

## SISTEMA TDMA-FH-TCM-8PSK EN UN ENTORNO DE COMUNICACIONES MOVILES CELULARES DE BANDA ANCHA

G. FEMENIAS y J.A. GRAU

Dept. de Teoria del Senyal i Comunicacions  
Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)  
Apdo. 30.002, 08080 Barcelona

*ABSTRACT - In this paper we propose a TDMA Slow Frequency Hopping-Trellis Coded 8PSK scheme for wideband cellular mobile radio communications. TCM with channel interleaving allows us to achieve coding gain without bandwidth increase on Rayleigh fading channels with AWGN, and FH provides the intrinsic frequency diversity to combat the Rayleigh fading. The dynamic multipath radio channel has been simulated by means of a simple two-ray model with a delay spread higher than the inverse of the transmission rate. Instead of a conventional Viterbi algorithm, a Near Maximum Likelihood detector with a good performance/complexity tradeoff has been used to avoid the effects of linear intersymbol interference (ISI).*

### I. INTRODUCCION

En un entorno móvil celular, una transmisión digital de banda ancha se ve afectada por un canal dispersivo variante en el tiempo. Así pues, no tan sólo deberán combatirse los desvanecimientos profundos de tipo Rayleigh derivados de la propagación multicamino (causada por las reflexiones múltiples en edificios, accidentes geográficos, vegetación y otros obstáculos), sino que será obligado emplear algún otro método para paliar los efectos de la interferencia intersimbólica. Es deseable además que, por tratarse de un sistema de comunicaciones móvil, el peso y tamaño de los equipos empleados forme un conjunto totalmente portátil que alcance la mayor eficiencia energética posible (obtención de buenas prestaciones con potencias de transmisión pequeñas). También es sumamente interesante cuidar la eficiencia espectral, factor imprescindible si se desea trabajar en sistemas celulares de gran capacidad basados en el reuso adecuado de unos pocos canales radioeléctricos.

El empleo de técnicas TCM (*Trellis Coded Modulation*) permite conseguir ganancias de codificación, sin aumentar el ancho de banda de transmisión ni disminuir la tasa de información, gracias a la aplicación de redundancia directamente sobre el espacio de la señal. Estas estructuras (que pueden interpretarse como un codificador convolucional seguido de un modulador que realiza un mapeado según las normas del *set partitioning* [1]) se han demostrado eficaces tanto en canal Gaussiano como en canales Rayleigh. En este último ámbito, que es el que nos ocupa, los códigos TCM más interesantes son aquellos cuyo diagrama de transición entre estados no contiene transiciones paralelas. Además, debe incorporarse un proceso de *interleaving* de manera que en recepción aparezcan símbolos afectados por muestras decorreladas de un canal Rayleigh (se evitan así las ráfagas de error que de otra manera se ocasionarían en el decodificador, basado en el conocido algoritmo de Viterbi -VA-). La incorporación del entrelazado implica un retardo asociado en recepción, si bien este factor, adecuadamente controlado, no ocasiona trastornos graves.

La protección de la información a través de un esquema TCM-8PSK (codificación convolucional y modulación robusta) puede potenciarse si se hace uso de alguna técnica de diversidad que combata los efectos del fading Rayleigh. En nuestro caso se ha optado por una diversidad intrínseca en frecuencia aportada mediante el empleo de *frequency-hopping*, que presenta la ventaja de un receptor menos complicado que en el caso de diversidad espacial y además es espectralmente eficiente por cuanto puede implementarse en un entorno celular con reuso de frecuencias.

La interferencia intersimbólica originada por un ancho de banda de transmisión mayor que la banda de coherencia del canal móvil se afronta mediante detectores que intentan aproximar un proceso de máxima verosimilitud (ML), puesto que los trabajos de Forney [2] demostraron que esta estructura es óptima frente a otras técnicas tales como el empleo de igualadores lineales, algoritmos DFE, etc.

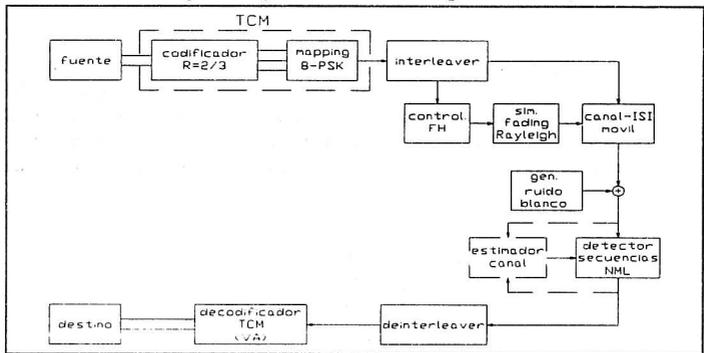


Figura 1. Esquema del sistema propuesto.

## II. DESCRIPCION DEL SISTEMA

En este trabajo se analiza el comportamiento de una estructura como la mostrada en la figura 1. En ella se aplica una codificación TCM de tasa  $R_c=2/3$  sobre una constelación 8PSK. El codificador convolucional (código de Ungerboeck con 8 estados) aporta un bit adicional por cada pareja de bits que genera la fuente, y las ternas así formadas son mapeadas sobre la constelación 8PSK siguiendo las reglas del *mapping by set partitioning*. Los símbolos se escriben por columnas hasta llenar la matriz de *interleaving*, y son transmitidos leyendo dicha matriz por filas, con el fin de evitar los efectos que sobre las secuencias codificadas tienen los desvanecimientos (incapacidad del VA de decodificar correctamente ráfagas de símbolos afectados por un *fading profundo*). Para potenciar los efectos del entrelazado se ha supuesto el empleo de *frequency-hopping* en la transmisión de filas consecutivas de la matriz de *interleaving*, lo cual proporciona una serie de canales independientes para cada paquete (fila) así transmitido. Esto es así si las distintas frecuencias portadoras de los paquetes están lo suficientemente separadas (este factor depende de la banda de coherencia del canal) para afirmar que los comportamientos experimentados por dichas frecuencias están incorrelados entre sí (es decir, que los desvanecimientos que puedan afectar a una determinada frecuencia no tienen por qué afectar a otra). Al quedar garantizada la independencia de las diferentes filas de la matriz de entrelazado, las dimensiones de ésta pueden mantenerse dentro de los límites que hacen que el retardo ocasionado en el proceso *interleaving-deinterleaving* pueda considerarse aceptable (caso de una transmisión de voz).

Para luchar contra los efectos de la interferencia intersimbólica (ISI) originada por el canal, se ha implementado un detector de secuencias de quasi-máxima verosimilitud (NML) como el propuesto en [3], que gracias a la aplicación de técnicas de *reducción de estados* hace posible un excelente equilibrio en el compromiso complejidad-prestaciones del detector. El origen de la ISI está en que la banda de coherencia del canal es menor que el ancho de banda de la transmisión (la respuesta impulsional total en ausencia de canal es un coseno realzado con factor de *roll-off* igual a 0.5), y el éxito del detector NML empleado estriba en el uso de una métrica modificada que tiene en cuenta únicamente las aportaciones a la ISI debidas a las

componentes verdaderamente significativas de la respuesta impulsional de un canal variante. Denotando mediante  $y_{i,l}$  a la primera de dichas componentes en el instante  $i$ ,  $l$  será el menor entero que cumpla:

$$\begin{aligned} \|y_{i,l}\| &> 0.7 \|y_{i,l}\| \\ \|y_{i,l}\| &> \|y_{i,h}\| \quad \forall h \neq l \end{aligned}$$

donde  $\|y\|$  es la suma de las magnitudes de las partes real e imaginaria de  $y$ . Basándose en el hecho de que el VA "ideal" que el detector ML emplearía es muy ineficiente en el sentido de que la mayoría de las secuencias almacenadas no juegan un papel significativo en la detección final de los símbolos, el detector NML empleado trabaja únicamente seleccionando adecuadamente un pequeño número de secuencias supervivientes.

El canal móvil se ha simulado mediante un modelo de dos rayos a igual potencia (con retardo relativo equivalente al *delay spread* del canal real) que sufren desvanecimientos de tipo Rayleigh de manera independiente (un modelo similar ha sido ya empleado con éxito en [4] y [5]). Las partes real e imaginaria de cada muestra del canal se generan filtrando adecuadamente dos secuencias independientes de ruido Gaussiano blanco, de manera que el *doppler power spectrum* en banda base obtenido para cada canal es el representado por:

$$S(f) = \begin{cases} \left[ 1 - \left( \frac{f}{f_d} \right)^2 \right]^{-1/2} & , \text{ para } |f| \leq f_d \\ 0 & , \text{ para } |f| > f_d \end{cases}$$

donde  $f_d = v_{\max}(f_0/c)$  es la máxima frecuencia Doppler que puede darse en el canal. Para realzar las prestaciones obtenidas por el conjunto TCM-*frequency hopping* se ha supuesto una estimación de canal ideal y una recuperación perfecta del instante de muestreo.

### III. RESULTADOS

El sistema descrito en el anterior apartado ha sido evaluado mediante simulaciones por ordenador obteniendo gráficas comparativas de las TEB (tasa de error por bit) alcanzadas frente a un sistema QPSK no codificado (en idénticas condiciones de ancho de banda y potencia transmitida) cuando se varía la relación  $E_b/N_0$ , el *delay spread* del canal (retardo  $\tau$  entre los dos rayos) y el número de vectores supervivientes que contempla el detector NML encargado de luchar contra la interferencia intersimbólica. Se ha hecho uso de una matriz de *interleaving* cuyas dimensiones son [10x200] y por tanto se generan (según el modelo de dos rayos) 10 canales independientes (uno para cada fila o paquete) que simulan el efecto del FH. Se ha considerado que este número de filas es suficiente para cumplir los requisitos del interleaving (pensando en un retardo de decodificación de 20 símbolos en el VA) y del FH (el número de *hops* o saltos de frecuencia es adecuado para nuestros propósitos). El número de columnas empleado se hace en base al tipo de canal a utilizar. Puesto que el receptor debe reinicializar para cada una de las filas los procesos de sincronismo y el *training* del estimador de canal (ya que la frecuencia portadora varía en cada paquete), es preciso que todos los símbolos pertenecientes a una fila estén dentro del "tiempo de coherencia del canal" ( $t_c = 0.2/f_d$ ). En las simulaciones llevadas a cabo se ha supuesto  $f_d = 50$  Hz, con lo que el  $t_c$  de los canales empleados queda acotado inferiormente a 4 ms. Se ha supuesto una velocidad de transmisión en el canal de 100 Kbaudios, y por tanto los 200 símbolos que forman una fila de la matriz están dentro del tiempo de coherencia, pues su tiempo de transmisión es de 2 ms.

En la simulación se han considerado 7 muestras representativas en la respuesta impulsional del canal, lo cual implicaría (según el criterio ML) emplear un VA "ideal" con un número de estados dado por  $S'_{\max}$  ( $S'_{\max} = 4^6 = 4096$  en el sistema QPSK no codificado y  $S'_{\max} = 8^6 = 262144$  en el sistema TCM-8PSK). Se ha denotado mediante  $S'$  el número de estados realmente guardados por el algoritmo NML, y en ningún

caso se ha empleado un valor de  $S'$  superior a 32, lo cual indica la notable reducción de complejidad que dicho método aporta. Las figuras 2(a) y 2(b) muestran la evolución de la TEB en los sistemas no codificado (curva discontinua) y codificado (curva continua) en función de la relación  $E_b/N_0$ . En ambos casos el algoritmo NML trabaja con  $S' = 16$ . La mejora de las prestaciones observada para  $\tau > 0$  (es decir, presencia de un retardo comparable al intervalo de modulación entre los diferentes rayos), incluso en el sistema no codificado, se debe al efecto de *diversidad temporal* propiciado por la recepción de información retardada a través de diversos caminos afectados por desvanecimientos independientes (la mejora observada se obtiene, evidentemente, a condición de que puedan soslayarse los efectos de la interferencia intersimbólica). Las figuras 3(a), 3(b) y 3 (c) comparan ambos sistemas (debe relacionarse curvas discontinuas - sistema no codificado y curvas continuas - sistema codificado) para diversos valores de la relación  $\tau/T$  (delay spread-intervalo de modulación) con una relación  $E_b/N_0$  fijada, e indican que para que el sistema TCM-8PSK presente ganancia de codificación en todo el margen abarcado por la gráfica, el número de supervivientes que debe guardar el detector NML es de 32.

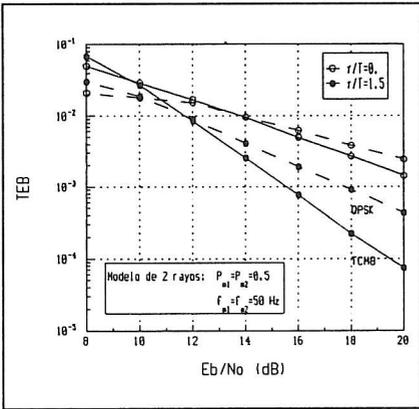


Figura 2 (a)

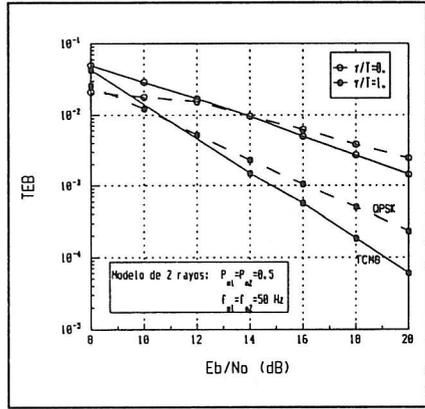


Figura 2 (b)

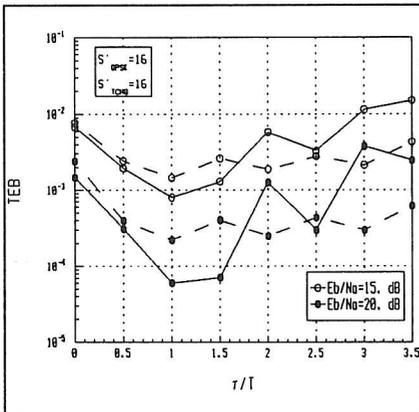


Figura 3 (a)

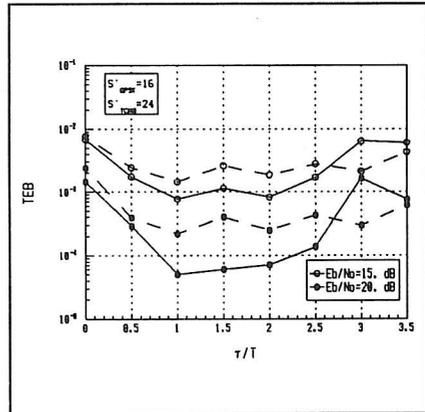


Figura 3 (b)

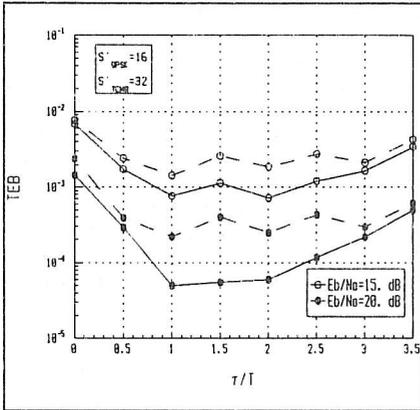


Figura 3 (c)

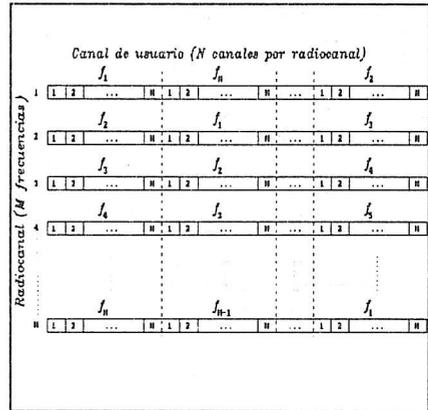


Figura 4

Los resultados muestran que un sistema como el aquí presentado puede ser habilitado para su empleo en un entorno celular con reuso de frecuencias, constituyendo un esquema TDMA-FH "slow"-TCM-8PSK, puesto que las ganancias de codificación se obtienen sin exceder las limitaciones en banda que demandan actualmente casi todas las aplicaciones, y la interferencia intersimbólica puede ser combatida mediante algoritmos que simplifican enormemente el coste computacional de la detección ML. En cada célula, un adecuado reparto de los usuarios en el dominio temporal para la asignación de slots en el TDM y una rotación en el uso de los canales disponibles para poder llevar a cabo el *frequency-hopping*, permitirán extraer el máximo provecho del ancho de banda disponible. Un ejemplo de cómo puede plantearse dicho reparto se indica en la figura 4, donde se ha supuesto una célula con M frecuencias (número de *hops* posibles) y NM usuarios que accederán en grupos de N miembros, mediante TDM, a la frecuencia que en ese momento les esté asignada (que varía cíclicamente para poder realizar el FH).

#### IV. REFERENCIAS

- [1] Ungerboeck, G., "Channel coding with multilevel/multiphase signals", IEEE Transactions on Information Theory, vol 28, n° 1, enero 1982, pp. 5-25.
- [2] Forney, G. D., "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference", IEEE Transactions on Communications, 1972, IT-18, pp.363-378.
- [3] Clark, A. P., Asghar, S. M., "Detection of digital signals transmitted over a known time-varying channel", IEEE Proceedings, vol. 128, n° 3, junio 1981, pp.167-174.
- [4] Andrisano, O., Tralli, V., "Performance evaluation method and comparison of local radio systems on selective fading channels", Singapore ICCS'90, vol. 2, pp. 780-784.
- [5] D'Avella, R., Moreno, L., Sant'Agostino, M., "An adaptive MLSE receiver for TDMA digital mobile radio", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 7, n° 1, enero 1989, pp. 122-129.