

siguiente proceso. En el caso de ocurrir algo imprevisto y, como consecuencia, que el contador alcance el fondo de su conteo, se genera por parte del PTM una interrupción que genera un restart "caliente" del sistema, en el que se investigará el proceso donde ocurrió la anomalía. En una primera ocurrencia todo fallo se diagnostica como transitorio, mientras una anomalía repetida en un proceso implicará el que el mismo sea descartado de la secuencia de ejecución.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer el soporte económico de la Comisión Asesora de Investigación Científica y Técnica, a través del proyecto ref.: 995/82, sin el cual no hubiera sido posible la realización de este trabajo.

#### BIBLIOGRAFIA

1. E.L. Zapata. "LTMuP, un sistema multiprocesador cooperativo que tolera la lesión física". Tesis Doctoral. Universidad de Santiago, Mayo 1983.
2. J. Mira, E.L. Zapata, D. Cabello y A.E. Delgado. "Seguridad de funcionamiento frente a la lesión física en sistemas de cálculo y control". I Jornadas de Electrónica Militar, pp. D.4/1-D.4/8. Madrid, Marzo 1983.
3. R. Ruiz. "Un sistema multimicroprocesador para monitorización interactiva en UCC". Tesis Doctoral. Universidad de Santiago. Enero, 1986.

#### CONTABILIDAD DE SISTEMAS DE ESPECTRO ENSANCHADO POR SALTO DE FRECUENCIA Y SISTEMAS EN BANDA ESTRECHA EN COMUNICACIONES MOVILES.

Ramon Agustí Comes

ETSI Telecomunicación - APDO 30002, 08071 Barcelona

#### RESUMEN

En este trabajo se ha evaluado la posible compatibilidad que puede existir entre un sistema de espectro ensanchado (FH-MFSK) que utiliza saltos de frecuencia a gran velocidad y un sistema de banda estrecha en presencia de desvanecimientos tipo Rayleigh, característicos de un entorno móvil. Con 20 MHz de banda disponible y señal vocal digitalizada a 32 Kb/s un sistema FH-MFSK puede soportar unos 80 usuarios simultáneos en banda estrecha. El efecto del sistema FH-MFSK sobre el sistema de banda estrecha es despreciable.

#### INTRODUCCION

Los sistemas de espectro ensanchado por saltos de frecuencia han venido utilizándose desde hace tiempo en comunicaciones militares por su robustez frente a interferencias provocadas y por el secreto inherente en las comunicaciones que proporcionan. Sucede sin embargo que tales sistemas presentan también ventajas notables desde el punto de vista de transmisión cuando deben operar en un entorno móvil sujeto a fuertes desvanecimientos tipo Rayleigh. En este sentido vamos a analizar a continuación la posible compatibilidad entre un sistema FH-MFSK (1) y un sistema de banda estrecha

#### DESCRIPCION DEL SISTEMA FH-MFSK

La información a transmitir de naturaleza digital entra al transmisor en bloques de  $K$  bits cada  $T$  segundos según muestra la figura 1. A cada bloque se le asigna uno de los  $2^k$  posibles números:  $0, 1, \dots, 2^k - 1$ .

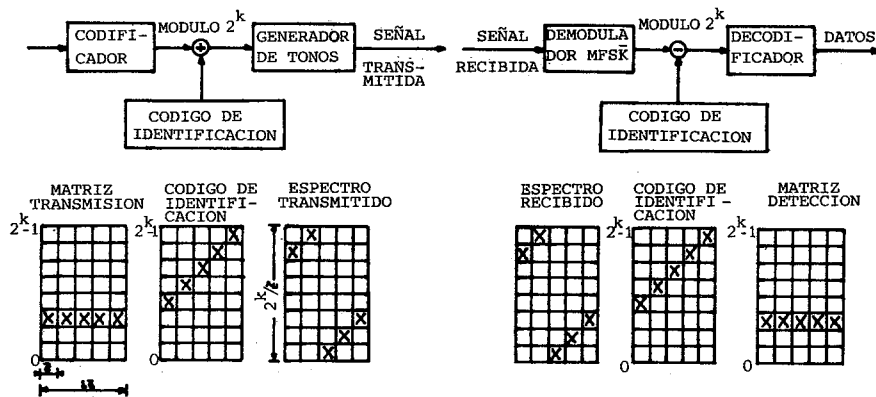


Figura 1 - Transmisor FH-MFSK

Figura 2 - Receptor FH-MFSK

El destinatario de la información se identifica por un código de  $L$  números, cada uno de ellos pudiendo variar de 0 a  $2^{k-1}$ . A continuación, cada  $\tau = T/L$  segundos chips se realiza la suma módulo  $2^k$  entre el número asignado al bloque de  $K$  bits y cada uno de los  $L$  números del código de identificación. Finalmente, a cada uno de los  $L$  números resultantes se le asigna una de  $2^k$  posibles frecuencias.

En el receptor se realiza la operación contraria según indica la figura 2. El demodulador MFSK genera un número cada  $\tau$  segundos del que se resta, según una operación módulo  $2^k$ , el código de identificación del destinatario. El número resultante convenientemente codificado regenera el bloque de  $K$  bits transmitido, también denominado palabra código.

La actuación del receptor en el caso anterior corresponde a un caso ideal de ausencia de errores. En la realidad hay que contar con la presencia del ruido así como con la de interferencias. En estas condiciones, se puede producir falsa alarma cuando se detecta un tono no transmitido por el usuario de interés y pérdida cuando un tono transmitido no es detectado. Puede suceder en tal caso que no haya ninguna fila totalmente llena ni que las demás estén vacías como sucede en el caso ideal (figura 2). No obstante, se puede recibir con una tasa de error baja adoptando la regla de decisión por mayoría: Escoger la palabra código asociada a la fila más llena.

## INCIDENCIA DEL SISTEMA FH-MFSK EN LAS PRESTACIONES DE UN SISTEMA DE BANDA ESTRECHA

La presencia de un usuario que utiliza la técnica FH-MFSK repercute en la aparición a la entrada de un receptor de banda estrecha de unos pulsos de RF de duración  $\tau$  s. La aparición de estos pulsos por otra parte se caracteriza por un proceso impulsivo de Poisson con parámetro.

$$\lambda = \frac{1}{\tau 2^k}$$

Como consecuencia de lo anterior, a la salida del filtro de FI aparece un nuevo ruido cuya densidad espectral de potencia, para un pulso de potencia  $P$  es

$$N_s = \lambda P \tau^2$$

Por otra parte en ausencia de  $N_s$ , el único ruido existente era  $\frac{N_0}{2}$  que para una señalización FM debe ser tal que la relación señal-ruido SNR, supere el umbral de FM, es decir

$$SNR = \frac{P}{N_0 B} \gg 10 \text{ dB}$$

Entonces

$$\frac{N_s}{N_0} = \lambda \frac{P \tau^2}{N_0} = \frac{1}{\tau 2^k} \frac{P}{N_0 B} \tau^2 B \gg 10 \frac{\tau B}{2^k}$$

Dado que  $\frac{\tau B}{2^k} \ll 1$ , en general  $N_s \ll N_0$  y solo para SNR muy altas ó un gran número de usuarios que utilizan FH-MFSK,  $N_s \approx N_0$

## INCIDENCIA DE M SEÑALIZACIONES DE BANDA ESTRECHA EN LAS PRESTACIONES DE UN SISTEMA FH-MFSK

La señal util recibida, se puede formular como:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} R_i \text{rect}_{\tau}(t-i\tau) \cos(\omega_i^j t + \theta_i^j)$$

donde  $R$  es una variable aleatoria del tipo Rayleigh,  $\omega_i^j$  es la frecuencia genérica número  $j$ , que aparece en el  $i$ -ésimo chip,  $\theta_i^j$  es una variable aleatoria uniformemente distribuida entre  $-\pi$  y  $\pi$ , y

$$\text{rect}_{\tau}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 < t < \tau \\ 0 & \text{en caso contrario.} \end{cases}$$

Definimos también el canal "j" como aquel que ocupa una banda de  $1/\tau$  Hz y que está asociada a la frecuencia número  $j$ .

Por lo que respecta a las interferencias, supondremos que puede haber como máximo un tono interferente por canal. En particular, formulamos tal tono por

$$x_j(t) = R_{Ij} \cos(w^j t + \phi_I^j)$$

donde  $R_{Ij}$  es una variable aleatoria del tipo Rayleigh,  $w^j$  es la frecuencia del tono, uniformemente distribuida dentro del canal "j" y  $\phi_I^j$  se caracteriza igual que  $\theta_i^j$ . La señal interferente total es

$$I_T(t) = \sum_{j=1}^k a_j x_j(t)$$

donde  $a_j \in (0,1)$  es una variable aleatoria binaria tal que

$$\text{Prob} \{a_j=1\} = \frac{M}{2^k}$$

siendo M el número de tonos interferentes.

La señal total recibida en un canal j es entonces

$$z(t) = R \exp(-j\theta) + a R_{Ij} \exp(-j\phi_{Ij}) + n(t) \\ \text{it } t < (i+1)\tau$$

$n(t)$  es ruido térmico con densidad espectral de potencia,  $N_0$ , presente a la entrada del receptor y se han omitido las "j" de la formulación para mayor claridad.

La señal presente a la salida del receptor, cuya envolvente compleja de la respuesta impulsional es  $h(t) = \text{rect}_\tau(t)$ , es finalmente

$$Z_0(t) = \tau R \exp(-j\theta) + \sum_{c=IL}^{IR} a_c \cdot \tau R_{Ic} \cdot \exp(-j\phi_{Ic}) \text{ sinc}(f_c \tau) + n(t) * h(t)$$

donde hemos considerado la interferencia ocasionada por IL e IR canales adyacentes inferiores y superiores respectivamente.

El cálculo de la probabilidad de error se lleva a cabo a partir de la Probabilidad de Inserción  $P_I$ , y la Probabilidad de Pérdida,  $P_P$ , dada por

$$P_I = P_r \{Z_0(\tau) > C_0\}$$

$$P_P = P_r \{|\tau R \exp(-j\theta) + r \cdot \tau + n_f(\tau)| < C_0\}$$

Una vez establecido los valores de  $C_0$ , el cálculo de ambas expresiones así como la probabilidad de error por bit final sigue de aplicar un método de Cuadratura de Gauss [1]

Un inconveniente notable que aparece en el cálculo anterior consiste en la elección de  $C_0$ . Dado que el  $C_0$  óptimo depende de la

relación señal-ruido. así como de la actividad interferente, en nuestro caso el  $C_0$  se elige de modo que  $P_I$  sea constante.

## RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Con objeto de obtener resultados numéricos, hemos supuesto los siguientes datos: Banda = 20MHz, K=8, L=9 y velocidad de transmisión vocal R=32 Kb/s.

La figura 3 muestra la  $P_b$  para diversos M suponiendo una relación de potencias interferente a util, CIR = 0dB. La relación señal-ruido es SNR = 25dB. Observese como para  $P_I = 0,3$ ,  $P_I = 0,4$  y  $P_I = 0,5$  hasta 80 señalizaciones de banda manteniendo aún una  $P_b < 10^{-2}$ . Por otra parte aun que el control de Probabilidad de Inserción constante sufra fluctuaciones debido a la naturaleza de su propio funcionamiento, su incidencia es mínima para  $P_b = 10^{-2}$  en el caso más desfavorable de M = 80. Tasas de error de  $P_b = 10^{-2}$  pueden ser mantenidas hasta con M = 40 usuarios si CIR = -10dB.

## REFERENCIAS

- (1) R. Agustí, "Multiple Tono Interferers in an FH-MFSK Spread Spectrum Communication System" IEEE Trans. on Veh. Tech. (Aceptado y pendiente de publicación).

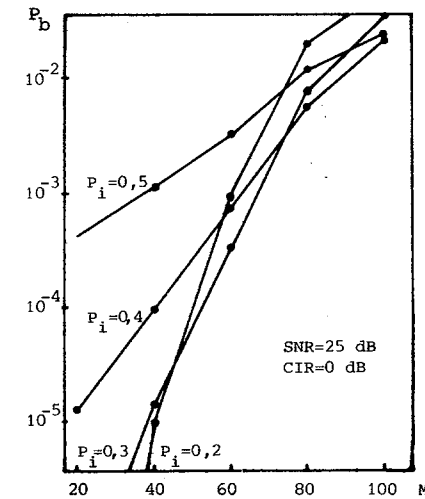


Figura 3

Probabilidad de error para  $P_i$  constante