

RECOMENDACIÓN UIT-R F.1101*

**Características de los sistemas inalámbricos fijos digitales
por debajo de 17 GHz aproximadamente**

(Cuestión UIT-R 135/9)

(1994)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que es preferible definir ciertos aspectos de las características de los sistemas inalámbricos fijos digitales que funcionan por debajo de unos 17 GHz para facilitar el diseño del sistema;
- b) que las características de los sistemas inalámbricos fijos digitales están determinadas por la velocidad binaria bruta, el método de modulación, la conformación del espectro, la sensibilidad a la interferencia y otros factores pertinentes;
- c) que las técnicas adaptativas ofrecen medidas eficaces para evitar las condiciones de propagación adversas y un medio para reducir la interferencia en ciertas circunstancias. Estas técnicas resultan particularmente adecuadas para los sistemas de gran anchura de banda y para los que utilizan métodos de modulación complejos;
- d) que la modulación multiestado es un método efectivo para aumentar la utilización eficaz del espectro;
- e) que, cuando la utilización eficaz del espectro no reviste demasiada importancia, otros métodos de modulación más sencillos (de hasta cuatro estados) también resultan adecuados para sistemas de capacidad media y baja,

recomienda

- 1** que los factores que aparecen en el Anexo 1 se tengan en cuenta al diseñar sistemas inalámbricos fijos digitales que funcionan por debajo de unos 17 GHz.

NOTA 1 – El material que contiene esta Recomendación se incluye para orientación únicamente. No es necesario que los sistemas inalámbricos fijos digitales tengan todas las características enumeradas en este Anexo, pero pueden utilizar una o varias, según la aplicación para la que hayan sido diseñados.

* La Comisión de Estudio 9 de Radiocomunicaciones efectuó modificaciones de redacción en esta Recomendación en 2002 de conformidad con la Resolución UIT-R 44.

ANEXO 1

Factores que deben considerarse en el diseño de los sistemas inalámbricos fijos digitales que funcionan por debajo de 17 GHz**1 Clasificación de los sistemas inalámbricos fijos digitales**

Parece conveniente subdividir los sistemas inalámbricos fijos digitales en las siguientes categorías:

- sistemas de baja capacidad para la transmisión de señales digitales a velocidades binarias brutas de hasta 10 Mbit/s inclusive;
- sistemas de media capacidad para la transmisión de señales digitales a velocidades binarias brutas de 10 Mbit/s hasta unos 100 Mbit/s;
- sistemas de alta capacidad para la transmisión de señales digitales a velocidades binarias brutas superiores a 100 Mbit/s.

2 Factores de propagación predominantes

La característica de error y la disponibilidad son parámetros representativos que caracterizan a los sistemas inalámbricos fijos digitales. En lo que concierne a las características de propagación del trayecto, la atenuación debida a la lluvia predomina en las frecuencias superiores a unos 17 GHz, mientras que en las frecuencias inferiores a unos 10 GHz predomina la distorsión causada por la propagación por trayectos múltiples.

Por ello, los sistemas inalámbricos fijos se diseñan principalmente en función de la indisponibilidad en las frecuencias superiores a 17 GHz, y en función de la característica de error por debajo de 10 GHz, mientras que en la gama 10 a 17 GHz hay que considerar ambos objetivos.

3 Técnicas de codificación y de modulación

Las técnicas de codificación y de modulación utilizadas son de especial importancia en los sistemas inalámbricos fijos. La codificación consiste en transformar el formato de las señales del alfabeto para tener en cuenta los métodos de sincronización, introducir una redundancia según el sistema de control o de corrección de errores (corrección de errores en recepción), conformar el espectro y cumplir los requisitos de interfaz con el medio o canal de transmisión. La modulación consiste en transferir información de la señal de banda de base a una portadora RF. En general, esto se consigue mediante un solo cambio o cambios combinados de la fase, la frecuencia o la amplitud de la portadora RF para la transmisión en radiofrecuencias.

3.1 Comparación de algunos métodos de modulación

Pueden compararse teóricamente diferentes técnicas de modulación sobre la base de su anchura de banda de Nyquist y la relación portadora/ruido normalizada. Para definir sistemas reales, debe considerarse el valor real de la relación portadora/ruido (con un margen para todas las imperfecciones).

En el Apéndice 1 figura información detallada sobre este tema.

3.2 Métodos de modulación

El método de modulación adecuado se selecciona teniendo en cuenta los requisitos del sistema. Por ejemplo, cuando la utilización eficaz del espectro no es especialmente importante, pero sí lo es una tolerancia alta a la interferencia, se utilizará un método de modulación sencillo. Las características de los métodos de modulación sencillos son:

- fácil aplicación en todas las bandas de frecuencia,
- solidez contra los efectos de la propagación,
- tolerancia alta contra todas las clases de interferencias,
- características de alta ganancia del sistema.

Por otra parte, los métodos de modulación multiestados mejoran la utilización eficaz del espectro en una ruta. Las aplicaciones típicas de estos métodos son las redes troncales de gran capacidad, de enlace y de acceso.

Un cuidadoso diseño de la constelación multiestado para la modulación de amplitud en cuadratura (MAQ) permitiría mejorar la resistencia del sistema a la distorsión no lineal, y sería también de aplicación bastante fácil.

Las consideraciones relativas al requisito portadora/ruido para la misma BER, cuando se cambia, por ejemplo, de una modulación de 16 estados a una de 512, muestran la necesidad de aumentos significativos de la potencia de cresta, de la potencia media y de la relación potencia de cresta/potencia media. Esto impone requisitos más estrictos al amplificador de alta potencia y, en muchos casos, requerirá la utilización de medidas de linealidad, tales como la predistorsión.

3.3 Codificación de datos y corrección de errores

Para mejorar la tolerancia del módem a las distintas fuentes de degradación de la relación C/N , pueden utilizarse técnicas de codificación de datos y corrección de errores para sistemas radioeléctricos que emplean métodos de modulación multiestado.

La introducción de un código de corrección de error en recepción también resulta útil para reducir los errores de bit residuales. En los métodos de modulación multiestado se emplean diversos tipos de códigos. Cabe señalar que las aplicaciones radioeléctricas digitales en banda limitada exigen códigos muy eficaces.

3.3.1 Corrección de errores en recepción

Hay varios tipos de técnicas de corrección de errores. Una de ellas implica el uso de códigos de corrección de errores, tales como los códigos de bloque y los códigos convolucionales, en los cuales los bits de paridad de redundancia se insertan en el dominio del tiempo.

En el método clásico de corrección de errores en recepción, los datos de entrada pasan a través de un codificador que añade los bits de paridad de redundancia. El conjunto de bits de paridad y de información son modulados y transmitidos. En la recepción, se someten los datos demodulados a una decisión firme, símbolo a símbolo, sobre cada símbolo demodulado. Luego, los símbolos demodulados son decodificados para extraer los bits de información con las correcciones pertinentes de acuerdo con los bits de paridad.

3.3.2 Modulación codificada

Este método es una técnica que combina la codificación y la modulación, que en el método clásico se hacen por separado. Los bits de redundancia se insertan en números multiestado de constelaciones de señales transmitidas (véase el Apéndice 1). Esto se conoce como modulación

codificada. Son ejemplos representativos de la modulación codificada la modulación codificada por bloques (BCM – block coded modulation), la modulación codificada por retículas (TCM – trellis coded modulation) y la modulación codificada multinivel (MLC o MLCM – multi-level coded modulation). En la BCM, los diversos niveles se codifican mediante códigos de bloque, mientras que en la TCM se utiliza únicamente códigos convolucionales. Por otra parte, en cada nivel codificado en la MLCM se puede utilizar códigos diferentes, por lo que la MLCM puede considerarse como un concepto general que incluye la BCM y, hasta cierto punto, la TCM. Estos tipos de modulación requieren una complejidad mayor del receptor, en la forma de un decodificador programado de máxima probabilidad. En los Cuadros 1a y 1b se indican los valores previstos de calidad de funcionamiento.

Otra técnica semejante a la TCM es la respuesta parcial, a veces llamada sistema de señalización correlativa o duobinaria. Se introduce en el canal una cantidad controlada de interferencia entre símbolos o de redundancia. Con ello se expande la constelación de señales sin aumentar la anchura de banda de los datos transmitidos. Existen varios métodos que utilizan esta redundancia para detectar y luego corregir los errores, y mejorar así la calidad. Este proceso se denomina «detección de zona de ambigüedad» (AZD – ambiguity zone detection).

En el Apéndice 2 se ofrece más información sobre los métodos BCM, TCM, MLCM y respuesta parcial con AZD.

4 Utilización eficaz del espectro radioeléctrico

La utilización eficaz del espectro radioeléctrico es un factor importante que habrá que tener en cuenta en el diseño de los sistemas inalámbricos fijos, y viene determinada por la «información transferida a distancia» en relación con la anchura de banda utilizada, el uso espacial geométrico (geográfico), y el tiempo denegado a otros usuarios potenciales. La medida de la utilización (U) viene dada por el producto:

$$U = B_{RF} \cdot S \cdot T$$

donde:

B_{RF} : anchura de banda de radiofrecuencia ocupada

S : espacio geométrico ocupado (generalmente la superficie para los sistemas inalámbricos fijos)

T : tiempo.

La utilización eficaz, E , para un sistema que funciona continuamente en el tiempo se expresa por:

$$E = \frac{2 \cdot N \cdot B}{B_{RF} \cdot S}$$

donde:

N : número total de canales de «ida» y de «retorno» en la banda radioeléctrica, B_{RF}

B : velocidad binaria bruta del canal.

En el caso de rutas largas, multicanales, de media o gran capacidad, cuyas emisiones no esenciales se controlan adecuadamente y en las que puede hacerse caso omiso a las dimensiones de espacio y de tiempo, la utilización eficaz del espectro de radiofrecuencias se reduce a la utilización eficaz de la anchura de banda E_B , expresada por:

$$E_B = \frac{2 \cdot N \cdot B}{B_{RF}}$$

donde N incluye ambas polarizaciones en la ruta.

Se puede observar que el uso de métodos de modulación multiestado mejora la utilización de la anchura de banda, en este caso debido al incremento de B .

En la Recomendación UIT-R SM.1046 figura información detallada sobre este tema.

5 Fundamentos técnicos de las disposiciones cocanal y alternada para los sistemas inalámbricos fijos digitales

5.1 Parámetros que influyen en las disposiciones cocanal y alternada de radiocanales

Este asunto se describe en el § 2 del *recomienda* de la Recomendación UIT-R F.746.

5.2 Requisitos de los filtros de conformación

En principio, el filtrado de conformación de los canales puede efectuarse en banda de base, en frecuencia intermedia o en radiofrecuencia. Debe diseñarse de manera que controle el solapamiento de los espectros adyacentes.

En general, los filtros del transmisor y del receptor utilizados para controlar la interferencia de canal adyacente y para reducir la anchura de banda de ruido del receptor, tienen una caída de tipo casi Nyquist de coseno elevado que, en teoría, no produce interferencia entre símbolos.

El factor de corte, α , del filtro de Nyquist se puede elegir teniendo en cuenta que, en el caso de una condición teórica sin interferencia, se aplica la relación siguiente:

$$\alpha \leq x - 1$$

donde x es la anchura del canal de radiofrecuencia normalizada con respecto a la frecuencia de símbolos.

Las realizaciones concretas se ajustarán al equilibrio conseguido entre el nivel de interferencia admisible del método de modulación elegido, el de la relación potencia de cresta/potencia media (como se indica en el Apéndice 1) y la reducción del margen de temporización para una condición sin interferencia entre símbolos.

6 Fundamentos técnicos de los objetivos de calidad de funcionamiento y de disponibilidad de los sistemas inalámbricos fijos digitales que utilizan modulación multiestado

Para utilizar eficazmente el espectro radioeléctrico, que es un recurso limitado, se pueden emplear métodos de modulación multiestado para los sistemas inalámbricos fijos digitales de gran capacidad. A medida que el número de estados de modulación aumenta, la calidad de funcionamiento del módem y del sistema radioeléctrico se degrada como consecuencia de diferentes factores. Estos son:

- la estabilidad de la portadora y de los circuitos de sincronización,
- la distorsión de amplitud debida al trayecto de transmisión,
- la distorsión provocada por la saturación del amplificador de alta potencia,
- la interferencia procedente de otros sistemas (canales adyacentes, satélites, rutas adyacentes, etc.),
- el desvanecimiento debido a la propagación por trayectos múltiples.

Resulta por tanto necesario considerar los mecanismos que provocan las degradaciones y aplicar las medidas preventivas adecuadas. Deben estudiarse los aspectos indicados a continuación. En la Recomendación UIT-R F.1093 figuran más detalles.

6.1 Factores que influyen en la característica de error

La distorsión de forma de onda y el ruido de interferencia durante el desvanecimiento por trayectos múltiples son los factores más importantes para determinar los segundos con muchos errores en los sistemas inalámbricos fijos digitales que funcionan por debajo de 10 GHz. Es preciso tener ambos factores en cuenta al diseñar los sistemas de relevadores radioeléctricos digitales.

A continuación se hace una breve presentación de muchos métodos utilizados para estimar los efectos de la propagación en el funcionamiento de los sistemas radioeléctricos digitales.

6.2 Sensibilidad al desvanecimiento debido a la propagación por trayectos múltiples

6.2.1 Signaturas de los sistemas

Los sistemas inalámbricos fijos digitales resultan especialmente afectados por la selectividad en frecuencia del desvanecimiento causado por la propagación por trayectos múltiples. Los efectos del desvanecimiento sobre un sistema radioeléctrico pueden caracterizarse mediante una «signatura del sistema». Los métodos numéricos con simulación por computador resultarían útiles para determinar la signatura. Una «signatura de sistema» es básicamente una medida estática de la sensibilidad de un equipo dado a un modelo de dos rayos para el canal con propagación por trayectos múltiples en condiciones de fase mínima y no mínima. Se está utilizando como base de comparación de equipos.

Un aspecto importante del desvanecimiento por trayectos múltiples es su naturaleza dinámica. Por lo tanto, deberían realizarse pruebas dinámicas para asegurar un comportamiento satisfactorio del equipo. El desvanecimiento por trayectos múltiples dinámico puede simularse en laboratorio mediante un simulador dinámico capaz de simular las secuencias de tiempo del desvanecimiento por trayectos múltiples. Estas pruebas permitirán optimizar los circuitos de sincronización y de adaptación de los coeficientes del igualador.

Se necesitan ulteriores estudios para definir las secuencias de prueba óptimas para las pruebas dinámicas.

6.2.2 Signaturas normalizadas

Otra forma de utilizar el factor de forma de onda es emplear una constante de signatura normalizada. Esta constante se puede derivar de signaturas teóricas y/o de mediciones y permite comparar métodos de modulación y medidas preventivas, tales como igualación y diversidad.

6.3 Medidas para contrarrestar el desvanecimiento por trayectos múltiples

En la Recomendación UIT-R F.752 se describen diversas medidas para reducir las degradaciones debidas a la propagación, como las técnicas de diversidad de espacio, de diversidad de frecuencia, de diversidad de ángulo y de igualación adaptativa en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

6.3.1 Igualadores

Los avances tecnológicos en las técnicas de igualación han resultado muy eficaces para reducir los efectos de la propagación anómala sobre la calidad de los sistemas radioeléctricos digitales. A medida que aumenta el número de estados de modulación, el sistema radioeléctrico se hace más vulnerable al desvanecimiento por trayectos múltiples. Para los sistemas inalámbricos fijos digitales

se utilizan actualmente varios tipos de igualadores adaptativos en FI y/o banda de base. Por ejemplo, se hace amplio uso de igualadores con retroalimentación de decisión y de igualadores transversales lineales. Una solución muy eficaz es la que ofrece el denominado igualador transversal lineal con separación fraccional (FSLTE – fractionally-spaced linear transversal equalizer), donde la señal se muestrea varias veces (al menos 2) en el mismo intervalo de símbolo. Esta solución muestra una mejor relación calidad/complejidad, junto con una menor sensibilidad a la fase de la temporización (cuando el elemento de derivación central no es fijo). Además, los FSLTE, con un régimen de muestreo de dos muestras/símbolo, se combinan de manera «natural» con el filtrado digital sobremuestreado de recepción (filtros de conformación) y con los algoritmos de mínimo error cuadrático medio (MMSE) para la recuperación de la temporización.

Para un funcionamiento óptimo, la convergencia dinámica de los FSLTE debe realizarse por medio de algoritmos «ciegos» (como en los LTE síncronos), combinados con la actualización recursiva de los coeficientes de los elementos en derivación, de la posición del elemento de derivación de referencia y de la fase de temporización para la convergencia inicial y el seguimiento del canal.

6.3.2 Transmisión con multiportadoras

El método de transmisión con multiportadoras, en el que la velocidad de símbolos se puede disminuir en proporción al número de portadoras del sistema de multiportadoras, es también una técnica efectiva para mitigar la distorsión de la forma de onda inducida por los trayectos múltiples. El factor de forma de onda puede utilizarse para evaluar la relación entre la velocidad de símbolos y el método de modulación para un porcentaje de interrupciones dado. Esta relación se muestra en forma gráfica en la Recomendación UIT-R F.1093 a partir de la cual se puede establecer la velocidad de símbolos máxima que puede transmitirse para un esquema de modulación dado, una vez que se ha especificado el porcentaje de interrupción.

Si la velocidad de datos bruta que ha de transmitirse rebasa el valor correspondiente calculado a partir de la velocidad de símbolos en el método anterior, entonces puede ser necesario utilizar las técnicas de multiportadoras. Asimismo, es posible determinar el número de portadoras necesarias en el caso de multiportadoras.

En general, el uso de un método de multiportadoras requiere el desarrollo de amplificadores de potencia de más alta linealidad y la optimización de la separación de la subportadora para evitar distorsiones de intermodulación e interferencia dentro del sistema producida por portadoras adyacentes del mismo sistema de multiportadoras.

6.4 Sensibilidad a la interferencia y al ruido

Es importante tener en cuenta los diversos tipos de interferencias que aparecen en los sistemas radioeléctricos a la hora de elegir el esquema de modulación y el soporte físico necesario asociado al mismo.

La interferencia del canal adyacente con polarización cruzada (ACI – adjacent cross-polarized channel interference) puede convertirse en uno de los principales factores en el diseño de sistemas radioeléctricos. El valor de la ACI depende del valor de la discriminación por polarización cruzada (XPD) de la antena. Debido a que la XPD se degrada durante los desvanecimientos, ACI puede ser un elemento muy importante en los cálculos de balance de ruido de los sistemas radioeléctricos. Para minimizar los efectos perjudiciales de la ACI en la modulación MAQ-64 y otros métodos de modulación multiestado, puede ser necesario emplear antenas con mayor XPD o filtros de conformación con un factor de corte menor.

El factor W también da una medida del nivel de potencia de portadora recibida necesaria para mantener un nivel determinado de degradación a partir de una interferencia fija de banda ancha, a medida que varía la velocidad de símbolos. No obstante, cuando la interferencia se produce entre un número de transmisiones similares, todas con velocidades de símbolos, anchuras de banda ocupadas y posiciones espectrales relativas reducidas en la misma proporción, los efectos de degradación sólo pueden mantenerse a nivel constante introduciendo algunos métodos compensatorios de reducción de la interferencia, como por ejemplo, una mejora en la discriminación de la antena (en los nodos de la red), una mejora en la XPD, o una mayor separación entre radiocanales (en una determinada ruta). Si se adopta esta última medida, la mejora en la eficacia de la utilización del espectro en la ruta ya no es inversamente proporcional a la velocidad de símbolos. La magnitud de la reducción de interferencia necesaria es proporcional al cambio en el valor de W y a la relación de la velocidad de símbolos.

Varios factores de interferencia, que introducen dispersión en el suelo adquieren mayor importancia en los sistemas de modulación multiestado (véase la Recomendación UIT-R P.530).

La probabilidad de interrupción debida al ruido térmico y a la interferencia viene dada por (véase la Recomendación UIT-R P.530):

$$\begin{aligned} P_n &= a_m \times 10^{-A/10} && \text{recepción por una sola antena} \\ &= (a_{SD} / (1 - \rho_s)) \times 10^{-A/5} && \text{recepción por diversidad en el espacio} \end{aligned}$$

donde:

- A : margen de desvanecimiento plano del sistema (dB)
- a_m, a_{SD} : constantes determinadas por la frecuencia, la longitud del trayecto y los parámetros del trayecto
- ρ_s : coeficiente espacial entre dos antenas.

Sean P_d y P_n las probabilidades de interrupción debidas a la distorsión de forma de onda y al ruido de interferencia, respectivamente. La probabilidad total de interrupciones (P_0) se puede evaluar a partir del concepto de margen de desvanecimiento compuesto, por ejemplo:

$$\begin{aligned} P_0 &= P_d + P_n && \text{recepción por una sola antena} \\ &= (\sqrt{P_d} + \sqrt{P_n})^2 && \text{recepción por diversidad en el espacio} \end{aligned}$$

Cuando los sistemas inalámbricos fijos digitales comparten la misma banda de frecuencias con sistemas MDF/MF en redes muy densas, la interferencia cocanal MF puede ser excesiva si no se utilizan canceladores de interferencia.

6.5 Medidas para contrarrestar la interferencia

6.5.1 Regulación automática de la potencia del transmisor

En los sistemas inalámbricos fijos digitales, se puede utilizar la regulación automática de la potencia transmitida (ATPC – automatic transmit power control) para reducir la interferencia entre radiocanales en la misma ruta y entre radiocanales que emanan del mismo nodo del sistema. Esta reducción de la interferencia es valiosa para lograr una utilización óptima de los sistemas inalámbricos fijos digitales en una red de telecomunicaciones, particularmente mediante:

- el aumento de la capacidad de un nodo del sistema; una reducción de la potencia de interferencia permite disminuir la separación angular entre rutas radiales adyacentes;

- la reducción de la interferencia causada por un radiocanal digital a un radiocanal analógico adyacente, aliviando de este modo los problemas de compatibilidad en las bandas compartidas;
- la reducción de la interferencia de un sistema digital a otro sistema digital reduciendo así la distancia entre tramos que reutilizan la misma frecuencia.

La ATPC es una técnica que permite variar automáticamente la potencia de salida de un transmisor de microondas según las condiciones del trayecto. En condiciones de trayecto normales, la ATPC mantiene la potencia de salida del transmisor en un nivel reducido. Los desvanecimientos son detectados por el receptor del extremo distante, y mediante bits suplementarios se ordena al transmisor en el origen que aumente la potencia.

Las ventajas de la ATPC sólo pueden aprovecharse si la señal de regulación de potencia está muy armonizada con la característica de error y se toman en consideración las características del desvanecimiento. Esto significa que debe prestarse atención a los posibles aumentos de los errores de bits cuando se incrementa la potencia, lo que provoca la degradación de la linealidad del transmisor y un aumento del desbordamiento sobre los canales adyacentes. Asimismo debe prestarse atención a la correlación parcial entre el nivel de la señal de control automático de ganancia, la distorsión de la señal digital y la distribución de densidad de la potencia de interferencia durante los eventos de desvanecimiento por trayectos múltiples.

6.5.2 Canceladores de interferencia debida a la polarización cruzada

La reutilización de frecuencias en el mismo canal puede verse gravemente afectada por la interferencia de polarización cruzada en la misma frecuencia debida a valores de XPD bajos, que pueden producirse en periodos de desvanecimientos por trayectos múltiples. El desarrollo de antenas con mejores características de XPD alrededor del eje de puntería puede permitir también, en algunas circunstancias, una reutilización satisfactoria de la frecuencia en el mismo canal. Cuando se requiere una reducción adicional de la interferencia debida a la polarización cruzada, se puede utilizar un cancelador adaptativo (XPIC – cross-polar interference canceller) para anular una señal interferente de polarización cruzada incorporada en una señal con polarización ortogonal.

El cancelador de interferencia toma muestras de las señales interferentes, que están disponibles en el canal con polarización cruzada y, a través de complejas redes de acoplamiento, las introduce en el canal deseado para anular la interferencia. El control de la señal añadida y la compensación de la interferencia se puede efectuar en los niveles de radiofrecuencia, frecuencia intermedia o banda de base. También se están utilizando estructuras de filtros transversales en los XPIC para compensar eficazmente una señal interferente de polarización cruzada.

Con una modulación multiestado como la MAQ-256, se precisa un cancelador de interferencia de mucha precisión para obtener una característica de igualación adecuada. Los experimentos de propagación han demostrado que los sistemas receptores equipados con XPIC tienen tiempos de interrupción considerablemente reducidos para una BER de 10^{-3} .

6.6 Separación entre repetidores

La atenuación debida a la lluvia restringe progresivamente la separación entre repetidores en sistemas inalámbricos fijos digitales que funcionan por encima de 10 GHz. El grado de restricción depende de la frecuencia y de la intensidad de la lluvia. En estas circunstancias, la probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento por trayectos múltiples es menos importante (véase la Recomendación UIT-R P.530).

APÉNDICE 1

AL ANEXO 1

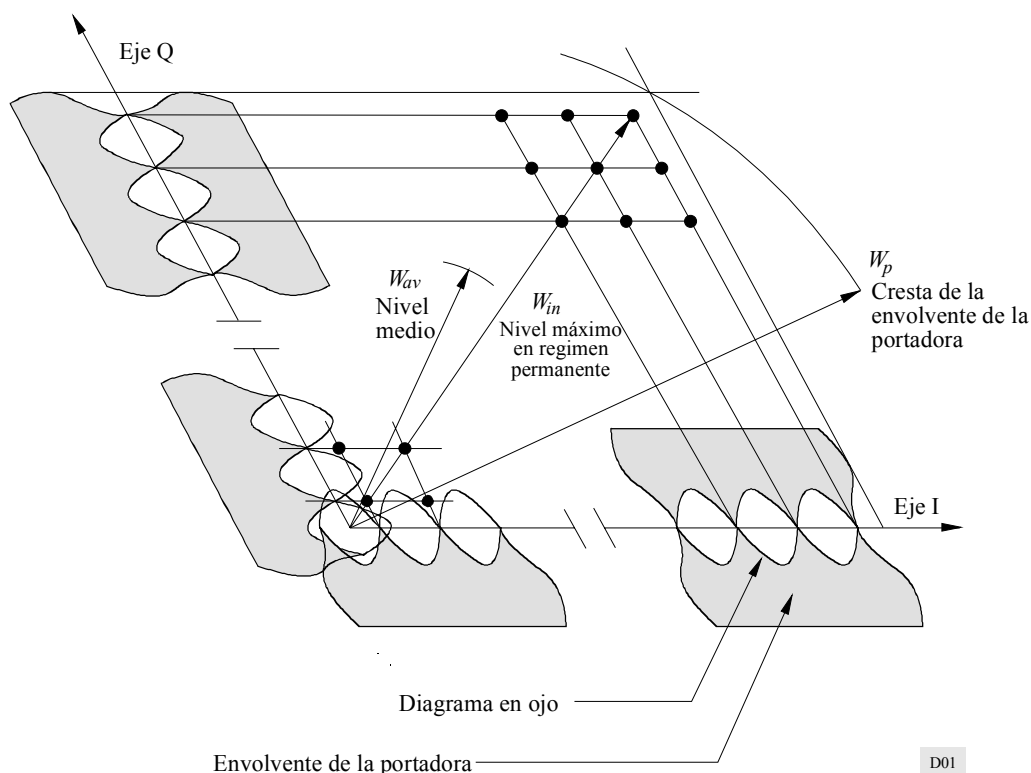
Comparación de algunos métodos de modulación

Las diferentes técnicas de modulación se pueden comparar sobre la base de su anchura de banda de Nyquist y su BER en función de los comportamientos de la relación portadora/ruido.

Puesto que la potencia del ruido está limitada por la anchura de banda real del canal utilizada, es conveniente definir una «anchura de banda de ruido normalizada» para comparar los diferentes tipos modulaciones y realizaciones de la misma modulación.

También el nivel de potencia de portadora puede tener definiciones diferentes, sobre todo para los métodos de modulación multiestado de múltiples niveles, debido a que la portadora alcanza niveles diferentes al efectuar la transición de fase/amplitud entre un estado y el siguiente, como se define en la Fig. 1.

FIGURA 1
Definición de los niveles de formatos de modulación



D01

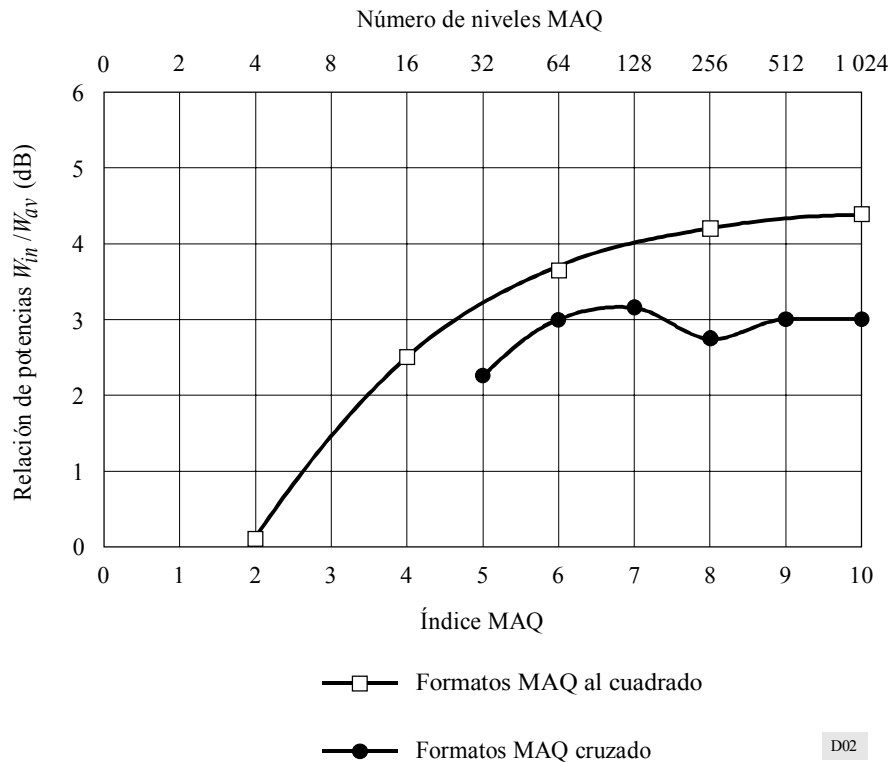
A partir de la Fig. 1 se pueden definir tres conceptos de nivel de portadora diferentes:

- W_{in} : potencia máxima de la señal recibida en régimen permanente (el valor del nivel medio de la portadora con respecto al estado más alto del formato de modulación)
- W_{av} : potencia media de la señal recibida
- W_p : valor máximo absoluto de la potencia media recibida (cresta de la envolvere de la señal).

La relación entre W_{in} y W_{av} para los formatos de modulación con múltiples niveles de tipo MAQ se indica en la Fig. 2.

FIGURA 2

Relación entre los valores W_{in} y W_{av} de la potencia de la señal para formatos de modulación de tipo MAQ



La relación entre los valores W_p y W_{av} de la portadora depende de la conformación de los impulsos y, en el caso de un formato de modulación ideal con conformación en coseno elevado dividida en partes iguales entre transmisión y recepción (50%), se puede representar en función del factor de corte, como se muestra en la Fig. 3. Es posible que, en la práctica, la realización de conformación arroje resultados concretos ligeramente diferentes de los indicados en esta Figura.

Se han presentado diversos conceptos de relación portadora/ruido normalizada, siendo los más comunes:

$$W_{\text{(dB)}} = 10 \log \left(\frac{W_{in}}{W_n \cdot f_n} \right) \quad (1)$$

$$S/N_{(\text{dB})} = 10 \log \left(\frac{W_{av}}{W_n \cdot b_n} \right) \quad (2)$$

donde:

W_{av}, W_{in} : como se define en la Fig. 1

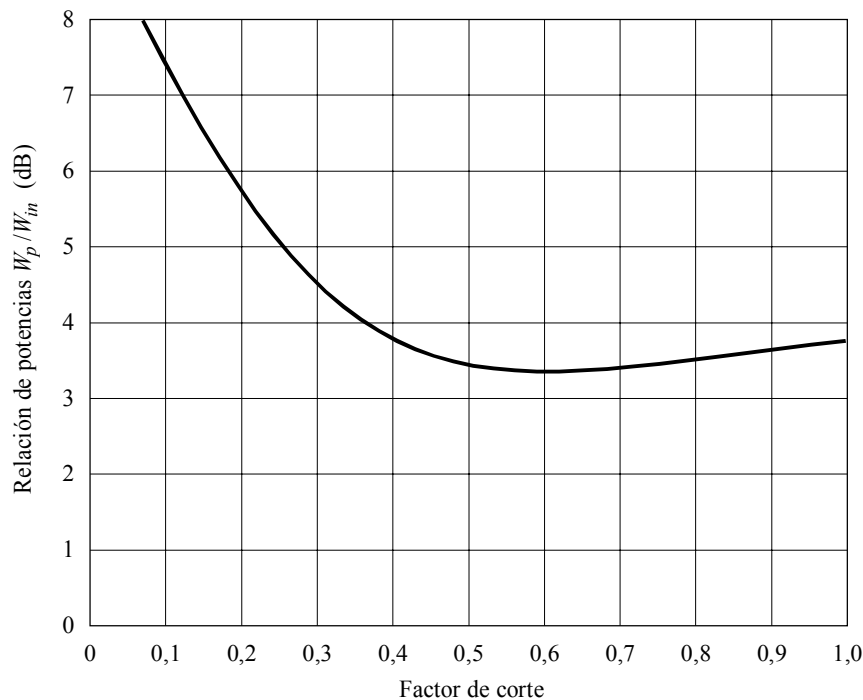
W_n : densidad de la potencia de ruido a la entrada del receptor

f_n : anchura de banda numéricamente igual a la velocidad binaria (B) de una señal binaria antes del proceso de modulación

$b_n = f_n/n$: anchura de banda numéricamente igual a la anchura de banda de la velocidad de símbolo de una señal binaria antes de un proceso de modulación de 2^n estados.

FIGURA 3

Relación entre los valores ideales de W_p y W_{in} de potencia de la señal para los formatos de modulación de tipo MAQ



Conformación de Nyquist dividida 50% TX/RX

D03

La velocidad binaria B es la velocidad binaria bruta del sistema radioeléctrico, que tiene en cuenta la redundancia eventualmente introducida para la transmisión de canales de servicio o de supervisión, detección de errores, etc.; pero no tiene en cuenta la redundancia introducida por las modulaciones codificadas (véase la Nota 1).

Las definiciones de la relación portadora/ruido ofrecidas más arriba se relacionan mediante simples factores de escala:

$$W = S/N - 10 \log n + 10 \log (W_{in} / W_{av}) \quad (3)$$

donde W_{in}/W_{av} puede derivarse de la Fig. 2 para los formatos de tipo MAQ.

El Cuadro 1 se ha elaborado para los formatos de modulación más corrientes a partir de valores de relación portadora/ruido correspondientes a una probabilidad de error de 10^{-6} .

En la práctica, los parámetros enumerados en el Cuadro 1 son ideales, puesto que la única fuente de errores considerada es el ruido térmico del receptor. Se reconoce que no se han tenido en cuenta algunos factores importantes, en particular:

- la distorsión no lineal de la señal introducida por características de transmisión no ideales;
- los efectos de la interferencia entre símbolos debidos a una conformación de impulsos imperfecta y a la interferencia de los canales I y Q ;

- imperfecciones del módem (por ejemplo, errores de temporización);
- generación de ruido de fase en las frecuencias FI y RF de la portadora.

CUADRO 1a

Comparación de diferentes esquemas de modulación

(Valores teóricos de W y S/N para una BER de 10^{-6} ; los valores calculados pueden diferir ligeramente debido a hipótesis diferentes)

Sistema	Variantes	W (dB)	S/R (dB)	Anchura de banda de Nyquist (b_n)
Esquemas de modulación básicos				
MDF	MDF-2 estados con detección por discriminación MDF-3 estados (duobinaria) MDF-4 estados	13,4 15,9 20,1	13,4 15,9 23,1	B B $B/2$
MDP	MDP-2 estados con detección coherente MDP-4 estados con detección coherente MDP-8 estados con detección coherente MDP-16 estados con detección coherente	10,5 10,5 14,0 18,4	10,5 13,5 18,8 24,4	B $B/2$ $B/3$ $B/4$
MAQ	MAQ-16 con detección coherente MAQ-32 con detección coherente MAQ-64 con detección coherente MAQ-128 con detección coherente MAQ-256 con detección coherente MAQ-512 con detección coherente	17,0 18,9 22,5 24,3 27,8 28,9	20,5 23,5 26,5 29,5 32,6 35,5	$B/4$ $B/5$ $B/6$ $B/7$ $B/8$ $B/9$
QPR	QPR-9 con detección coherente QPR-25 con detección coherente QPR-49 con detección coherente	13,5 16,0 17,5	16,5 20,8 23,5	$B/2$ $B/3$ $B/4$
Esquemas de modulación básicos con corrección de errores en recepción				
MAQ con códigos de bloque ⁽¹⁾	MAQ-16 con detección coherente MAQ-32 con detección coherente MAQ-64 con detección coherente MAQ-128 con detección coherente MAQ-256 con detección coherente MAQ-512 con detección coherente	13,9 15,6 19,4 21,1 24,7 25,8	17,6 20,6 23,8 26,7 29,8 32,4	$B/4*(1+r)$ $B/5*(1+r)$ $B/6*(1+r)$ $B/7*(1+r)$ $B/8*(1+r)$ $B/9*(1+r)$

QPR: Modulación en cuadratura con respuesta parcial

⁽¹⁾ A manera de ejemplo, para los cálculos de este Cuadro se ha utilizado la corrección de errores con código BCH con redundancia de 6,7% ($r = 6,7\%$).

CUADRO 1b

Sistema	Variantes	W (dB)	S/N (dB)	Anchura de banda de Nyquist (b_n) ⁽¹⁾
Esquemas de modulación codificada				
BCM ⁽²⁾	BCM 96-4D (MAQ con partición de un escalón)	24,4	29,0	$B/6$
	BCM 88-6D (MAQ con partición de un escalón)	23,8	28,8	$B/6$
	BCM 16-8D (MAQ con partición de un escalón)	15,3	18,5	$B/3,75$
	BCM 80-8D (MAQ con partición de un escalón)	23,5	28,4	$B/6$
	BCM 128-8D (MAQ con partición de dos escalones)	23,6	28,2	$B/6$
TCM ⁽³⁾	TCM 16-2D	12,1	14,3	$B/3$
	TCM 32-2D	13,9	17,6	$B/4$
	TCM 128-2D	19,0	23,6	$B/6$
	TCM 512-2D	23,8	29,8	$B/8$
	TCM 64-4D	18,3	21,9	$B/5,5$
	TCM 128-4D	20,0	24,9	$B/6,5$
	TCM 512-4D	24,8	31,1	$B/8,5$
MLCM ⁽⁴⁾	32 MLCM	14,1	18,3	$B/4,5$
	64 MLCM	18,1	21,7	$B/5,5$
	128 MLCM	19,6	24,5	$B/6,5$
QPR con AZD	QPR-9 con detección coherente	11,5	14,5	$B/2$
	QPR-25 con detección coherente	14,0	18,8	$B/3$
	QPR-49 con detección coherente	15,5	21,5	$B/4$

BCM: Modulación codificada por bloque

TCM: Modulación codificada por retícula

MLCM: Modulación codificada multinivel

AZD: Detección de zona de ambigüedad

(1) La velocidad binaria B no incluye la redundancia de códigos.

(2) La longitud del código de bloque es la mitad del número de las dimensiones de la señal BCM.

(3) La calidad de funcionamiento depende del algoritmo de decodificación utilizado. En este ejemplo, se utiliza un decodificador óptimo.

(4) En este ejemplo, se utiliza la codificación convolucional para los dos niveles inferiores y la codificación de bloque se emplea en el tercer nivel para proporcionar redundancias totales semejantes a las de TCM-4D. Más específicamente, las redundancias de los dos niveles con codificación convolucional son 3/2 y 8/7, y 24/23 en el tercer nivel con codificación de bloque.

El parámetro señal/ruido (S/N) concreto está relacionado con el valor medio del nivel de señal recibida (RSL – received signal level) para la $BER = BER^*$ pertinente, mediante la relación entre el factor de ruido (NF – noise figure) del receptor y la velocidad binaria:

$$RSL_{BER^*} = 10 \log kT + 10 \log b_n + NF_{(dB)} + S/N_{BER^*} \quad (4)$$

donde:

k : constante de Boltzmann

T : temperatura absoluta del receptor (K).

Si bien esta relación señal/ruido (S/N) resulta útil para comparar métodos de modulación diferentes, hay que considerar la relación señal/ruido real (que tiene en cuenta todas las imperfecciones) para definir sistemas reales, específicamente:

- la S/N correspondiente a la BER , en la que el objetivo de segundos con muchos errores (% de SES) se define en las Recomendaciones pertinentes sobre objetivos de calidad;
- la S/N correspondiente a la BER en la que el objetivo de RBER se define en las Recomendaciones pertinentes sobre objetivos de calidad y que se necesita para cumplir los objetivos de segundos con errores (ES) o de bloques con errores (EB).

La anchura de banda de Nyquist (b_n) ocupada por la señal modulada se puede también utilizar para comparar diversos métodos de modulación. Sin embargo, esto no indica generalmente la anchura de banda del canal de radiofrecuencia que debe atribuirse en la práctica a una señal con modulación digital. En principio, esta anchura de banda es una solución transaccional entre la elección de la modulación, la interferencia entre radiocanales y las limitaciones de la red, y en la práctica, se indica en las Recomendaciones UIT-R pertinentes que tratan de las disposiciones de radiocanales de radiofrecuencias. Cabe esperar que varíe en un margen entre $1,2 b_n$ y $2 b_n$ para diversos sistemas, salvo en el caso de QPR, que se puede transmitir en una anchura de banda igual a la de Nyquist ($1 \times b_n$).

NOTA 1 – En los métodos de modulación codificada que usan un formato multiestado, los bits redundantes se insertan aumentando la velocidad binaria por un factor:

$$(n + 1) / (n + z)$$

donde z es un factor que depende de la modulación codificada adoptada ($z < 1$).

Mientras tanto, el número de estados se incrementa de 2^n (que se debe haber utilizado en la modulación sin codificación) a 2^{n+1} .

De esta manera, la velocidad de símbolo real (b_n) transmitida (relacionada con la ocupación de la banda) se convertirá en:

$$b_n = \frac{B \cdot \frac{n + 1}{n + z}}{n + 1} = \frac{B}{n + z}$$

APÉNDICE 2

AL ANEXO 1

Técnicas de modulación codificada

1 Modulación codificada por bloque

La modulación codificada por bloque (BCM – block coded modulation) es una técnica para generar constelaciones de señales multidimensionales que tienen distancias largas (o sea, una característica de error adecuada), y también estructuras regulares, que permiten una arquitectura eficaz de demodulación paralela, denominada «decodificación por etapas». Se trata de obtener un subconjunto del producto cartesiano de varios conjuntos de señales elementales (o sea, de pequeña dimensión) por sí mismo. La construcción por etapas permite algoritmos de demodulación basados en la proyección del conjunto de señales en constelaciones de dimensión inferior y de tamaño más pequeño. Estos algoritmos se prestan bastante naturalmente a una arquitectura de tipo tubular.

Las señales multidimensionales con grandes distancias se pueden generar mediante la combinación de códigos algebraicos de distancia de Hamming creciente con constelaciones de señal anidadas de distancia euclidiana decreciente.

En comparación con la TCM (véase el § 2), los esquemas BCM permiten menores mejoras de codificación. No obstante, la BCM necesita a menudo una menor complejidad del demodulador que un esquema TCM con el mismo rendimiento, y se presta a una arquitectura de demodulador paralela, que podría resultar ventajosa cuando se necesitan altas velocidades de procesamiento.

La construcción de esquemas BCM prácticos se puede basar en la técnica de «partición en escalones» de la constelación de señales. En el Cuadro 2 se indican esas mejoras debidas a la codificación con respecto al sistema de referencia sin codificación correspondiente al mismo número de bits de información netos por símbolo transmitido, en el caso de las familias BCM basadas en una partición de un escalón (o «partición B») y una partición de dos escalones (o «partición C»). Los resultados son pertinentes a canales con ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN – additive white Gaussian noise).

CUADRO 2

Mejoras de codificación (dB) con respecto al correspondiente sistema MAQ sin codificar por canales AWGN

Constelación de señales no codificadas	Constelación de señales BCM	Clase de partición	Longitud del Código de bloque (n)	Numero de dimensiones ($2n$)	Mejora de codificación asintótica (dB)
MAQ-16	MAQ-24	B	2	4	1,5
	MAQ-24	B	4	8	2,6
MAQ-64	MAQ-96	B	2	4	1,8
	MAQ-80	B	4	8	2,6
MAQ-64	MAQ-128	C	4	8	3,1
MAQ-256	MAQ-368	B	2	4	1,7
	MAQ-308	B	4	8	2,5

La detección se basa en la elección de la palabra de código situada lo más cerca posible de la secuencia recibida en el sentido de la distancia euclidiana. Un caso específico de BCM puede aumentar las mejoras debidas a la codificación en una gama de BER comprendida entre 10^{-3} y 10^{-4} sin aumentar demasiado la cantidad de bits redundantes, introduciendo códigos de bloque en los esquemas de modulación multiestado. En el caso de un sistema de transmisión de señales con MAQ-256, la introducción de códigos de bloque en sólo 2 de los 8 trenes de bits de la señal de banda de base puede mejorar la característica de corrección de errores, porque este método permite añadir cuatro veces el número de bits redundantes con respecto a los métodos clásicos de corrección de errores.

Los bits codificados (2 bits) se utilizan como señales de «subconjunto» y los bits no codificados restantes (6 bits) se hacen corresponder con el espacio de señal para maximizar la distancia euclidiana basándose en el método de partición de conjunto de Ungerboeck. Las señales de subconjunto se decodifican en un proceso que se basa en un algoritmo de corrección de errores clásico. Sólo se lleva a cabo la corrección de errores de bits no codificados si la señal de subconjunto ha sido

corregida. En el intervalo específico de tiempo, se decodifican los bits no codificados seleccionando un punto de la señal situado lo más cerca posible del punto de la señal recibida de las señales de subconjunto codificadas que utilizan información de decisión programada.

Cuando se emplea el código BCH (31,11) para realizar la modulación codificada en bloque mencionada anteriormente, puede obtenerse una mejora de codificación de aproximadamente 5 dB para una BER de 10^{-4} . La aplicación de la modulación con código de bloque ha permitido obtener una mejora por codificación de unos 5 dB con una BER de 10^{-4} .

2 Modulación con codificación de Trellis

Las modulaciones con codificación de Trellis (TCM) se definen como una codificación convolucional generalizada con señales no binarias optimizada para conseguir una gran «distancia libre de Euclides», d_E , entre las secuencias de símbolos transmitidos. Como resultado de ello, se requiere una menor relación señal/ruido o una menor anchura de banda para transmitir datos a una determinada velocidad binaria y con una probabilidad de error dada.

Para lograr este objetivo, se utiliza un alfabeto de señales redundantes, que se obtiene codificando convolucionalmente k de los n bits de información que han de transmitirse en un momento dado. El código convolucional tiene una relación de $k/(k+1)$, y añade 1 bit de redundancia. En el procedimiento de correspondencia de símbolos que sigue al codificador convolucional, los bits codificados determinan el subconjunto (o «submodulación») al que pertenece el símbolo transmitido, y los bits no codificados determinan un punto de señal determinado de dicho subconjunto. El procedimiento de correspondencia también se denomina «partición de conjunto», y tiene por objetivo aumentar la mínima distancia d_E entre los símbolos.

El receptor óptimo para la secuencia de símbolos con codificación de Trellis requiere una estimación de secuencia de máxima probabilidad (MLSE – maximum likelihood sequence estimation), que puede realizarse como un algoritmo de Viterbi.

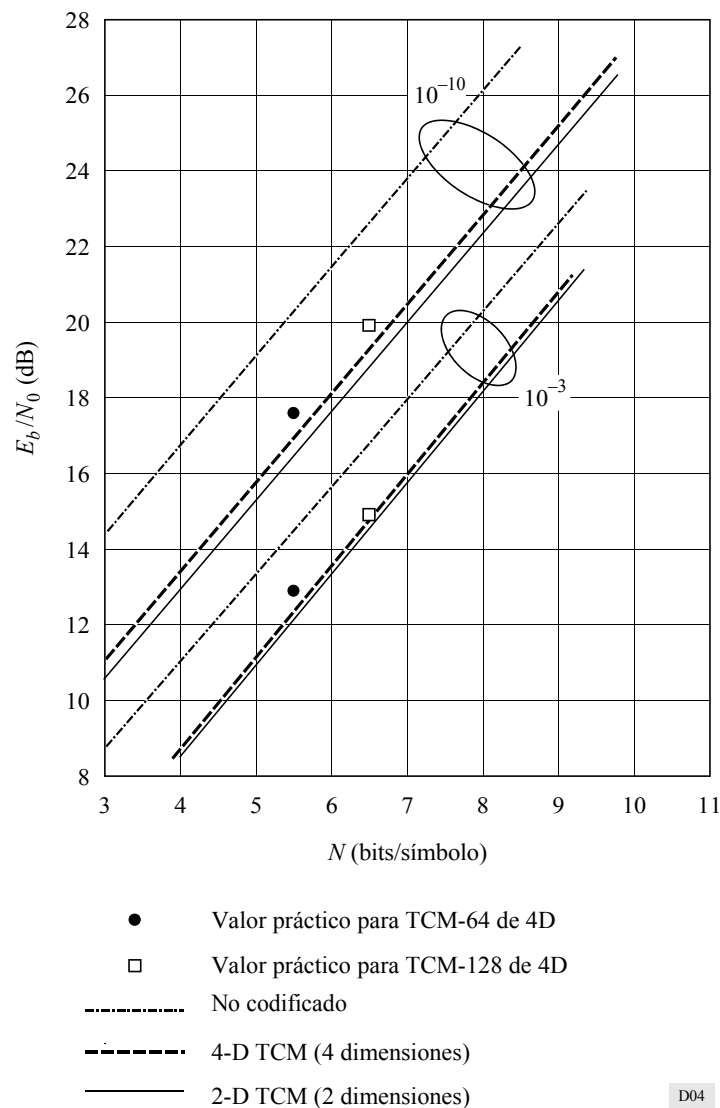
Como la redundancia de la codificación en el dominio del tiempo, tal como la realiza la FEC serie, es sustituida por una redundancia «espacial», la mejora de codificación no se consigue incrementando la anchura de banda de transmisión necesaria, sino con una mayor complejidad de modulación.

Otra ventaja de la TCM es su mayor flexibilidad con respecto a la codificación serie, gracias a la posibilidad de aumentar la eficacia de la constelación en 1 bit/símbolo (en el caso de códigos de 4 dimensiones, 4-D). La Fig. 4 muestra la mejora de codificación con respecto a un sistema de referencia no codificado en un canal de ruido gaussiano blanco aditivo, un codificador de 8 estados de relación 2/3 y un decodificador Viterbi de decisión programada de 3 bits.

La mejora de codificación con respecto a un sistema de referencia no codificado (correspondiente al mismo número de bits de información netos por símbolo transmitido) es de unos 2 dB a una $BER = 10^{-3}$, y de unos 4 dB a una $BER = 10^{-10}$, en el caso de códigos 2-D. En el caso de códigos 4-D, las mejoras son de 1,8 dB y 3,5 dB, respectivamente. También se han indicado algunos valores prácticos (véase la Fig. 4).

FIGURA 4

Calidad prevista de la modulación con codificación de Trellis (TCM)
en función del número de bits de información neta por símbolo,
comparada con el correspondiente sistema sin codificación



D04

Los resultados preliminares obtenidos mediante simulación con computadores sobre la calidad de las TCM aplicadas a los sistemas inalámbricos fijos han demostrado que, cuando se utilizan conjuntamente con un igualador adaptativo de complejidad media, los sistemas no codificados y los TCM ofrecen prácticamente la misma calidad en canales con desvanecimiento por trayecto múltiple. Sin embargo, para valores menores de la BER, la mejora es mayor a medida que la BER disminuye.

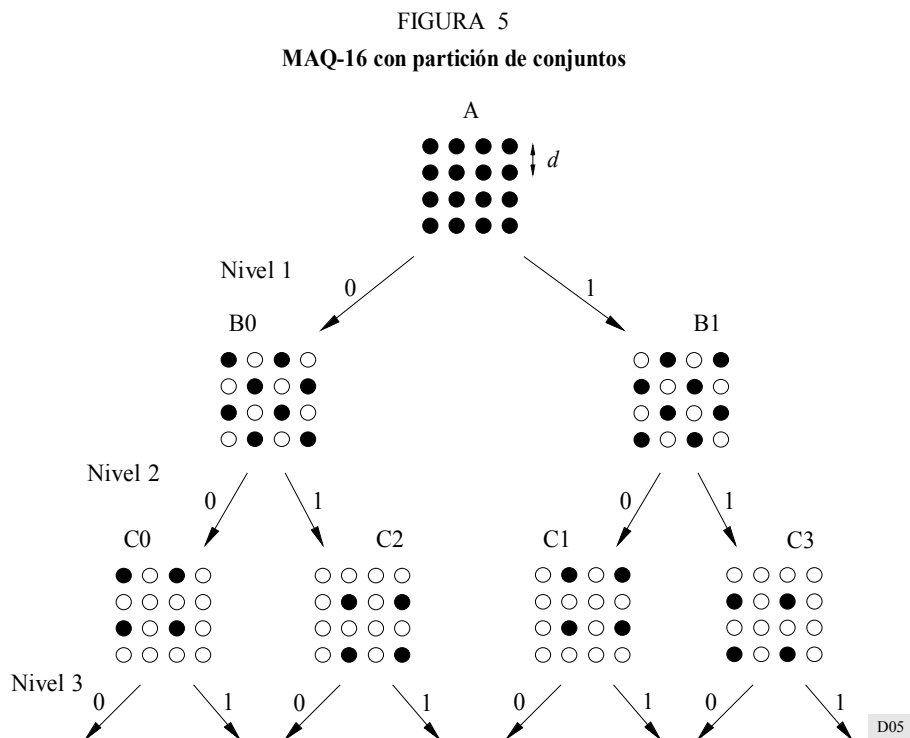
Además, se ha demostrado también que la mejora de codificación de un sistema TCM para un canal no lineal es mayor que para un canal lineal. Esta ventaja de los TCM es de vital importancia para reducir la BER residual cuando se utilizan métodos de modulación de gran complejidad.

Se ha propuesto una aplicación de TCM, con el fin de no aumentar el número de símbolos de señal, pese a que ello supone una ampliación de la anchura de banda de cerca del 14%. En ese caso, se transforman trenes de señales en banda de base de 8 bits para señales no codificadas MAQ-256 en trenes de señales en banda de base de 7 bits, recurriendo a un convertidor de velocidad y se transmiten a continuación como señales TCM-256.

3 Modulación codificada multinivel

En la modulación codificada multinivel (MLCM) con partición de conjunto, cada nivel se considera como un trayecto de transmisión independiente con distancias cuadráticas mínimas diferentes, y en cada nivel se aplica un código diferente de intensidad diferente. La Fig. 5 es un ejemplo de partición de conjunto para MAQ-16, en el que el conjunto total de 16 estados (A) se divide en los subconjuntos B0 y B1. En estos subconjuntos, la distancia cuadrática mínima entre cada subconjunto es el doble de la correspondiente al conjunto (A). Los subconjuntos B0 y B1 se subdividen en los subconjuntos C0, C2 y C1, C3, respectivamente. En los subconjuntos C_i ($i = 0$ a 3), la distancia cuadrática mínima es $4d^2$. Se aplica la misma partición hasta que el número de estados sea uno en cada subconjunto. Por ello, los 16 estados se dividen en conjuntos de subconjuntos con distancias cuadráticas mínimas incrementadas. Sin embargo, en esta etapa, la característica de error del nivel 1 viene dada por la distancia cuadrática mínima del conjunto de estados (A). Luego, para aumentar la «distancia libre euclidiana» d_E , se efectúa la codificación hasta el nivel inferior, con lo que se mejora la característica de error total. En la MLCM se puede también utilizar códigos que no sean convolucionales; en los niveles inferiores se suelen utilizar generalmente códigos convolucionales, mientras que en otros niveles se puede emplear otra codificación como, por ejemplo, el código de bloque. En la MLCM, hay bastante libertad para elegir la velocidad de codificación porque la velocidad de codificación para cada nivel se elige por separado. Por ejemplo, en el caso de la MAQ-16, si la velocidad de codificación es $1/2$ para el nivel 1, y $3/4$ para el nivel 2, $23/24$ para el nivel 3, y no se codifica el nivel 4, la velocidad de codificación total, R , se convierte en:

$$R = (1/2 + 3/4 + 23/24 + 1) / 4 = 3,2/4$$

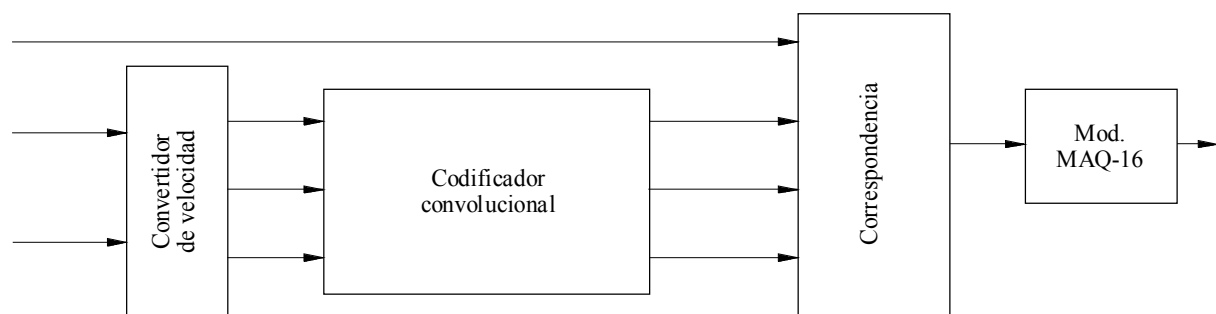


Las salidas de cada decodificador se convierten de paralelo a serie, y se aplican al circuito de correspondencia. En consecuencia, los resultados de una codificación corresponden a varios símbolos. Por ello, la velocidad de codificación es al menos la mitad de la velocidad de modulación. La mejora de codificación de la MLCM depende de su velocidad de codificación y de los métodos de codificación.

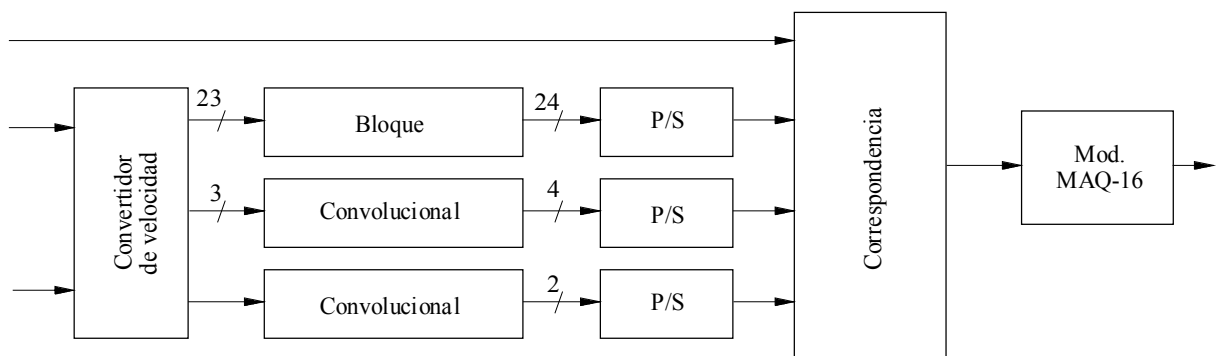
La decodificación se efectúa mediante la técnica denominada «decodificación multietapa». Primero, se decodifica el nivel más bajo y, según el resultado, se decodifica el nivel siguiente. Los demás niveles superiores se decodifican de la misma manera.

En la Fig. 6 se muestran diagramas de bloques simplificados para TCM y MLCM.

FIGURA 6
Diagramas de bloques de modulación codificada (lado transmisor)



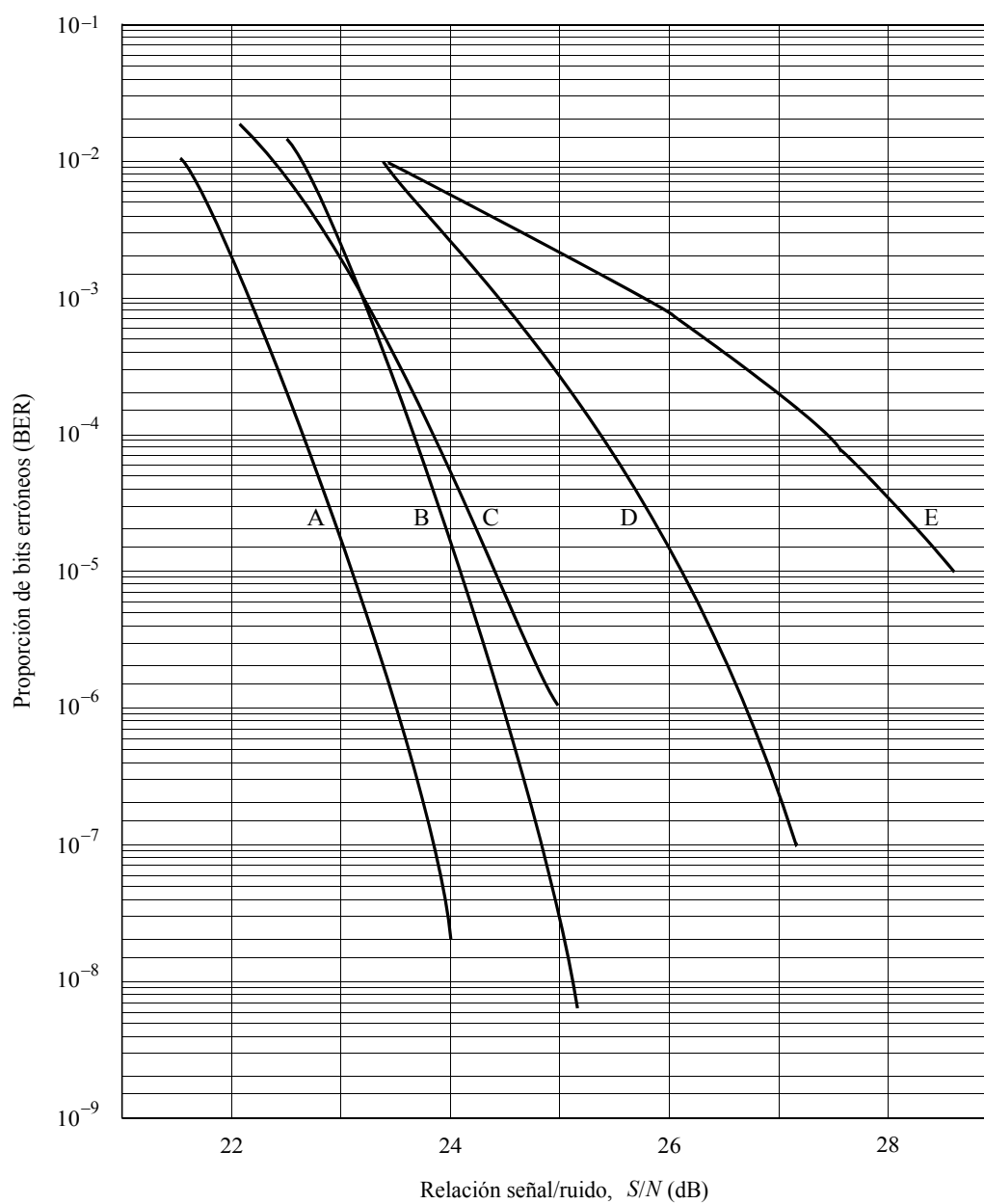
a) Modulación codificada por retícula MAQ-16 ($R = 3/4$)



b) Modulación codificada multinivel MAQ-16 ($R = 3,2/4$)

La Fig. 7 es una comparación calculada entre la característica de BER de sistemas MAQ-128 con redundancias diferentes.

FIGURA 7
Comparación de las BER calculadas para sistemas MAQ-128

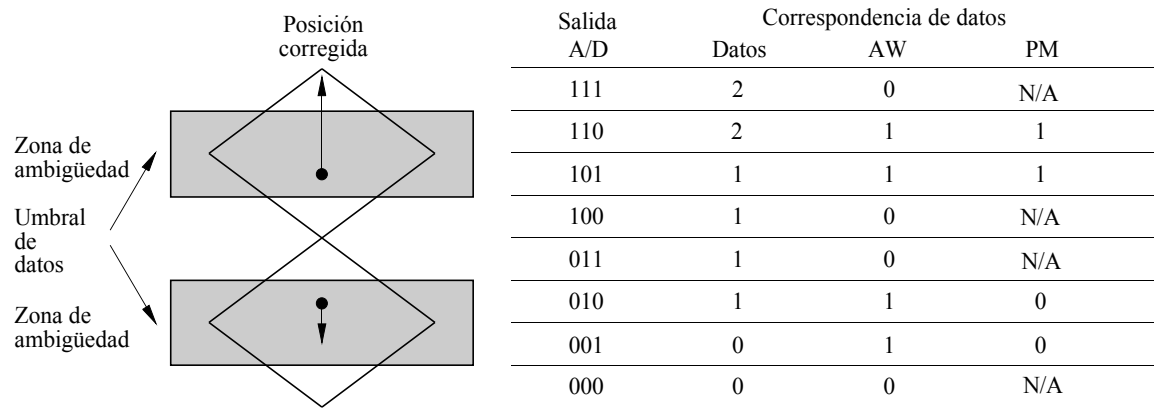


Curvas A: M (6,29/7)
B: MLC (6,5/7)
C: TCM-4D (6,5/7)
D: BCH (511,484)
E: No codificado

4 Modulación de respuesta parcial con decodificador de máxima probabilidad

La tecnología de respuesta parcial se aplica a un sistema inalámbrico fijo como respuesta parcial en cuadratura (QPR – quadrature partial response). Para mejorar la característica de BER, se puede combinar la QPR con otros métodos de codificación. Uno de ellos es la detección de la zona de ambigüedad (AZD), que es una forma sencilla de decodificador de máxima probabilidad (programado). A continuación, se ofrece una explicación detallada del funcionamiento de la AZD. En las Figs. 8 y 9 aparecen, respectivamente, un diagrama en ojo de QPR-9 y un diagrama de bloques para la corrección con AZD.

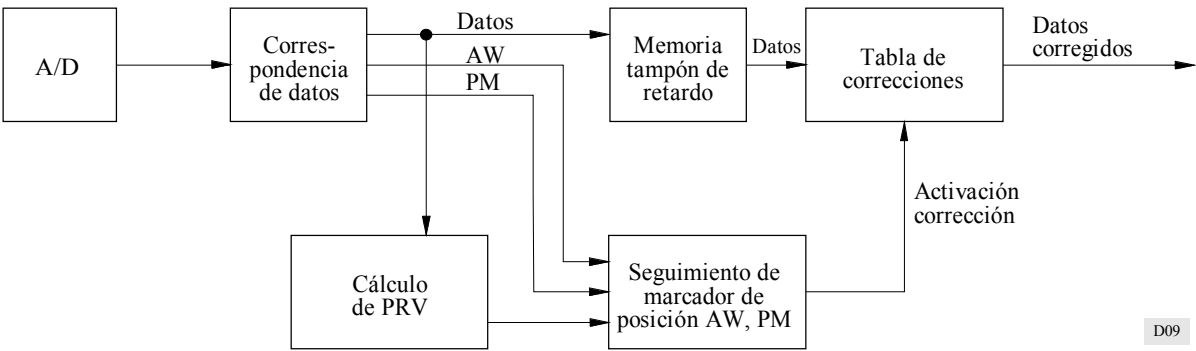
FIGURA 8
Diagrama en ojo para modulación QPR-9



AW: Valor ponderado de ambigüedad
PM: Marcador de posición

D08

FIGURA 9
Corrección con AZD



D09

AZD: Detección de zona de ambigüedad

La codificación de respuesta parcial prohíbe ciertas secuencias de símbolos. Si M es el número de nivel de banda de base de la codificación de respuesta parcial, la señal codificada no puede atravesar más de N niveles entre símbolos consecutivos, donde N es $(M + 1)/2$. Esas secuencias prohibidas sólo pueden ocurrir cuando se recibe un símbolo con error. Se supone que los errores son causados por el ruido gaussiano blanco, y están desplazados únicamente un nivel con respecto al nivel correcto en niveles adyacentes. Este supuesto es válido cuando se recibe normalmente la relación S/N de interés. Cuando se produce una de esas secuencias prohibidas, esto se denomina «violación de respuesta parcial» o PRV (PRV – partial response violation). La probabilidad de detectar las PRV cuando se produce un error de símbolo en D símbolos anteriores es:

$$P = 1 - (1 - 1/N)^D$$

En un decodificador de zona de ambigüedad, el ojo está dividido verticalmente entre puntos (ubicaciones ideales del centro de los ojos) en dos tipos de regiones. A los símbolos muestreados en las regiones más cercanas a esos puntos se les otorga un valor de ambigüedad ponderado de 0. Otras regiones, o zonas de ambigüedad, están más alejadas de los puntos, y reciben un valor de ambigüedad ponderado de 1. Sus posiciones de ambigüedad relativas, por encima o por debajo de los puntos, se marcan también para la corrección de errores ulterior. Los símbolos medidos en las zonas de ambigüedad tienen mucha más probabilidad de ser erróneos que los símbolos más cercanos a los puntos, y se los considera sospechosos. Los símbolos decodificados, junto con los valores ponderados de ambigüedad y los marcadores de posición, se introducen en los circuitos de detección (PRV) y corrección de errores.

Cuando se detecta una PRV, el decodificador retrocederá D símbolos para ver si se ha tomado alguna decisión en la zona de ambigüedad, es decir, con un valor ponderado de ambigüedad de 1. Se efectuará una corrección únicamente si se cumplen ambas condiciones. El decodificador sólo sigue una PRV a la vez, y asocia la decisión de ambigüedad más cercana a la PRV. La corrección se efectúa llevando la decisión de ambigüedad un nivel hacia arriba o hacia abajo mediante el marcador de posición.
