

DESARROLLO DE SISTEMAS DE RECUPERACION DE SINCRONISMOS PARA UN MODEM FH TCM 8-DPSK BASADO EN EL TMS320C30

S. ARMENGOL y J.J. OLMOS

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

ABSTRACT - In this paper we develop the synchronisation subsystems (carrier frequency, symbol timing and unique word) for a Frequency Hopping-Trellis Coded 8-DPSK scheme for narrow band indoor mobile communications. The system implementation is based on a TMS320C30 Digital Signal Processor. An all-digital symbol timing recovery system, which does not require any oscillator, has been used. Due to the use of a differential scheme, only carrier frequency needs to be tracked. This is achieved by means of an all-digital decision-directed Automatic Frequency Control. A unique word is transmitted at the beginning of every time-slot to ensure that the receiver knows the right instant where data information comes.

I. INTRODUCCION

La calidad de un sistema de comunicaciones móviles viene seriamente afectada por el efecto de la propagación multicamino. Este fenómeno produce interferencias destructivas a determinadas frecuencias que pueden dar lugar a desvanecimientos muy profundos de la señal. Debido a las continuamente cambiantes características del entorno, el canal móvil es un canal variante con el tiempo. Las comunicaciones móviles en el interior de edificios, "indoor", se caracterizan porque los retardos entre los diferentes caminos de propagación de la señal difieren, a lo sumo, en algunas décimas de μseg . Esto hace que la banda de coherencia del canal sea, como mínimo, de algunos MHz. Si la banda ocupada por la señal transmitida es inferior a la banda de coherencia del canal, los desvanecimientos debidos a la propagación multicamino aparecen como no-selectivos. Aún así el receptor se vé sometido a fuertes desvanecimientos que degradan la relación señal/ruido. La duración media de estos desvanecimientos depende del tiempo de coherencia del canal "indoor", que, debido a que los movimientos en este entorno son mucho mas lentos que en el entorno exterior, es del orden de cientos de mseg. La estadística de estos desvanecimientos es, en general, de Rice (si hay un camino directo de propagación), o de Rayleigh en el peor de los casos.

Para protegerse frente a los desvanecimientos Rayleigh, puede recurrirse al uso de amplios márgenes de fading, diversidad, codificación, modulaciones robustas o una combinación de estas técnicas. En los sistemas de comunicaciones móviles "indoor" celulares, la solución de sobredimensionar la potencia transmitida no es válida, ya que el sistema está limitado por interferencias. En presencia de desvanecimientos Rayleigh, las técnicas TCM (*Trellis Coded Modulation*) permiten conseguir una apreciable ganancia de codificación sin aumentar la banda ocupada por la señal. Para que esto sea posible, el TCM debe usarse conjuntamente con una técnica de entrelazado, que permita romper la memoria del canal, a efectos de que el receptor no sufra ráfagas de errores que la codificación no puede corregir, [1]. En este artículo presentamos el diseño de los sistemas de recuperación de sincronismos (frecuencia de la portadora, sincronismo de reloj y palabra única) en un modem FH TCM 8-DPSK. La implementación es totalmente digital y está basada en el DSP TMS320C30.

II. DESCRIPCION DEL SISTEMA

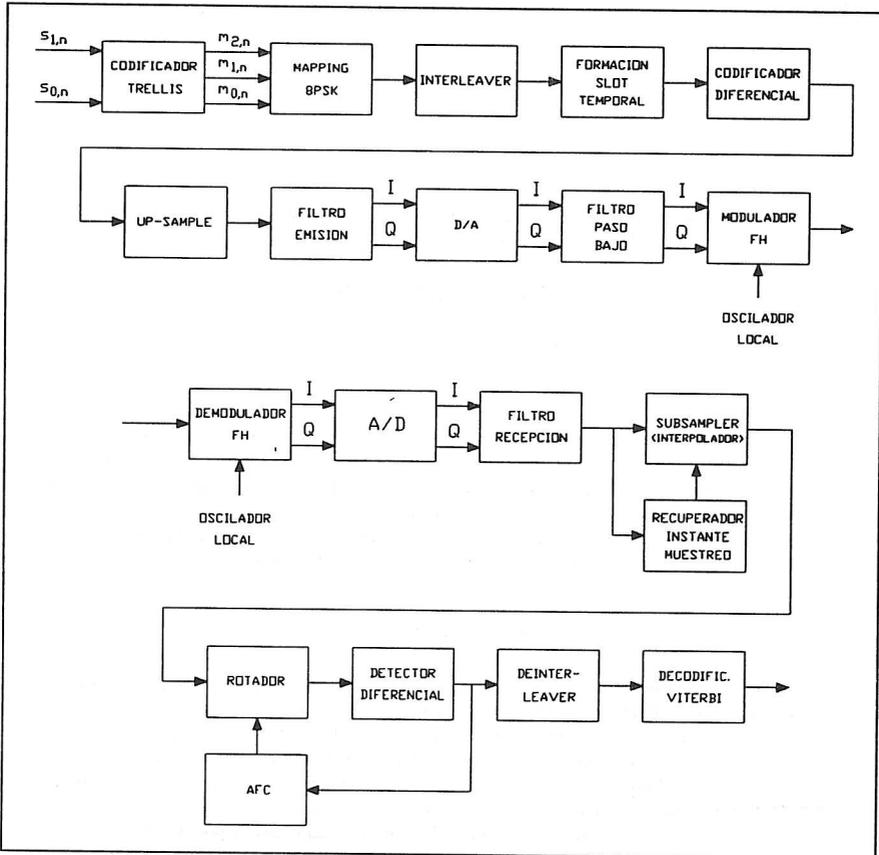


Figura 1: Diagrama de bloques del sistema

El diagrama de bloques del sistema completo es el mostrado en la figura 1. Para lograr el acceso múltiple de los usuarios se propone una técnica mixta FDMA-TDMA. Los usuarios de una célula se dividen en tantos grupos como radiocanales hay disponibles en la célula. A cada grupo de usuarios se le asigna un radiocanal diferente. El acceso múltiple de los usuarios, dentro de un radiocanal, se realiza mediante una técnica TDMA. El uso de TDMA permite simplificar los equipos de RF sin afectar a la eficiencia del sistema, mientras que el FDMA mantiene la banda ocupada por cada radiocanal dentro de los límites de lo que se puede considerar transmisión en banda estrecha.

Para transmisión vocal, el excesivo retardo producido por las matrices de entrelazado puede ser un problema. Para evitar esto, la asignación de frecuencias a los diferentes grupos de usuarios no es estática, sino que va cambiando de forma coordinada (*Slow Frequency Hopping*) a cada trama que se transmite. De esta forma cada usuario transmite sus "slots" consecutivos a frecuencias diferentes. Con esto se consigue que, entre un "slot" y el siguiente, las características del canal sean estadísticamente incorreladas. Así, el tamaño de la matriz de entrelazado ya no vendrá fijado por el tiempo de coherencia del canal, sino por la duración de un "slot" temporal.

El uso de "frequency hopping" hace que el retardo de grupo del canal cambie a cada "slot"

transmitido, por lo que se hace necesaria una recuperación del sincronismo de reloj al principio de cada "slot". Para facilitar esta tarea, se transmite un preámbulo de sincronismo con máxima energía a la frecuencia de reloj (BPSK). Debido a la incertidumbre sobre el instante exacto en que se recibe el "slot", se hace necesario transmitir, tras la secuencia de sincronismo de reloj, una palabra única cuya recepción indica que los bits que vienen a continuación ya son información útil. Dado que el control automático de frecuencia está basado en la detección de los datos (*Decision Directed AFC*), es importante que la recuperación del sincronismo de reloj sea independiente de la frecuencia de la portadora.

A fin de no tener que recuperar la fase instantánea de la señal, lo cual, debido a la modulación parásita de frecuencia que introduce el canal móvil, resulta dificultoso, se ha optado por una detección diferencial de los datos. La modulación utilizada es 8-DPSK. Como en todo sistema diferencial, debe garantizarse que la frecuencia portadora permanezca estable. Para ello se recurre a un control automático de frecuencia, que actúa como un FLL (*Frequency Locked Loop*), y a un rotador. A pesar de usar "frequency hopping", como todas las frecuencias pueden obtenerse a partir de un mismo oscilador patrón, no habrá ningún cambio en la frecuencia intermedia de un "slot" al siguiente. La adquisición de la frecuencia de la portadora puede realizarse una sola vez al principio de la transmisión.

Se han supuesto 8 "slots" por trama. Cada usuario transmite a 16.25 Kbit/seg, por tanto la velocidad de transmisión global es de 130 Kbit/seg, lo que equivale a 65 Kbaud. La banda ocupada por un radiocanal es de 95.55 KHz, ya que el sistema posee un filtrado global en coseno realizado con parámetro de "roll-off" igual a 0.47.

III. RECUPERACION DEL SINCRONISMO DE RELOJ

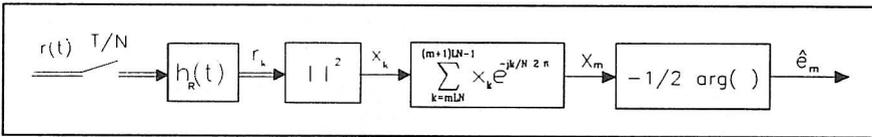


Figura 2: Estimador del error de muestreo

La recuperación del sincronismo de reloj se realiza en base a las muestras complejas de la señal tras el filtro de recepción. A efectos de diseño óptimo del filtro digital de recepción, estas muestras han sido tomadas a un ritmo de 8 por período de señalización. La fase concreta, dentro del período de señalización, con que se toman estas muestras es irrelevante, ya que la recuperación del sincronismo de reloj está basada en un algoritmo que proporciona el error de muestreo en términos absolutos, y no, como es habitual, una señal proporcional al error existente. Así, una vez conocido el error de muestreo, las muestras disponibles se interpolan, mediante filtrado, y se obtiene una única muestra por período de señalización. Con este método, no es necesario el uso de oscilador alguno, [2]. Como el algoritmo utiliza tan sólo el módulo de las muestras complejas de la señal recibida, la recuperación del sincronismo de reloj es independiente de la frecuencia de la portadora. El error de muestreo debe calcularse para cada "slot", ya que, al usar "frequency-hopping", el retardo de grupo del canal es diferente para cada frecuencia. El cálculo se realiza, al principio del "slot", con la ayuda de una secuencia BPSK de símbolos +1 y -1 que se van alternando. De este modo la energía a la frecuencia de reloj es máxima. Una vez calculado el error de muestreo, y dado el lento ritmo de cambio del canal comparado con la duración de un "slot", su valor se utiliza para interpolar las muestras durante toda la duración del "slot".

La figura 2 muestra el diagrama de bloques del recuperador de reloj. En la figura 2, $r(t)$ es la envolvente compleja de la señal recibida, $h_r(t)$ es la respuesta al impulso del filtro de recepción, N es el número de muestras utilizadas por período de señalización y \hat{e}_m es el error de muestreo estimado. El módulo al cuadrado de la señal BPSK recibida contiene una raya espectral a la frecuencia de reloj. El instante correcto de muestreo viene dado por la fase de esta raya espectral. Para obtener la fase de la raya espectral se calcula la transformada de Fourier discreta (DFT) del módulo al cuadrado de las muestras recibidas. Al menos $N=4$ muestras por período son necesarias para representar fielmente el módulo al cuadrado de la señal recibida. El cálculo de la DFT se realiza por secciones de L símbolos ($4 \cdot L$ muestras). Para determinar

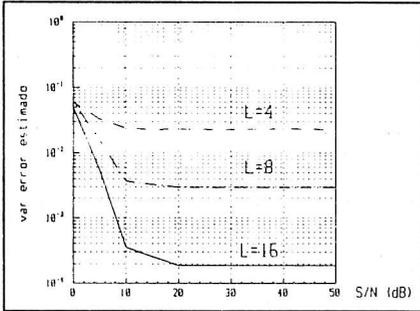


Figura 3: Varianza del error de muestreo para diferentes valores de L

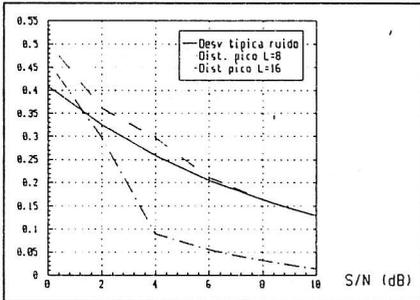


Figura 4: Comparación de la desviación típica del ruido con la distorsión de pico producida por el error de timing para L=8 y L=16.

el valor de L se ha simulado el comportamiento del dispositivo, en presencia de ruido, mediante un lenguaje de alto nivel. La figura 3 muestra la varianza de $\hat{\epsilon}_m$, σ_{ϵ}^2 , en función de la relación señal/ruido, para diferentes valores de L. En base a estas curvas, se ha calculado la distorsión de pico de la señal en el supuesto de que el muestreo se realice en un instante separado $\sigma_{\epsilon}T$ segundos del instante óptimo (T =período de señalización). La figura 4 muestra la distorsión de pico resultante, para $L=8$ y $L=16$, comparada con la desviación típica del ruido. Con $L=16$ el efecto del ruido domina sobre el de la interferencia intersimbólica para relaciones señal/ruido superiores a 1 dB, de manera que finalmente se ha tomado $L=16$. El hecho de que la exponencial $e^{j2\pi k/N}$, para $N=4$, solo tome valores del conjunto $\{\pm 1, \pm j\}$ facilita mucho el cálculo de la DFT. El argumento de la raya espectral de interés es el arcotangente de la parte imaginaria de x_m partido por su parte real. Se utiliza una subrutina para calcular el inverso de un número en coma flotante basada en la iteración de Newton-Raphson y una aproximación de la función arcotangente mediante polinomios de Chebyshev. El filtro interpolador es un filtro FIR de 64 coeficientes con función de transferencia en coseno realzado y parámetro de "roll-off" igual a 0.6.

IV. CONTROL AUTOMÁTICO DE FRECUENCIA

El control automático de frecuencia es necesario para corregir "offsets" iniciales de frecuencia de portadora y para seguir las variaciones de frecuencia debidas al efecto del canal. El diagrama de bloques se muestra en la figura 5. El dispositivo está basado en los datos 8-PSK presentes tras el detector diferencial. Estos datos, que ya no contienen información sobre la fase introducida por el canal, son introducidos en un detector por distancia mínima. La pulsación instantánea estimada se actualiza cada T seg. de acuerdo a la ecuación recursiva de un lazo de primer orden, [3]:

$$\Delta\hat{\omega}_n = \Delta\hat{\omega}_{n-1} + \mu e_{afc,n} \quad (1)$$

$$e_{afc,n} = \text{Imag} \{ z_n \hat{a}_n^* \}$$

donde z_n es la muestra a la entrada del detector, \hat{a}_n es la muestra detectada y μ es una constante adecuada. La pulsación estimada se envía al rotador, que simplemente multiplica las muestras recibidas por $e^{j\hat{\phi}}$, y que actualiza su fase cada período de señalización de acuerdo a la ecuación:

$$\hat{\phi}_n = \hat{\phi}_{n-1} + \Delta\hat{\omega}_n \cdot T \quad (2)$$

La compensación del "offset" inicial de frecuencias se realiza una sola vez, al comenzar la transmisión, ya que todas las frecuencias necesarias para el "frequency-hopping" se obtienen a partir de un único oscilador patrón.

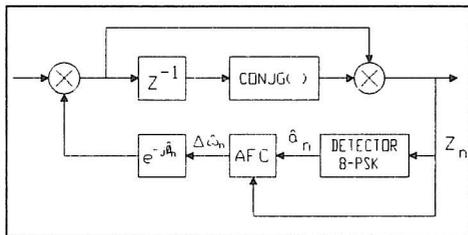


Figura 5: Diagrama de bloques del CAF

mostrado en la figura 6. La autocorrelación de la secuencia vale 15 si la alineación es perfecta y -1 en caso contrario. El registro inferior, en la figura 6, contiene la combinación de símbolos de la palabra única, mientras que por el registro superior se van desplazando los símbolos recibidos. Se decide que se ha detectado la palabra única cuando $N-V$ símbolos recibidos coinciden con los de la palabra única. Por tanto, V es el número de símbolos erróneos permitidos. La elección de la longitud de la secuencia se ha hecho en base al estudio de las probabilidades de pérdida y de falsa alarma, en función de la relación señal/ruido, para diferentes longitudes de la palabra. Dado que la probabilidad de pérdida es dependiente de la relación señal/ruido, se utiliza el circuito de CAG para detectar la presencia de un desvanecimiento de la señal y modificar el valor de V .

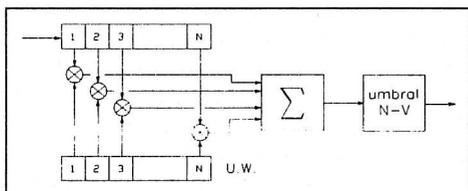


Figura 6: Estructura del correlador que realiza la detección de la palabra única.

DSP que corre sobre PC's. Realizadas todas las subrutinas que componen el receptor, se obtiene un tiempo total de proceso para cada símbolo de señal de $130.68 \mu\text{seg}$, de los cuales la recuperación de sincronismos consume alrededor de $36 \mu\text{seg}$. El proceso más limitativo, en cuanto a su ejecución en tiempo real, es la decodificación mediante algoritmo de Viterbi, que consume aproximadamente las dos terceras partes del tiempo total. Para conseguir la velocidad de transmisión prefijada se estima que son necesarios dos DSP's para implementar el receptor, y uno para el transmisor.

REFERENCIAS

- [1] R. AGUSTÍ, G. FEMENIAS, "Frequency Hopping Trellis-Coded 8-DPSK for Indoor Communications", VTSC'91, Saint Louis (Missouri, USA)
- [2] M. OERDER, H. MEYR, "Digital Filter and Square Timing Recovery", IEEE Trans. on Comm., Vol.36, N°5, Mayo 1988
- [3] F.EDBAUER, "Performance of Interleaved Trellis-Coded Differential 8-PSK Modulation over Fading Channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.7, N°8, Diciembre 1989

V. PALABRA UNICA

La misión de la palabra única es resolver la ambigüedad existente acerca del comienzo de la información útil. Se trata de una secuencia BPSK, de $N=15$ símbolos de duración y con buenas propiedades de autocorrelación, que se transmite al comienzo de cada "slot" después de la secuencia de sincronismo de reloj.

El detector de la palabra única es el correlador

VI. PROGRAMACION DEL TMS320C30

A fin de conseguir la máxima eficiencia del código, los algoritmos descritos han sido programados directamente en lenguaje ensamblador del DSP TMS320C30 de Texas Instruments. Este DSP incorpora aritmética de coma flotante y es capaz de realizar 33.3 MFLOPS. El desarrollo del "software" se ha llevado a cabo sobre un programa simulador del