

DECODIFICADOR DE MAXIMA VEROSIMILITUD ASISTIDA
POR PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL

J. Ventura

M.A.Lagunas

TSC - ETSI Telecomunicación
Apdo. 30002
08080 BARCELONA

ABSTRACT

This paper deals with the problem of ISI communications channels and the existing tradeoff between channel modeling and channel equalizers. We focus the problem of a TCM system with a 2/3 convolutional coder and PSK-8 signaling. The new scheme reported by the authors supports the weighted likelihood decoder at every branch by a DSP channel model. This architecture shows a better performance than the classic equalizers both in robustness and resulting complexity.

1. INTRODUCTION

El sistema de comunicación seleccionado se eligió entre un CPM y un TCM ya que ambos usan de detección por diagrama en celosía o trellis. Finalmente se decidió TCM por presentar el atractivo de ser el primer esquema donde de manera clara codificación y señalización se usan conjuntamente, al menos en el transmisor. En cierto modo, como el lector podrá ver, el esquema propuesto por los autores hace uso de la misma filosofía, pues usa simultáneamente la capacidad correctora del decodificador y el asesoramiento del estado del canal de transmisión.

El sistema TCM seleccionado es el de 2 a 3 con señalización PSK-8. Es decir, de un sistema original PSK-4 se pasa a codificar en la constelación de ocho estados. De este modo, el primer bit de información pasa a seleccionar uno de los puntos de la partición mas baja de la jerarquía; mientras el otro bit, vía un codificador convolucional, proporciona los dos bits necesarios para seleccionar la partición elegida. El número de retardos del codificador determina su número de estados, al mismo tiempo que la complejidad del decodificador y la distancia libre del código. Dado que el objetivo es lograr una gran similitud entre la distancia euclídea y la distancia de Hamming entre palabras código, se establecen restricciones para conseguir una distancia mínima superior en 3 dB. a la del sistema PSK-4 original. El modulador TCM elegido fue el de la figura 1 con codificador sistemático de cuatro estados usado en el presente trabajo.

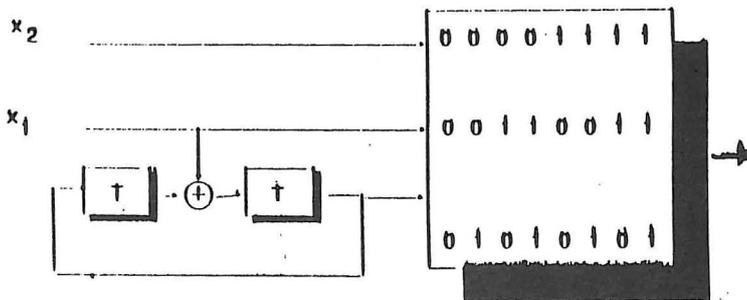


Figura 1. Codificador TCM-PSK-8 con codificador sistemático de cuatro estados usado en el presente trabajo.

Se omiten mas detalles sobre este punto por no ser de crucial interés al presentar este trabajo. El lector puede ampliar el diseño del codificador segun se indica en las referencias [1] y [2].

La señal del modulador se aplica a un canal discreto a la velocidad de símbolo con ruido aditivo gaussiano. A continuación se pasa a describir el decodificador para el caso ausencia de ISI para el modulador mencionado en este apartado.

2. DECODIFICACION

En ausencia de efectos de canal, la decodificación tiene lugar sobre el diagrama de estados y su evolución temporal, mas conocido por diagrama de trellis, de tal modo que la viabilidad de salto de un estado a otro despues de la recepción de un símbolo viene determinada por la verosimilitud de que esta se produzca. Dicha verosimilitud viene establecida por la probabilidad de alcanzar el nuevo estado $x(k+1)$ asumiendo que los estados previos eran $x(k), x(k-1), \dots$. La probabilidad condicional, en el caso de ausencia de interferencia intersimbolos, depende tan solo del ultimo estado.

$$L(k+1) = \Pr(x(k+1)/x(k), x(k-1), \dots) = (\text{no ISI}) = \Pr(x(k+1)/x(k)) \quad (1)$$

Además, si, tal y como se indica en el diseño del modulador TCM, todas las transiciones son equiprobables, llamando $t(k)$ al término de actualización de la verosimilitud, la anterior relación puede escribirse como se muestra en (2).

$$L(k+1) = L(k) + t(k) \quad (2)$$

siendo

$$t(k) = \ln [\Pr(z(k)/r(k))] \quad (3)$$

Esta última probabilidad se refiere a la distribución de la señal recibida $z(k)$ cuando la señal que produce la transición $r(k)$ es $y(k)$. Esta distribución, al ser el ruido aditivo y gaussiano de potencia s^2 y media nula, toma la forma reflejada en (4).

$$t(k) = -\ln(s^2) - (z(k) - y(k))^2 / (2 s^2) \quad (4)$$

Nótese que en el caso de ruido estacionario, el primer término puede eliminarse de la verosimilitud al ser este constante. De esta manera toda la medida de verosimilitud se reduce a la distancia euclídea de la señal recibida y la señal estimada por correcta. Esta es la razón de exigir al codificador un parecido alto entre distancia de palabras código y distancia euclídea de la señalización correspondiente.

Un parámetro de interés en el procedimiento de decodificación es la longitud o memoria de esta. El número de ramas sobre las que se calcula la verosimilitud y cuantos saltos por símbolo recibido se consideran válidos afectan gravemente a la viabilidad del esquema resultante. Una manera de hacer viable el decodificador es limitar, en nuestro caso, a cuatro ramas por nodo en un salto y la memoria o retardo de decodificación. En la figura 2, puede verse la variación de la BER del sistema con respecto a la SNR recibida para distintos valores de retardo, expresado en número de símbolos para una decisión.

Este trabajo ha sido financiado por ESA bajo proyecto UPC-TC599 y bajo el proyecto PRONTIC n. 105.

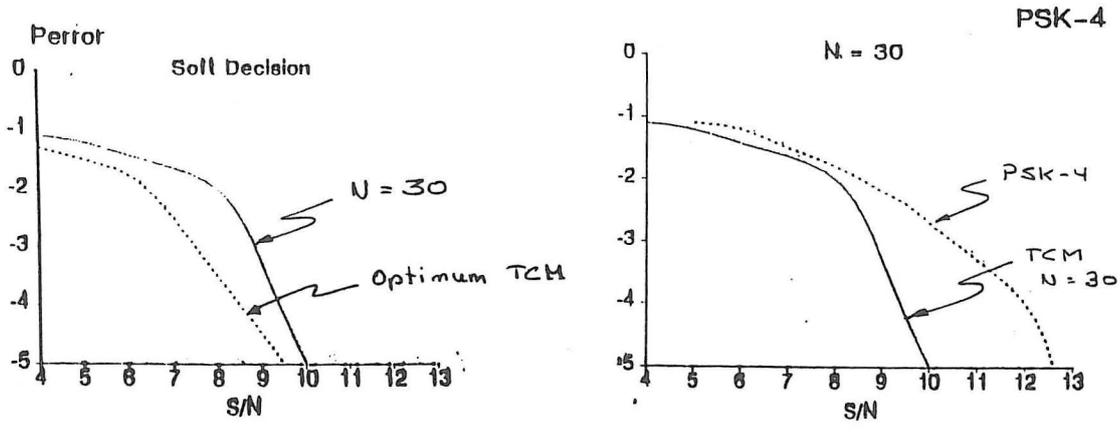


Figura 2 . Izquierda.- TCM óptimo y retardo N=30. Derecha .- Comparacion de PSK-4 original y TCM con N=30.

De estos gráficos, siempre en el caso de soft decision puede verse que existe no mas de 1 dB de pérdida, con respecto al caso óptimo, para una longitud de 30 símbolos. Si se usara "hard decision", experiencias similares revelan una pérdida adicional de 1.5 dB respecto a una longitud de decodificación muy alta. En cualquier caso, las mismas experiencias revelan que el sistema de N=30 presenta para la misma eficiencia espectral que el PSK-4 original una mejora de 2.5 dB para la misma SNR.

En los siguientes apartados, se revisará el esquema anterior para el caso de existencia de ISI, mostrando las deficiencias del sistema clásico de ecualizador en cascada con el decodificador; y, como estas dificultades son superadas con la ayuda de asignación de verosimilitud asistida por modelo digital de canal adaptativo.

3. ECUALIZACION Y DECODIFICACION ASISTIDA

Normalmente el problema de presencia de ISI en el canal de transmisión se aborda vía el uso de un ecualizador. Básicamente el sistema trata de invertir la respuesta del canal, siempre y cuando el nivel de ruido no sea elevado. También, normalmente el ecualizador es un sistema ARMA , principalmente cuando multipath especular es el principal inconveniente. Tan solo en el caso de ruido, multipath difuso e interferencias de banda estrecha un ecualizador de solo ceros puede dar resultados adecuados. Un sistema de ceros y polos basado en "hard decision" puede verse en la figura 3.

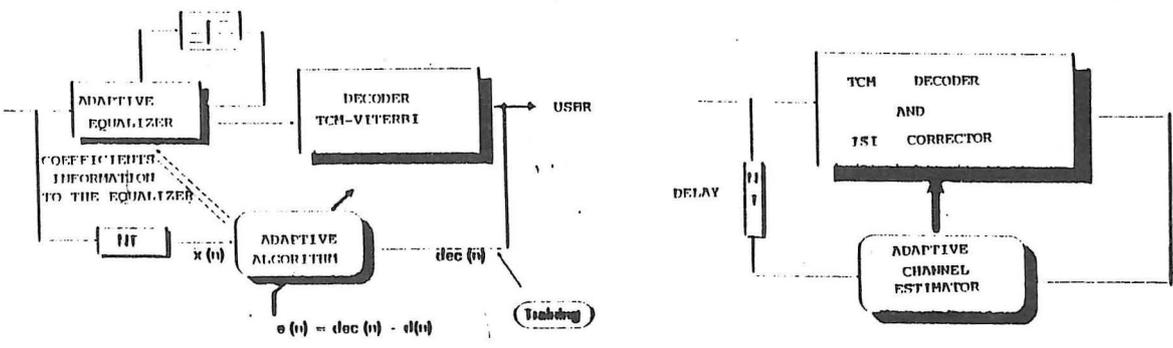


Figura 3. Izquierda.- Ecualizador-decodificador. Derecha.- Decodificador asistido por identificación de canal.

Nótese que este esquema ya usa de las decisiones del decodificador para realizar la actualización de los coeficientes del ecualizador, aunque su salida a nivel de sistema use una versión hard de sus salidas previas.

Las críticas a realizar al esquema de ecualizador más decodificador se reducen básicamente a que el ecualizador no "colabora" con el decodificador sino que le entrega de manera irreversible las muestras ecualizadas. Ello, sin ningún índice de cuán válidas son estas ni cuán viable es la verosimilitud que, a los saltos candidatos, el decodificador asignará.

Aun olvidando esta crítica fundamental del esquema mencionado, puede decirse que no garantiza estabilidad y, solo en términos asintóticos, algoritmos como *sharf*, que controlan con los coeficientes estimados la actualización de los coeficientes en el bloque inferior, permiten dar una relativa viabilidad al esquema presentado. Además, en casos de fading profundo, se ha de incrementar la complejidad del algoritmo, ya que, bajo estas condiciones o próximo a ellas, se producen inversiones de fase en el canal provocando que este no sea de fase mínima. Además de la necesidad de congelar coeficientes en entornos adaptativos para evitar identificación de canal de fase no mínima, el esquema en discusión presenta una degradación brusca al no existir un camino directo entre la muestra recibida y la entrada al decodificador.

El esquema propuesto, que puede verse a la derecha en la figura 3, no presenta tales desventajas. Presenta un camino directo de muestra recibida a decodificador y por ende una degradación suave, no requiere invertir el canal por lo que trabaja igual sobre canales de fase no mínima; y colabora con el decodificador al asignar verosimilitudes de acuerdo al estado estimado del canal. Todo ello provoca, al margen de una calidad muy superior, el que el uso de algoritmos de gradiente instantáneo o CMA sean adecuados, en lugar de los tediosos RLS o ELS que se requieren en el anterior esquema para una calidad global inferior.

Los detalles de diseño, modificación del decodificador pueden verse en las referencias [2] y [6].

Una breve descripción de la forma de trabajo del sistema clásico versus el de decisión asistida puede verse en la figura 4.

Para resumir la calidad obtenida, en la figura 5 puede verse, para un canal de solo cerros (multipath especular), la BER versus la relación señal a ruido para diversos esquemas y algoritmos de actualización.

4. CONCLUSIONES

Se propone un esquema de decodificación asistida que garantiza una degradación suave con ganancias de hasta 2 dB para la transmisión de TCM sobre canales de elevada interferencia intersímbolo. La estabilidad estadística, convergencia y complejidad son mejores que en el esquema clásico. El sistema en cuestión pone en evidencia, de nuevo, la validez de métodos de los sistemas de ecualización sobre los de interferencia controlada con modelo de canal.

5. REFERENCIAS

- [1] G. Ungerboeck. "Trellis code modulation with redundant signal sets". IEEE Com. Magazine, vol. 25, feb 1987 y referencias incluidas.
- [2] J. Ventura. "Sistema de demodulación TCM asistida por procesado digital de señal". Proyecto fin de estudios. ETSIT. Departamento TSC, Nov 1988.
- [3] Proakis. "Digital Communications", Mc Graw Hill, 1983
- [4] L. Larimore, "Sharf: An algorithm for adapting IIR digital filters". IEEE, ASSP vol 28, pp 428-440, Aug 1980.
- [5] C. Cowan and P. Grant, "Adaptive filters", Prentice Hall, 1985.
- [6] 3rd. ESA progress report. Capítulo 4, ETSIT, Departamento TSC, Julio 1989.

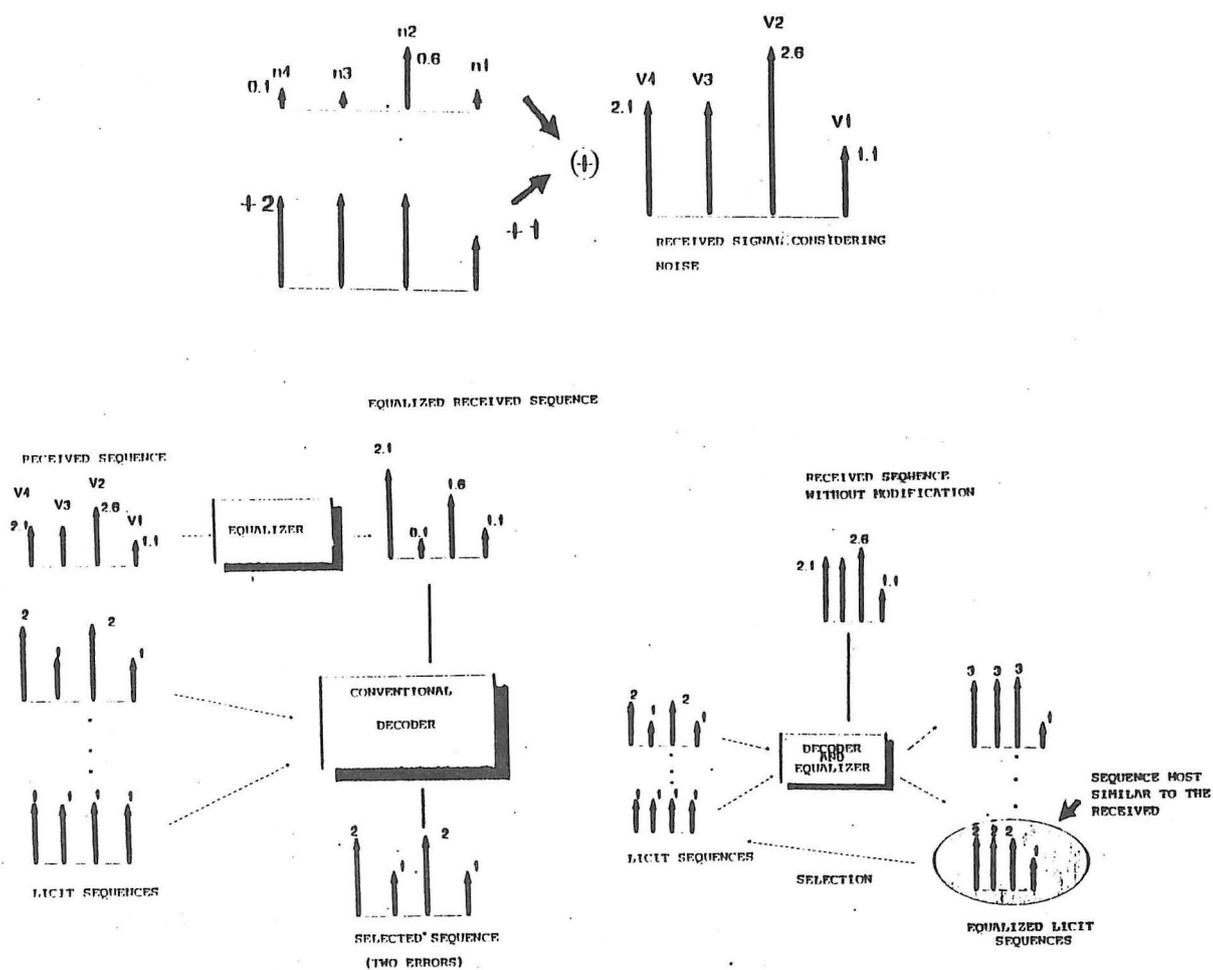


Figura 4. Arriba.- Señal mas ruido. Abajo a la derecha.- esquema convencional. Abajo a la izquierda.- Sistema de decision asistida.

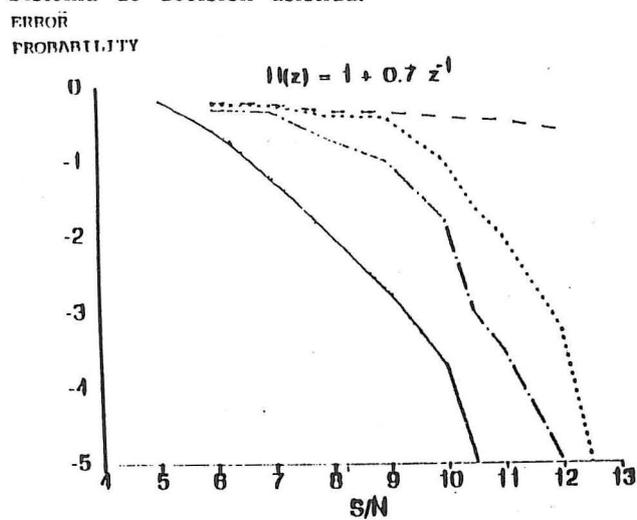


Figura 5. BER para esquema ---- sin ecualizador,.....ecualizador (Sharf), -.-.- ecualizador (LMS), _____ estructura propuesta (LMS)