denomina enlace de fase entre símbolos o trama de fase [3], la cual, si se utiliza, puede aumentar la fidelidad de la recepción de las señales. Por medio de la expresión (2) del enlace de fase entre los valores de  $X_k$  y  $X_{k+1}$  para las señales MSK se puede obtener la expresión:

$$S(t) = \begin{cases} a_{(2k-1)} R_{\cos}(t-2kT_s) \cos(2\pi f_0 t) \\ -a_{(2k-2)} R_{\sin}[t-2(k-1)T_s] \sin(2\pi f_0 t) \\ \text{cuando } (2k-1)T_s \leq t \leq 2kT_s \\ \\ a_{(2k-1)} R_{\cos}(t-2kT_s) \cos(2\pi f_0 t) \\ -a_{(2k-2)} R_{\sin}(t-2kT_s) \sin(2\pi f_0 t) \\ \text{cuando } 2kT_s \leq t \leq (2k+1)T_s \end{cases} \quad (3)$$

Del análisis de (3) se puede ver que las componentes en cuadratura de la señal MSK representan dos secuencias de pulsos, con un corrimiento adicional entre ellas en el tiempo igual a  $T_s$ , donde una de las secuencias es par y la otra impar.

La expresión (3) es la manera general de describir una gran clase de señales clasificadas dentro de los métodos de modulación digital con componentes en cuadratura sobre una misma portadora y que se diferencian de acuerdo con el tipo de funciones empleadas para la modulación de la envolvente de los pulsos en cada una de las componentes  $R_{\sin}(t)$  y  $R_{\cos}(t)$ .

En particular, para las señales QPSK se tiene [7]:

$$R_{\cos}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & \text{para } -T_s \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{para otros valores de } t \end{cases} \quad (4)$$

$$R_{\sin}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & \text{para } 0 \leq t \leq 2T_s \\ 0, & \text{para otros valores de } t \end{cases} \quad (4)$$

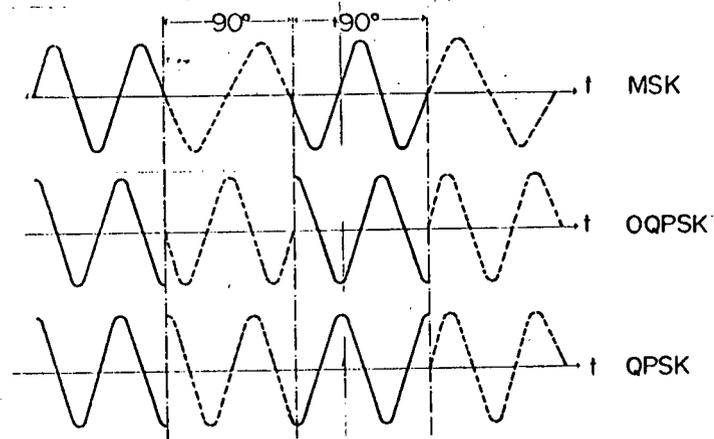


Figura 1. oscilograma de las señales: 1. MSK; 2. OQPSK; 3. QPSK

Como se puede ver en los oscilogramas representados en la figura 1, para las señales PSK y QPSK se tienen rompimientos o puntos de discontinuidad en la fase de  $\pi$ , los cuales generan caídas completas de la envolvente de la señal hasta 0 cuando la señal pasa por algún circuito selectivo. En este caso aumenta la probabilidad de que el sistema pueda ser neutralizado por alguna interferencia externa al STC y por las interferencias entre símbolos.

En el caso de las señales OQPSK, los cambios de fase de  $\pi$  son menos probables y codificando apropiadamente la señal, pueden eliminarse. Sin embargo, el rompimiento de fase de  $\pm\pi/2$  empeora las propiedades espectrales de la señal y de cierta manera la hace vulnerable a la no linealidad del medio físico de transmisión.

Cuando se están utilizando las señales MSK, independientemente de qué polaridad lleve el símbolo de información  $a_i = \pm 1$ , la fase cambia linealmente, con lo que se puede brindar la continuidad de la envolvente. Cuando la señal

MSK pasa a través de un circuito selectivo el nivel de su envolvente sigue siendo constante, neutralizando así sus efectos no lineales.

### 3. PROPIEDADES ENERGETICAS DE LAS SEÑALES MSK

Considerando que el parámetro de información  $a_k$  se puede determinar como una secuencia aleatoria del tipo markoviano, en [7,8,18] se hallan las expresiones analíticas para las funciones de autocorrelación y de la envolvente de la potencia espectral  $G(f)$ . En correspondencia con (2) y (3) las expresiones de la envolvente del espectro de las señales MSK y QPSK son las siguientes:

$$G_{MSK} = \frac{8P_s T_s [1 + \cos(4\pi f T_s)]}{\pi^2 (1 - 16 T_s^2 f^2)^2} \quad (5.a)$$

$$G_{QPSK} = 2P_s T_s \left[ \frac{\sin(2\pi f T_s)}{(2\pi f T_s)} \right]^2 \quad (5.b)$$

En donde  $P_s$  es la potencia media de la señal.

De (5.a) y (5.b) se deduce que el ancho de banda de trabajo para las señales QPSK es 1.5 veces menor que para el caso de MSK. Sin embargo, el nivel de los laterales del espectro para las señales MSK decrece con una razón proporcional a  $(fT_s)^{-4}$ , mientras que para QPSK esta razón es de  $(fT_s)^{-2}$ .

La utilización de las señales MSK permite disminuir significativamente el nivel de energía espectral fuera de banda en relación con las señales PSK, debido a que el primer (máximo) lateral del espectro  $G(f)$  para las señales MSK es de -23 dB, mientras que para las señales PSK, es de -13 dB. El ancho de banda del lóbulo principal del espectro (que es el que determina el ancho de banda de trabajo de los sistemas), para MSK es de  $1.5/T_s$ , para las señales PSK es de  $2.0/T_s$  y para las señales con modulación digital en cuadratura (QPSK, OQPSK) es igual a

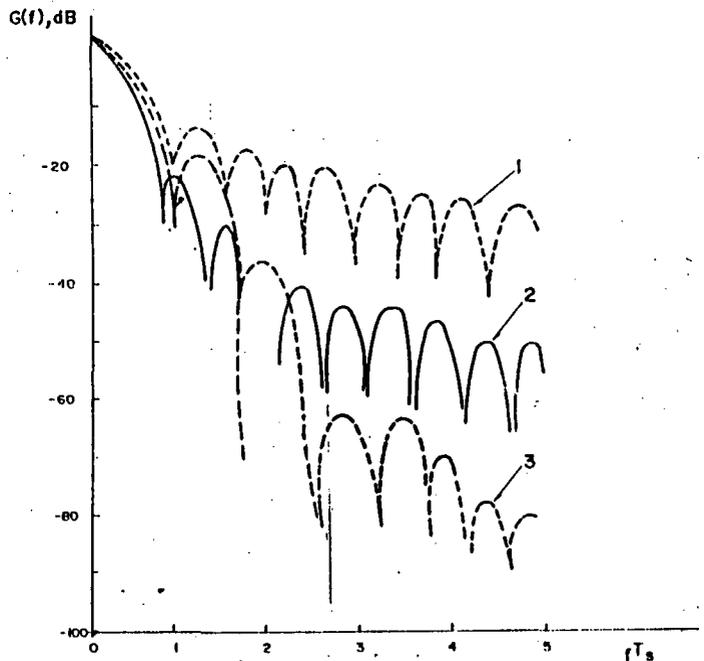


Figura 2. Envolvente del espectro de las señales: 1. PSK; 2. QPS y OQPSK; 3. MSK.

$1/T_s$ .

Para el caso de las MSK, el 99% de la cantidad de energía del espectro  $G(f)$  en el caso de señales MSK está concentrada en el lóbulo principal, mientras que para PSK, esta cantidad es sólo del 92%. En la fig. 2 están representadas las envolventes del espectro energético de las señales en análisis. El menor nivel de los laterales espectrales lo poseen las señales MSK.

### 4. FIDELIDAD DE LA RECEPCION DE LAS SEÑALES MSK

La recepción óptima de las señales MSK puede brindar la misma fidelidad que hay en la recepción de las señales PSK (máxima posible) con la condición del trabajo ideal de los radiocircuitos y sistemas de sincronización [11].

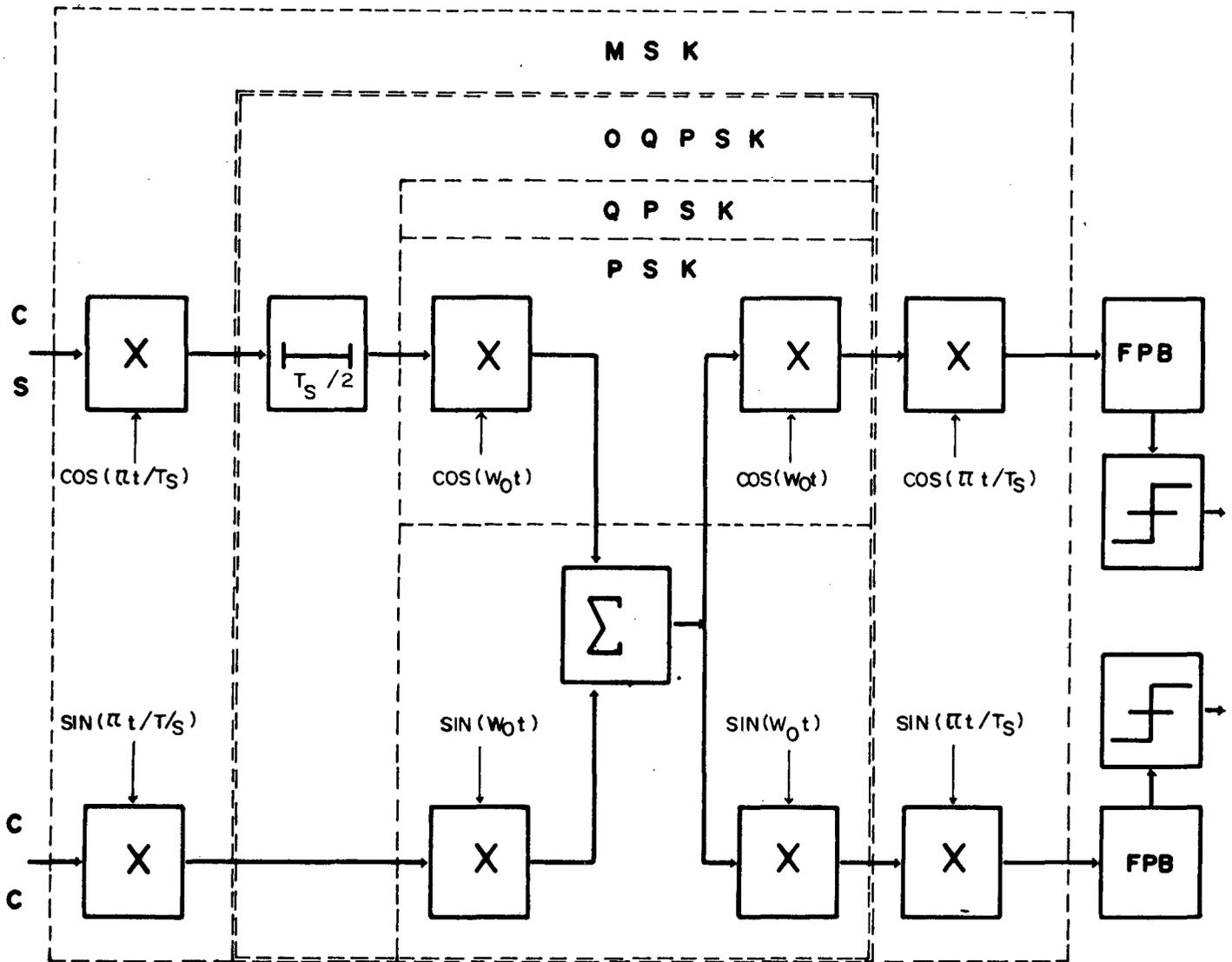


Figura 3. Diagrama estructural del MODEM para las señales con modulación digital en cuadratura.

En la figura 3 está representado el diagrama de la estructura general del modem para los casos de los métodos de corrimiento en cuadratura (a los cuales también pertenecen las señales MSK). El esquema más simple de multiplexación en cuadratura corresponde a QPSK. En el caso de OQPSK, en uno de los canales de multiplexación se realiza un retardo de medio tiempo de duración de la señal de información ( $T_s/2$ ). Para las

señales MSK en el modulador y demodulador, se efectúa una modulación adicional de la envolvente de los pulsos informativos; además, el circuito de retardo para MSK es de  $T_s$ . Cabe anotar que para el modulador representado en la fig. 3, el algoritmo de realización de MSK corresponde a la expresión (3). La extracción de las señales de sincronización y de reloj para la recepción de MSK se puede efectuar por medio

de los circuitos de enganche por fase (PLL), uno de los cuales está sintonizado en la frecuencia de transmisión de alto nivel lógico  $f_1$  y el otro a la de bajo nivel lógico  $f_2$  (esquema de Sunde) [1,11]. Para este esquema de recepción, la probabilidad de error para el caso del ruido gaussiano está dada por la siguiente expresión:

$$P_e(\varphi_1, \varphi_2) = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[q_0 \cos \frac{\varphi_1}{2}\right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[q_0 \cos \frac{\varphi_2}{2}\right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[q_0 \cos \frac{\varphi_1}{2} \cos \frac{\varphi_2}{2}\right] \quad (6)$$

En donde  $q$  es la relación señal/ruido;  $\varphi_1/2$  y  $\varphi_2/2$  son los errores de seguimiento de la fase en las señales de sincronización en los PLL correspondientes a las frecuencias  $f_1, f_2$ .

La fidelidad de la recepción de las señales MSK depende en un menor grado de los errores de sincronización frente al caso de QPSK y OQPSK, lo que se deduce del análisis de los efectos de inexactitud del trabajo de los sistemas de extracción de señales de sincronización y de reloj sobre la probabilidad de error  $P$  en la recepción de un símbolo de información [53]. Las funciones típicas están representadas en la figura 4, donde  $L$  es el valor permitido de pérdidas en el sistema de sincronización. La ganancia energética equivalente en la relación señal/ruido  $q$  para MSK es de 2.5 a 5 dB cuando  $P_e = 10^{-3}$ , y  $L = 0$  dB en relación con los otros métodos de corrimiento analizados.

En general, la fidelidad de las señales digitales con modulación angular, cuando se tienen interferencias de tipo mono-tono (una sola componente espectral) se describe con la expresión [22]:

$$P_e = \frac{1}{4} \left[ 2 - \sqrt{\frac{q_0^2}{1+q_0^2}} \right] + \left[ 1 - \sqrt{\frac{q_0^2}{1+q_0^2+q_0^2 \cdot g}} \right] \quad (7)$$

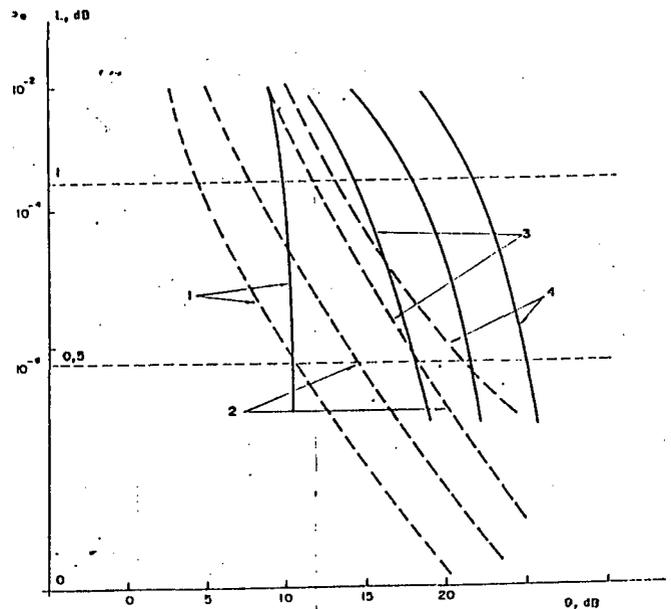


Figura 4. Dependencias de pérdidas energéticas ( $L$ ) en el sistema de sincronización contra  $P_e$  para  $P_e = 10^{-3}$  (líneas continuas) y  $P_e$  contra  $L = 0.2$  dB (líneas punteadas): 1-PSK, 2-MSK, 3-DQPSK, 4-DQPSK.

donde  $q_0$  es la relación media señal/ruido a la entrada del demodulador,  $q_{oi}$  la relación media señal / interferencia  $p$  y  $g$  es el coeficiente normalizado de correlación entre la interferencia y la señal digital. Con base en (7) se construyeron las gráficas para la relación señal/ruido  $q = 10$  dB (sin la interferencia mono-tono). Como se aprecia en la gráfica de la figura 5, la influencia de las interferencias tipo mono-tono en la probabilidad de error de recepción de MSK es menor que aquella para las señales con corrimiento de fase analizadas. Al principio, la influencia del mono-tono crece a medida que aumenta la diferencia normalizada entre las frecuencias de la señal de información y de la interferencia  $\Delta [f_s - f_i]$ . La influencia llega a ser máxima cuando el valor de  $\Delta = 0.25$ , luego decrece y toma un carácter decreciente periódico. Para los valores de  $\Delta = 2N \pm 1/4$ ,  $N \in \{2, 3, \dots\}$  es casi imperceptible.

Uno de los principales problemas que existen en el demodulador de Sunde es la pérdida de la señal de sincronización cuando se transmite continuamente una serie de símbolos de una sola frecuencia de modulación ( $f_1$  ó  $f_2$ ). Para

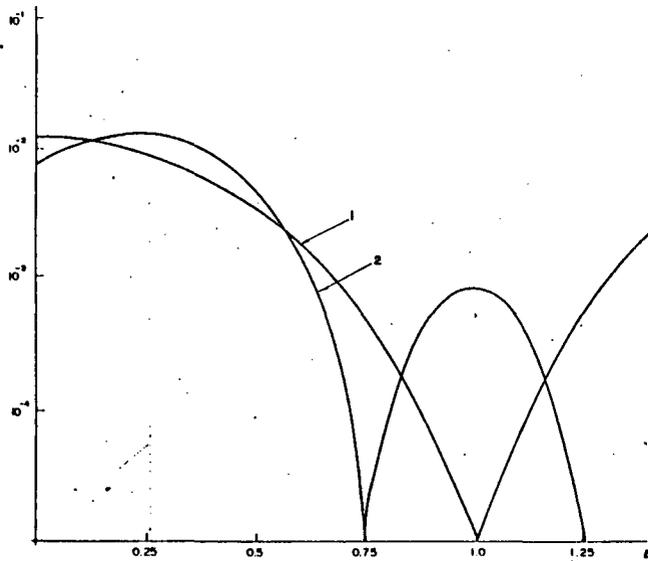


Figura 5. Probabilidad de recepción contra la diferencia normalizada  $\Delta$  en interferencia mono-tono: 1- PSK; 2- MSK

eliminar este problema, en [14] se propone un diagrama especial de demodulación para las señales MSK (fig. 6). En este caso, la frecuencia reloj de la cual se extrae la señal de sincronización se forma a partir de la señal recibida. Por cuanto la frecuencia reloj es de un orden menor que la frecuencia de sincronización, entonces el ancho de banda de ruido en el dispositivo de extracción de la frecuencia reloj puede ser disminuído varias veces. Sin embargo, la construcción de demoduladores coherentes no siempre es posible debido a que técnicamente es difícil obtener una alta estabilidad en las frecuencias de sincronización; además, su realización es relativamente compleja.

La utilización del enlace o dependencia de los valores de la fase entre símbolos consecutivos existente en MSK, permite obtener una alta fidelidad, aun cuando se utilice la recepción por principio de autocorrelación. En [14] se propone la estructura de un demodulador de autocorrelación para las señales MSK con enlace de fase entre símbolos que brindan una

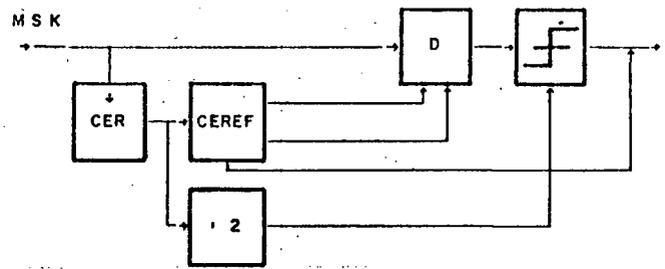


Figura 6. Demodulador de señales MSK. CER - Circuito extractor de la señal de reloj. CEREF - circuito extractor de la señal de referencia. D - Detector.

pérdida no mayor a 1 dB en la relación señal/ruido (para  $P_e = 10^{-3}$ ) con respecto a la recepción coherente.

La formación y recepción de MSK también se puede realizar por medio de filtros acoplados (FA) [25,29]. Los mejores resultados los brinda la utilización de dispositivos de ondas acústicas superficiales (SAW Surface Acoustic Waves). Estos dispositivos ya empiezan a tener alguna utilización en los sistemas comerciales de comunicación vía satélite y móviles [19,21]. Los FA necesarios para la formación y recepción de las señales MSK en las ondas decamétricas (onda corta), pueden ser también realizados por medio de líneas derivadas de retraso [21].

Debido a la filtración preliminar en banda angosta (hard limitation) realizada en los sistemas de comunicación vía satélite y que es necesaria para el ajuste estándar espectral, en el caso de las señales MSK, después de su paso por los radiocircuitos, aparecen interferencias entre símbolos y entre canales de sinfase y cuadratura lo que conlleva pérdidas en la relación señal/ruido  $q$ . En particular, cuando  $P_e = 10^{-4}$  y  $\Delta f_{3dB} T_s = 0.5$  ( $\Delta f_{3dB}$  es el ancho de banda a nivel de 3 dB) las pérdidas, en comparación con la recepción ideal coherente, son del orden de los 2 dB [30].

La comparación de la fidelidad de recepción de MSK y otros tipos de señales PSK en canales de tipo gaussiano da como resultado una ganancia para el primer tipo de modulación digital (fig. 7) [22].

La utilización de las señales MSK con filtración preliminar de tipo gaussiano (filtración que se puede extender a más de un símbolo informativo), permite disminuir las interferencias entre los símbolos informativos y entre los canales de sinfase y cuadratura [25,26].

Así, por ejemplo, cuando  $P_e = 10^{-4}$ , las señales MSK con filtración preliminar de tipo gaussiano (GMSK) brindan una ganancia adicional en la relación señal/ruido  $q$  de aproximadamente 0.8

la menor potencia de los ruidos de transición debido a los efectos no lineales de los radiocircuitos son para las señales MSK y las mayores para OQPSK. En [31] se lleva a cabo el análisis teórico de los ruidos de transición para MSK.

## 5. FORMAS DE DISMINUIR LA POTENCIA ESPECTRAL FUERA DE BANDA DESARROLLANDO LAS SEÑALES MSK

El desarrollo de los métodos de corrimiento está condicionado a la necesidad de disminuir la potencia espectral fuera de banda en los STC multicanales. Para lograrlo se ha formado una clase completa de señales CPFSK con características de rápida disminución de la potencia espectral fuera de banda. Los principios de formación de estas señales están basados en una modulación adicional de la fase continua. En [36] se resuelve el problema matemático sobre la síntesis de la señal que brinde una cantidad mínima de potencia fuera de banda a partir de las señales MSK, en la cual la expresión (3) de la función de modulación de la envolvente de los símbolos informativos tiene la siguiente forma:

$$R_{\cos}(t) = \begin{cases} \cos\left[\left(\frac{2\pi t}{2T_s}\right)g_1(t)\right] & \text{para } 0 \leq t \leq T_s \\ \cos\left[\left(\frac{2\pi t}{2T_s}\right)g_2(t)\right] & \text{para } -T_s \leq t \leq 0 \end{cases} \quad (8)$$

$$R_{\sin}(t) = \begin{cases} \sin\left[\left(\frac{2\pi t}{2T_s}\right)g_1(t)\right] & \text{para } 0 \leq t \leq T_s \\ \sin\left[\left(\frac{2\pi t}{2T_s}\right)g_2(t)\right] & \text{para } -T_s \leq t \leq 0 \end{cases}$$

Donde  $g_{1,2}(t)$  es la función adicional utilizada de la fase continua y que puede tomar un valor de cero sólo en los extremos del intervalo de modulación  $[0, T_s]$  de los símbolos de información.

El conjunto de las señales sintetizadas en [12] que son óptimas desde el punto de vista espectral

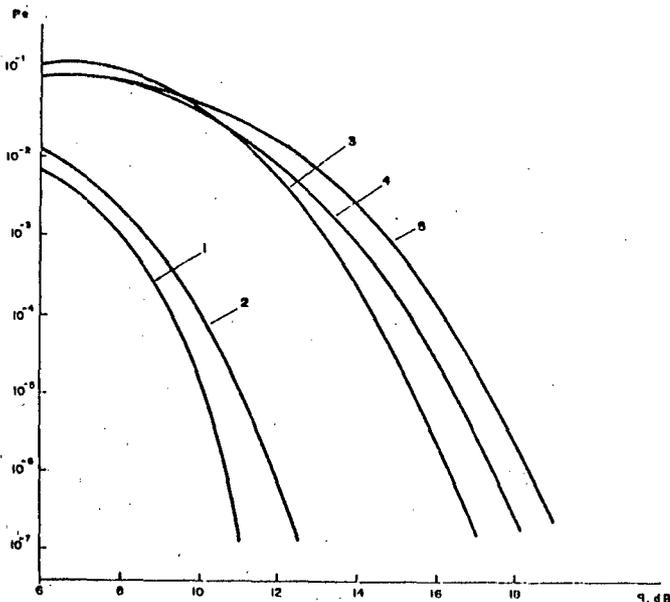


Figura 7. Influencia de las interferencias co-canales en  $P_e$ : 1. MSK, 2. DQPSK, 3. OPR, 4. B-PSK, 5. PSK.

dB, si el FA está solamente conectado a la salida del modulador, y de más de 3.5 dB, si el FA también está presente a la entrada del demodulador [20]. En [10,31] se muestran las funciones de dependencia de la potencia de los ruidos de transición en los radiocircuitos no lineales que tienen lugar en los sistemas de comunicación vía satélite para OQPSK, MSK y GMSK en donde el parámetro de variación es  $\Delta_{3dB} T_s$ .

De las dependencias obtenidas se deduce que

(mínima potencia fuera de banda) y las cuales brindan una velocidad de decremento en los laterales espectrales en las frecuencias lejanas, proporcional a  $|f|^{-4(M-1)}$  y tienen la siguiente forma:

$$g(t, \alpha, M) = 1 - \sum_{i=1}^{M-1} \frac{K_i [\sin(\alpha 2\pi t / T_s)^{2i-1}]}{(\alpha 2\pi t / T_s)} \quad (9)$$

en donde:

$$\begin{aligned} g &= 1, 2, \dots, N^+; \\ M &= 1, 2, \dots, N^+ \end{aligned}$$

$$K_i = \frac{(2i-1)!}{2^{2i-1} [(2i-1)]^2 (2i-1)}$$

$$g(t) = \begin{cases} 1 - \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right) & \text{para } 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{para } |t| > T_s \end{cases}$$

Un amplio uso han tenido las señales obtenidas a partir del algoritmo (9) y que corresponden a señales con función sinusoidal del cambio de frecuencia (**SFSK Sinusoidal FSK**) y para las cuales la anterior expresión se simplifica hasta la siguiente forma:

La comparación de los métodos MSK (sin modulación adicional de fase) y SFSK, llevada a cabo en [18], muestra la supremacía de este último tipo de señales en efectividad espectral y en fidelidad, en caso de que los medios físicos de transmisión sean no lineales.

En el caso de filtración preliminar para el angostamiento de banda y de limitación del nivel de la envolvente la ganancia en  $q$  para SFSK puede llegar a los 0.5 dB.

Prácticamente, el desarrollo de equipos para la realización óptima de la formación y recepción de las señales MSK de acuerdo con el algoritmo

basado en la expresión (9), es tecnológicamente complejo para valores de  $\alpha$  y  $M > 2$ . Por esto, en la práctica, para mejorar las propiedades espectrales de los métodos de modulación digital se utilizan diferentes variantes de sistemas híbridos o cruzados de corrimiento con las señales MSK. Así por ejemplo, en [17] se analiza el caso en el que la envolvente de los símbolos informativos cambia de acuerdo con la función de Hamming (función cosinusoidal con los extremos ligeramente levantados).

Esta forma de multiplexación en cuadratura corresponde al caso híbrido de corrimiento **QPSK/MSK**. En estas señales, la velocidad de decremento de sus laterales espectrales es proporcional al producto de los valores de estas mismas velocidades de las señales MSK y QPSK. En otras palabras, es el producto de sus espectros, que da como resultado un espectro con el mínimo ancho de banda y el mayor valor de decrecimiento de los laterales espectrales que hay para ambas señales.

En [28] se describe un método modificado híbrido que es derivado del caso anterior correspondiente al caso **QPSK/SFSK**. En este caso, aunque el ancho de banda sea el mismo que para **QPSK/MSK** ( $1/T_s$ ), la multiplicación de las velocidades de decrecimiento de los laterales espectrales da como resultado una menor cantidad de energía fuera del ancho de banda de trabajo.

## 6. CONCLUSIONES

1. Las señales MSK pueden ser analizadas como un caso de modulación digital con desplazamiento de fase en cuadratura (multiplexación en cuadratura) y por tanto, la recepción ideal de éstas puede brindar la fidelidad óptima correspondiente a las señales BPSK. Además, la modalidad de corrimiento relativo o diferencial de MSK (**DMSK**) brinda una mejor fidelidad que

la de las señales DBPSK las cuales hoy en día aún se utilizan ampliamente.

2. El ancho de banda del lóbulo principal del espectro (el cual determina el ancho de banda de trabajo) de MSK ( $1.5/T_g$ ) es más angosto en un 30% que en el caso de PSK ( $2/T_g$ ); además, la energía de las señales MSK está casi toda concentrada en este ancho (99,9%), mientras esta relación es apenas del 92% para PSK. Todo esto conlleva el mejoramiento significativo de la capacidad de transmisión, la compatibilidad electromagnética y fidelidad de los STC.

3. La ley de cambio lineal y continuo de la fase de los símbolos informativos da como resultado un nivel constante y continuo de la envolvente de las señales MSK, lo que disminuye en gran medida los efectos no lineales de los radiocircuitos y de los medios físicos de transmisión sobre la fidelidad de los STC.

4. Los algoritmos de trabajo optimal de MSK, utilizando nuevos adelantos de la microelectrónica moderna, como los dispositivos SAW, pueden facilitar la realización y construcción de los dispositivos de formación y recepción de estas señales. De otra manera, la recepción de MSK puede ser realizada simplemente con un discriminador de frecuencia sin mayores pérdidas en fidelidad.

5. Con base en las señales MSK es posible el consiguiente desarrollo de los diferentes tipos de corrimiento angular, en particular de los CPFSK que brinden una disminución significativa de la potencia espectral fuera del ancho de banda de trabajo.

## 7. BIBLIOGRAFIA

1. De Buda. - IEEE Trans., 1972, v.com-21,N6
2. Smith R. - Ibid.
3. Spilker. Digital Satellite Communications. 1978.
4. Galko P., Pasupathy . - In: Proc. nat. Telecommun. Conf. Rec., Philadelphia, 1982.
5. Aulin T., Sumberg. - IEEE Trans., 1982, v. IT-28, N1.
6. Korn I. - IEEE Trans., 1980, v. COM-28, N8.
7. Simon M.K. - IEEE Trans., 1976, v. COM-24, N8.
8. Gronemeyer S.A., McBride A.L. IEEE Trans.,1976, v.COM-24, N8.
9. Mathyas R. -IEEE Trans., 1978, v. COM-26, N6.
- 10.Reiffen B., White B.E. - IEEE Trans., 1978, v. COM-26, N1.
- 11.Cruz J.R.,Simpson R. - IEEE Trans., 1978, v. COM-26, N6.
- 12.Capellani V., Benelli G., Borghi G. - In: Proc IEEE Int. Conf on Communications, Denver, CO.1981.
- 13.Korn I. - IEEE Trans., 1979, v. COM-27, N6.
- 14.Morihiro Y., Nakayima S., Furuya N. - IEEE Trans., 1979, v. COM-27, N10.
- 15.Hirade I. - IEEE Trans., 1979, v. COM-27, N6.
- 16.Muilwijk D. -In: Proc 5th Int. Conf. Pattenm Recogn., Miami- Beach, Fla.,1980, v. 1-2, New-York, 1980.
- 17.Austin M. C., Chahg M.V. - In: Proc Nat. Telecommun. Conf.Rec., 1980, v.1-4, New-York, 1980.
- 18.Signh H., Thjiung T. - In: Proc. IEEE Int.Conf. on Communications, Denver, CO, 1981.
- 19.Ziemer R.E., Rayan C. - Ibid.
- 20.Korn I. - IEEE Trans., 1982, v. COM-30, N8
- 21.Ziemer R., Ryon C.R., Stwell J. IEEE Trans., 1982, v. COM-30, N3
- 22.Shabsigh D.A. - IEEE Trans., 1983, v. COM-30, N8.
- 23.Austin M., Cheng M., Horwood D. IEEE Trans.,1983, v.COM-31, N3
- 24.Aulin T., Sumberg W. - IEEE Trans., 1982, v. COM-30, N5.
- 25.Boutin N. - IEEE Trans., 1983, v. COM-31, N11.
- 26.Hirade I., Yasuda Y. - IEEE Trans., 1984, v. COM-32, N3.
- 27.Lindell G., Sumberg C., Aulin T. IEEE Trans.,1984,v.IT-30, N3
- 28.Sasase I.,Harade Y.,Shinsaku M.-IEEE Trans.,1984,v. COM-32, N2.

29. Amoroso F., Kivet T. - IEEE Trans., 1983, v.COM-25, N4.
30. Vaisey D.J., McLane. IEEE Trans., 1983, v. COM-31, N11.
31. Coleman J.O. -IEEE Trans., 1985, v. COM-33, N9.
32. Boutin N., Morissette S., Dussault L. - IEEE Trans., 1983, v. COM-31, N2.
33. Lindsey W., Simon M. - Ibid.
34. Ryan C.R., Hambley, Vogth E. IEEE Trans., 1980, v.COM-28, N5.
35. Masamura T. Samejima., Motihiri Y., Fuketa H. - IEEE Trans., 1979, v. COM-27, N6.
36. Yamao., Momma K., Susuki H. IEEE Journal, 1984, v.SAC-2, N4
37. Chung K. - Ibid.
38. Miki T., Hata M. - Ibid.
39. Miki T., Hirono M., Muruta K. - Ibid.
40. Simn M., Wang C. - IEEE Trans., 1984, v. Vt-33, N4
41. Maseng T. - IEEE Trans, 1985, v. COM-33, N5.
42. Fonseca K., Ekanayake N. - In:Proc. IEEE Global Telecomm. Conf., Atlanta, Ga., 1984, 26-29/XI.
43. Galko P., Pasupathy S. - IEEE Trans., 1985, v. COM-33, N4.
44. Clark A.P. - IEEE Proceedings, 1985, v. 132, part F., N8.
45. Feher K., Tercan I. - IEEE Trans., 1986, v. COM-34, N7.
46. Pratt T. Satellite Communication. Wiley, Cop. 1986.
47. Feher K. Digital Communications: Satellite/Earth Station Engineering. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1983.
48. Crozier S., Mazur B., Matyas R. - In: Proc. GLOBECOM, Miami, FL, 1984, 29/XI-2/XII.
49. Mayson L. - In: Proc. 1st Can. Int. Satellite Commun. Conf., Ont., Canada, 1983, 10-15/VI.
50. Simon M. - In: Proc. IEEE GLOBECOM, New Orleans, LA, 1984, 20- 23/XI.
51. G. Smimov N. Adzhemov S. Premenie signalov CPFSK. OZarubezhnaja Radioelectronika. 1987. N9.

**SUSCRIBASE YA!**

*PARA ESTAR AL DIA EN LOS ULTIMOS AVANCES DE TECNOLOGIA  
E INVESTIGACIONES DE LA INGENIERIA NACIONAL Y MUNDIAL*

**INGENIERIA  
E INVESTIGACION**

*ORGANO TECNICO CIENTIFICO DE LA FACULTAD DE  
INGENIERIA DE LA UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA*

*APARTADO AEREO No. 5885 SANTAFE DE BOGOTA, D.C.*