

4

MODULACION COFDM

Aunque el multiplexado ortogonal por división de frecuencia (OFDM) es una forma de modulación con múltiples portadoras que fue presentada hace más de treinta años^{1,2}, no ha cobrado importancia hasta finales de la década de 1980. Este cambio se debe a los recientes avances tecnológicos en diversas áreas principalmente en campos tales como procesado de señales (DSP's) y circuitos integrados a gran escala (VLSI's), los cuales han hecho factible la implementación de OFDM.

La modulación por multiplexado por división de frecuencia ortogonal es una técnica de modulación de banda ancha que utiliza múltiples portadoras ortogonales, cada una modulada en amplitud y fase. Cuando la OFDM se emplea junto con codificación de canal para detección y corrección de errores, se designa como COFDM (multiplexado por división de frecuencia ortogonal *codificada*). Los términos OFDM y COFDM se utilizan aquí indistintamente.

4.1 Multiplexado por división de frecuencia (FDM³)

El multiplexado, tanto en frecuencia como en tiempo, es una técnica que hace posible la transmisión de varias señales por un mismo canal de comunicación. En el FDM, cada señal utiliza una porción del ancho de banda total. En el multiplexado por división de tiempo (TDM⁴), cada señal utiliza todo el ancho de banda del canal, pero sólo en intervalos de tiempo definidos.

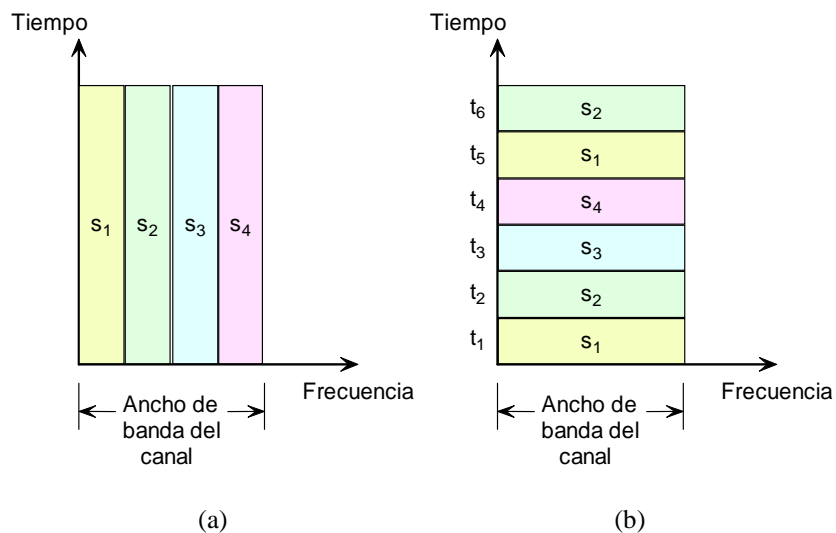


Fig. 4.1 Multiplexado en frecuencia y en tiempo

¹ Chang, R.W. and Gibby, R.A. "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme". *IEEE Trans. on Comm. Techn.*, Vol. COM-16, No. 4, pp. 529-540. Aug. 1968.

² Weinstein, S. B. and Ebert, P. M. "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform". *IEEE Trans. on Comm. Techn.* Vol. COM-19, No. 5, pp. 628-634. Oct. 1971.

³ *Frequency Division Multiplexing*

⁴ *Time Division Multiplexing*

En la figura 4.1 se ilustra la idea básica del multiplexado de cuatro señales s_1 , s_2 , s_3 y s_4 . En 4.1(a), cada señal ocupa una cuarta parte del ancho de banda total del canal, durante *todo* el tiempo (FDM) y en 4.1(b), cada una de las señales ocupa *todo* el ancho de banda del canal sólo durante un intervalo de tiempo (TDM). El multiplexado en frecuencia puede utilizarse tanto con señales analógicas como digitales, en tanto que el multiplexado en tiempo se utiliza principalmente para señales digitales. En el multiplexado en tiempo, cada señal modula a una portadora diferente y la separación entre portadoras es, aunque no necesariamente, regular. Esta forma de multiplexado es muy utilizada en telefonía y, en el caso de televisión, la señal compuesta de vídeo, que contiene las componentes de luminancia y crominancia, está también multiplexada en frecuencia.

Puesto que cada señal modula a una portadora diferente o *subportadora*, la separación entre subportadoras debe elegirse adecuadamente, para evitar solapamiento entre los espectros de señales adyacentes y cada señal puede utilizar un tipo de modulación diferente (AM-DBL, AM-BLU, FM, etc). Para garantizar la separación entre señales adyacentes, evitar la interferencia entre ellas, y facilitar su separación y demodulación en el receptor, suele agregarse una *banda de guarda* entre bandas adyacentes, que no contiene ninguna señal. Cuando se suman todos los espectros de las señales moduladas, se tiene una señal multiplexada, compuesta, que a su vez puede considerarse como la señal en banda base para modular, a su vez, a una portadora de RF. En el receptor, la señal recibida se demodula primero a RF para recuperar la señal compuesta en banda base y luego se filtra para separar las señales moduladas individuales. A continuación, cada una de estas señales se demodula individualmente utilizando subportadoras generadas localmente en el receptor, para extraer las señales originales en banda base. Este proceso se ilustra en la figura 4.2

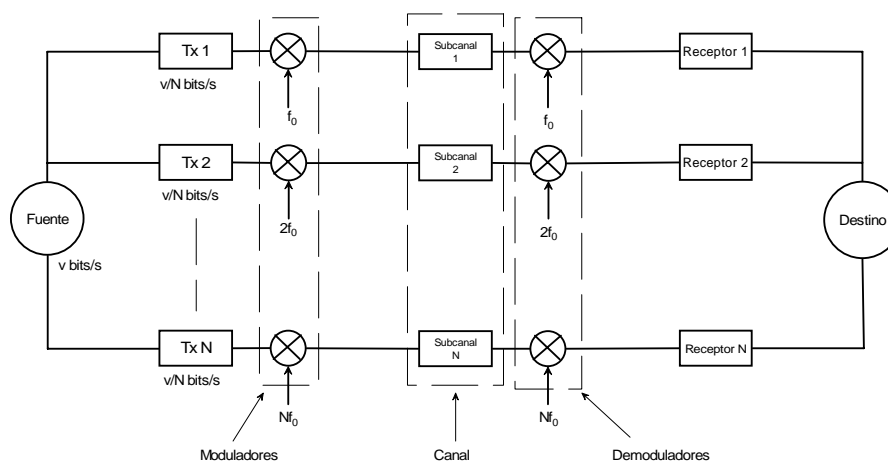


Fig. 4.2. Multiplexado por división de frecuencia (FDM)

4.2 Modulación ortogonal

Se dice que dos señales son ortogonales en un intervalo $[t_1, t_2]$ cuando cumplen la condición,

$$\int_{t_1}^{t_2} f(t) g(t) dt = 0 \quad (4.1)$$

Cuando dos señales son ortogonales, es posible hacer que utilicen simultáneamente el mismo ancho de banda sin interferirse entre sí. El caso más simple es el de la modulación de dos señales en cuadratura de fase, que se ilustra esquemáticamente en la figura 4.2.

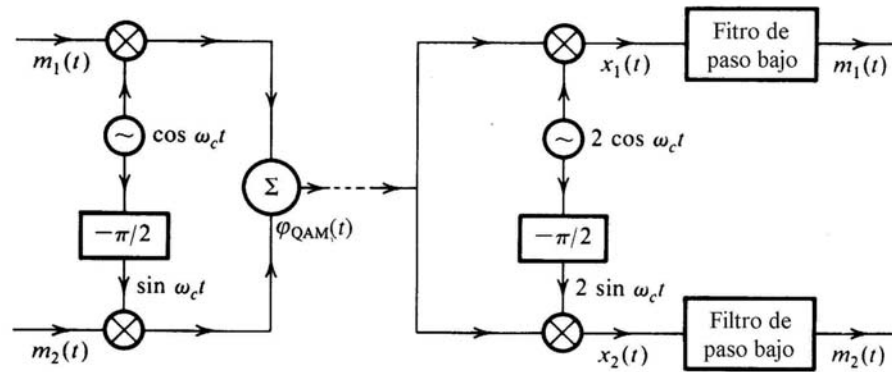


Fig. 4.3. Modulación en cuadratura de fase.

En la parte izquierda de la figura se muestra el modulador y en la derecha, el demodulador. La señales de información, o moduladoras son $m_1(t)$ y $m_2(t)$. La primera modula una portadora de frecuencia angular ω_c ($\cos \omega_c t$) y la segunda, a otra portadora de la misma frecuencia que la primera, pero defasada 90° ($\sin \omega_c t$). Las dos señales se suman para producir una señal de dos bandas laterales, en cuadratura de fase, que puede expresarse como:

$$\varphi_{QAM} = m_1(t) \cos \omega_c t + m_2(t) \sin \omega_c t \quad (4.2)$$

Si, por simplicidad en el análisis, se supone que $m_1(t)$ y $m_2(t)$ son tonos puros, de forma

$$\begin{aligned} m_1(t) &= A \cos \omega_{m_1} t \\ m_2(t) &= A \cos \omega_{m_2} t \end{aligned} \quad (4.3)$$

la señal resultante tiene dos bandas laterales, en cada una de las cuales están contenidas, a su vez las dos señales en banda base. Estas dos señales pueden recuperarse en el receptor mediante un detector o demodulador síncrono, como se ilustra en la porción derecha de la figura 4.2. La salida del mezclador de la parte superior de la figura, $x_1(t)$ está dada por:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= 2\varphi_{QAM}(t) \cos \omega_c t \\ &= 2[m_1(t) \cos \omega_c t + m_2(t) \sin \omega_c t] \cos \omega_c t \\ &= m_1(t) + m_1(t) \cos 2\omega_c t + m_2(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned} \quad (4.4)$$

Los dos últimos términos desaparecen después del filtrado de la señal a paso bajo, dejando sólo la señal deseada a la salida, $m_1(t)$. Puede hacerse un análisis similar para $m_2(t)$. Este sistema de modulación se conoce como modulación en cuadratura de fase o multiplexado en cuadratura y se designa habitualmente como QAM⁵. Por consecuencia, es posible transmitir dos señales del mismo ancho de banda base B , por un canal de ancho de banda $2B$, como una señal única de doble banda lateral, sin portadora, multiplexada o modulada en cuadratura. El canal superior se designa como canal *en fase* y el inferior, como *en cuadratura*. La modulación en cuadratura, de manera semejante a todos los esquemas de modulación con portadora suprimida, impone requisitos muy severos en lo que respecta a la reinsertión de la portadora local en el receptor. Un pequeño error en la fase o la frecuencia de la portadora reinsertada en el detector no sólo resulta en distorsión o pérdida de la señal, sino también en interferencia entre canales.

⁵ Quadrature Amplitude Modulation

Las señales utilizadas, dadas por (4.3), cumplen la condición de ortogonalidad (1). Esta condición, en el caso de señales complejas tiene la forma:

$$\int_{t_1}^{t_2} f(t) g^*(t) dt = 0 \quad \text{o bien} \quad \int_{t_1}^{t_2} f^*(t) g(t) dt = 0 \quad (4.5)$$

en que el asterisco (*) indica el complejo conjugado.

4.3 Interferencia por efectos multicamino

En términos simples, en el caso de comunicaciones analógicas los efectos multicamino dan lugar a desvanecimientos más o menos severos de la señal recibida o a efectos tales como imágenes “fantasma” en televisión. En comunicaciones digitales estos efectos se traducen en interferencia entre símbolos (ISI) y en la consiguiente destrucción de la información.

Supóngase un sistema radioeléctrico en que se tiene una portadora modulada digitalmente por símbolos consecutivos, cada uno de longitud N bits y duración T_S y que la señal llega al receptor por dos trayectos diferentes, de distinta longitud, de modo que una señal llega primero y la otra con un retraso equivalente a $4.5T_S$ como se ilustra en la figura 4.4(a). Este retraso da lugar a que en el receptor esté presente el símbolo n durante el período de integración, es decir de demodulación, simultáneamente con porciones de los símbolos cuarto y quinto previos, $n-4$ y $n-5$, que se comportarán como señales interferentes sobre el símbolo deseado.

Si el retraso introducido por el segundo trayecto es inferior a T_S , se dará una situación similar a la que se ilustra en 4.4(b). La porción del símbolo $n-1$ presente durante el período de integración actuará también como interferencia, en tanto que la porción retrasada del propio símbolo n se sumará consigo mismo de forma constructiva o destructiva, según sea la fase entre la porción directa y la retrasada.

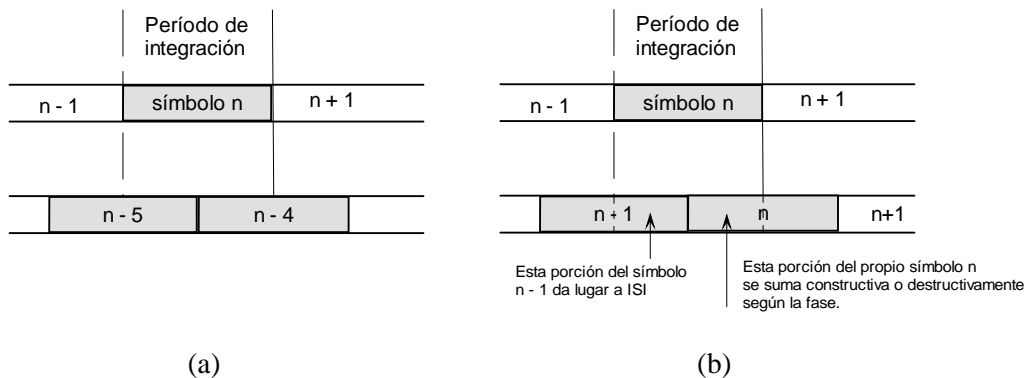


Fig. 4.4. Forma en que se produce interferencia entre símbolos

Aún cuando el retardo sea menor a la duración de un símbolo, se mantiene, en mayor o menor escala, interferencia entre símbolos debido a la presencia del símbolo previo. Esto podría eliminarse si el período durante el que se produce cada símbolo se hace mayor que el período durante el cual el receptor realiza la integración de la señal, lo que sugiere la conveniencia de utilizar un *intervalo de guarda*⁶.

⁶ El *intervalo de guarda* se refiere al dominio del tiempo y no debe confundirse con la *banda de guarda* en el dominio de frecuencia.

4.4 Constelaciones básicas

Para conseguir la modulación OFDM los datos de entrada se “mapean” en símbolos OFDM, lo que significa que modulan a cada una las subportadoras individuales. Esta modulación puede ser de diferentes tipos, pero en el sistema DVB-T las constelaciones contempladas son 4QAM, 16QAM y 64QAM, que se ilustran en la figura 4.5.

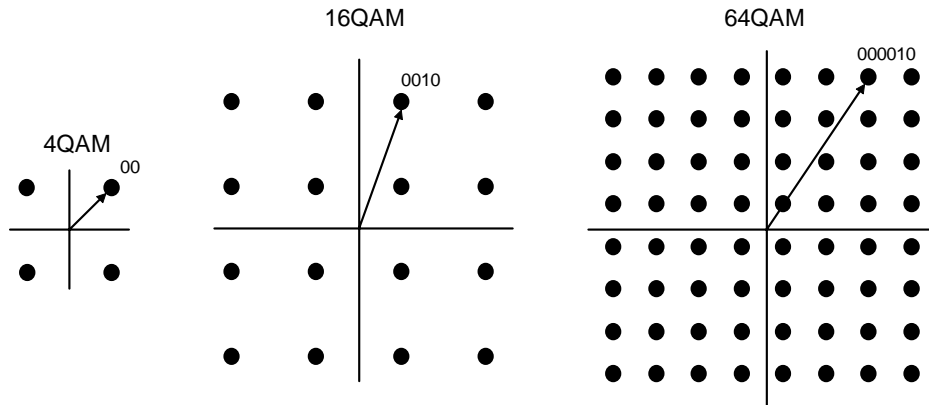


Fig. 4.5. Constelaciones usadas en DVB-T.

Dependiendo de la constelación utilizada, cada subportadora transportará 2, 4 u 8 bits de información. Cada punto de la constelación se puede representar por un número complejo. Así, la primera etapa en el proceso de modulación OFDM es el de mapear los grupos de 2, 4 u 8 bits en las componentes real e imaginaria que corresponden al número complejo en la constelación. Cada constelación tiene una robustez propia con respecto a la relación C/N mínima que puede tolerar para una demodulación correcta. En términos aproximados, 4QAM es de cuatro a cinco más robusta que 64QAM.

Estos números complejos corresponden a una representación en el dominio de la frecuencia y para trasladarlos al dominio del tiempo es necesario aplicar la transformada inversa de Fourier. Estos dos procesos, el mapeo del flujo binario de entrada en símbolos complejos de la constelación y su transformación inversa bajo Fourier, constituyen la primera parte del proceso de modulación OFDM.

4.5 Teoría básica de OFDM

El método OFDM emplea N portadoras, por lo que se requieren, por lo menos, N muestras complejas en tiempo discreto para representar al símbolo OFDM. Estas muestras en el dominio del tiempo (0, 1, ..., N-1) son el resultado de una subportadora k modulada con un símbolo C_k, de la información, dentro de un símbolo OFDM y pueden expresarse como:

$$s_{k-ofdm} [n] = \frac{C_k}{N} e^{j \frac{2\pi k n}{N}} \quad (4.6)$$

Donde:

- N = número de subportadoras y muestras en el dominio del tiempo utilizadas.
- n = índice de la muestra en el dominio del tiempo
- k = índice de la subportadora.
- C_k = amplitud y fase de la información a transmitir.

Tanto C_k como k son constantes para una subportadora dada durante el período de un símbolo OFDM. De la ecuación (1) se ve que las N muestras complejas para la subportadora k giran exactamente k círculos en el plano complejo durante el período útil de un símbolo OFDM. El símbolo completo, en el dominio del tiempo, se construye a partir de las N subportadoras superponiendo sus ondas:

$$s_{n-ofdm}[n] = \sum_{k=0}^{N-1} s_{k-ofdm}[n] \quad (4.7)$$

Los coeficientes C_k son complejos, con lo que, de hecho, representan a la señal en el dominio de frecuencia. Para trasladar dicha señal al dominio del tiempo, es necesario aplicar, en el modulador, la transformada inversa de Fourier, de hecho la transformada inversa rápida (IFFT). En el receptor de DVB-T se aplica la transformada rápida directa de Fourier (FFT) al símbolo OFDM en el dominio del tiempo. La señal original transmitida se reconstruye comparando cada subportadora con una de referencia, de amplitud y fase conocidas y de igual frecuencia:

$$s_{k-ref}[n] = 1 \times e^{j \frac{2\pi k n}{N}} \quad (4.8)$$

Como consecuencia de la ortogonalidad de las N subportadoras, el resultado de la comparación es cero en la FFT para cualquier subportadora distinta a la de referencia.

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{s_{l-ofdm}[n]}{s_{k-ref}[n]} &= C'_k \quad \text{si } l=k \\ &= 0 \quad \text{si } l \neq k \end{aligned} \quad (4.9)$$

En que C'_k representa la amplitud y fase de la señal de información recibida.

Si en el receptor se recibe una señal retrasada en el tiempo por Δ muestras complejas, la ecuación (4.6) puede expresarse como

$$s_{k-ofdm}[n] = \frac{C_k}{N} e^{j \frac{2\pi k (n-\Delta)}{N}} \quad (4.10)$$

Y la salida de la FFT se expresa ahora como:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \frac{s_{ofdm}[n]}{s_{k-ref}[n]} = C'_k e^{j \frac{2\pi k \Delta}{N}} \quad (4.11)$$

La ecuación (6) muestra que un retardo en la señal de entrada, produce una rotación sobre las portadoras en el dominio de frecuencia. Esta señal, añadida a la señal original resultará en desvanecimiento o amplificación en diferentes porciones del dominio de frecuencia.

4.6 Empleo de la transformada rápida de Fourier (FFT)

En DVB-T se contemplan dos esquemas de modulación, uno con 2048 portadoras, designado como 2K y otro con 8192 portadoras (8K). El utilizado actualmente es el 2K. Es evidente que la implementación en hardware de un sistema FDM como el de la figura 4.2 para estos números de portadoras, es prácticamente impensable aún en el dominio digital, ya que requeriría de miles de osciladores, filtros, multiplicadores e integradores, con el consecuente volumen y consumo de potencia. La modulación OFDM evita el empleo de filtros, a causa de la ortogonalidad de las

señales y, en la práctica se trabaja con la señal recibida en forma muestreada, lógicamente por encima de la frecuencia de Nyquist. En estas condiciones, el proceso de integración se convierte en uno de suma y todo el proceso de demodulación es idéntico a una transformada directa de Fourier. En la actualidad hay disponibles numerosos circuitos integrados que permiten realizar estas operaciones, con lo que la implementación práctica del modulador y demodulador OFDM resulta “relativamente fácil”.

4.7 Preservación de la ortogonalidad: Intervalo de guarda.

Las subportadoras están moduladas por señales representadas por números complejos, que cambian de un símbolo a otro. Si el período de integración en el receptor se extiende a una duración de dos símbolos, como en el caso de señales retrasadas mencionado en la sección 4.3, no solamente habrá ISI sobre la subportadora correspondiente al símbolo que se pretende integrar, sino que además habrá interferencia entre subportadoras (ICI⁷) y, por consecuencia, destrucción de la información. Para evitar esta situación, se agrega un intervalo de guarda, como se muestra en la figura 4.6.

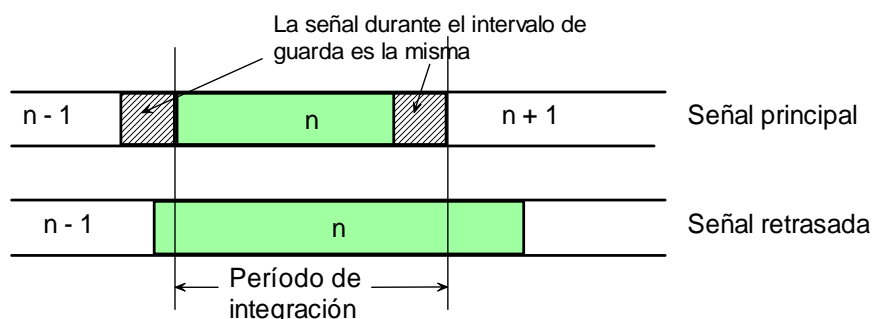


Fig. 4.6. Adición del intervalo de guarda.

La duración del símbolo se aumenta de modo que exceda el período de integración del receptor, T_u , de modo que también es la señal modulada completa. Todas las subportadoras son cíclicas durante T_u , de modo que también lo es la señal modulada completa. Por ello, el segmento que se añade al inicio del símbolo para formar el intervalo de guarda, es idéntico al segmento de la misma longitud al final del símbolo. En tanto que el retardo sufrido por la señal a lo largo de cualquier trayecto, con respecto al trayecto más corto sea menor que el intervalo de guarda, todas las componentes de la señal durante el período de integración proceden del mismo símbolo y se satisface así la condición de ortogonalidad. La interferencia entre símbolos o entre portadoras ocurrirá solamente cuando el retardo relativo exceda la duración del intervalo de guarda.

El intervalo de guarda se elige de acuerdo al retardo esperado en el medio particular de propagación en que se lleva a cabo la comunicación. Por ejemplo en entornos en el interior de construcciones, el retardo o mejor dicho, la *dispersión de retardo* puede llegar a unas decenas de nanosegundos, en tanto que en entornos exteriores, en que las distancias son relativamente grandes, la dispersión de retardo puede alcanzar hasta 50 μ s o más. Puesto que la inserción del intervalo de guarda reduce la tasa binaria efectiva, no debe consumir una fracción importante de la duración del símbolo, T_u , ya que de otra forma reduciría considerablemente la tasa binaria y la eficiencia espectral. En radiodifusión digital de audio (DAB⁸), el intervalo de guarda utilizado es de $0.246T_u$. En DVB-T hay varias opciones de las que el mayor intervalo es de $0.25T_u$. Durante el período del intervalo de guarda, el receptor ignora la señal recibida.

⁷ Inter-Carrier Interference.

⁸ Digital Audio Broadcasting.

El intervalo de guarda extiende la duración del símbolo transmitido y, por consecuencia, reduce ligeramente el caudal binario efectivo. La duración del intervalo de guarda en el sistema DVB puede tener valores de $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{16}$ o $\frac{1}{32}$ del intervalo total del símbolo. Cuanto mayor sea el intervalo de guarda menor será la interferencia causada por los efectos multicamino.

La ortogonalidad se restaura en el receptor integrando la señal demodulada sobre el intervalo del símbolo útil. Para ecos de duración menor a la del intervalo de guarda, el receptor puede encontrar un intervalo de duración T_u en que no haya transiciones en el símbolo.

Además de los efectos multicamino descritos antes y que no son controlables, hay otras causas por las que puede perderse la ortogonalidad y causar interferencia entre portadoras. Entre las principales, se incluyen las desviaciones de frecuencia o fase en el oscilador local del receptor, ruido de fase en éste y variaciones en las frecuencias de muestreo. Estas causas son, en buena medida, controlables mediante un diseño adecuado.

4.8 Sincronización del canal

Para demodular correctamente las señales, el receptor debe muestrearlas durante el período útil del símbolo OFDM, no durante el intervalo de guarda. por consecuencia, la ventana de tiempo debe situarse con precisión en el instante en que se presenta cada símbolo. Esto equivale, en el caso analógico, a que para llevar a cabo la demodulación coherente o síncrona en el receptor, es imprescindible que la portadora generada localmente en el receptor sea exactamente de la misma frecuencia y fase de la portadora generada en el transmisor para modular la señal. En el sistema DVB-T se resuelve este problema utilizando subportadoras “piloto”, como se muestra en la figura 4.7, distribuidas de forma regular en el canal de transmisión y que actúan como “marcadores de sincronismo”.

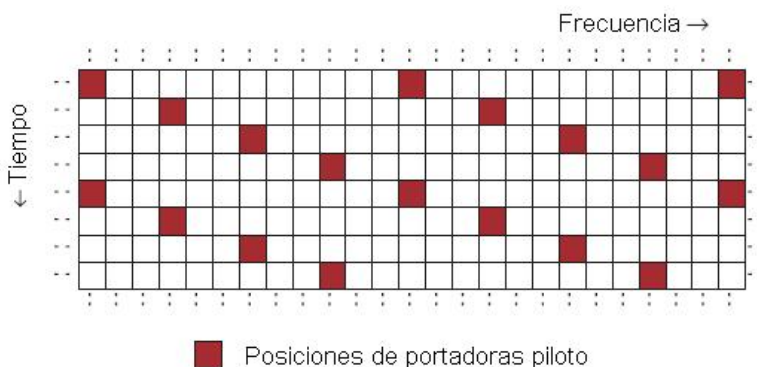


Fig. 4.7. Distribución de portadoras piloto.

Como la información de las señales piloto es conocida, en el receptor es posible realizar una estimación de la respuesta en frecuencia del canal. La estimación así obtenida para una portadora piloto puede interpolarse para llenar los huecos que separan a los pilotos y emplearse para ecualizar todas las constelaciones que transportan datos.

4.9 Modulador y demodulador OFDM

La señal de entrada al modulador OFDM es un flujo binario continuo. Este flujo se segmenta en símbolos, de acuerdo a la constelación a utilizar y se obtiene un mapa de los símbolos, representados ahora por números complejos, que corresponden a la representación de la señal en el dominio de frecuencia. Si se van a modular N subportadoras simultáneamente, la primera operación debe ser la conversión del flujo binario de entrada, *en serie*, en un flujo de coeficientes complejos *en paralelo*. El siguiente paso es realizar la transformada inversa de Fourier sobre esos N

coeficientes para obtener una señal en el dominio del tiempo y, como la señal de entrada al transmisor debe ser un flujo binario en serie, es necesario convertir nuevamente la señal, ahora transformada y en paralelo, a una señal en serie. Esta es la señal a transmitir y el proceso se ilustra en el diagrama de bloques de la figura 4.8.

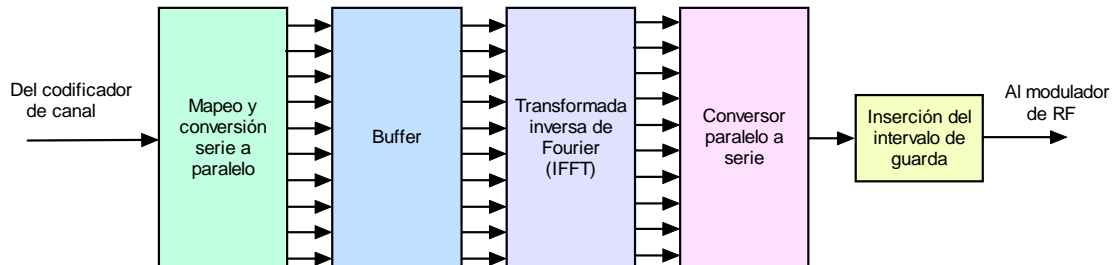


Fig. 4.8. Diagrama de bloques del modulador OFDM

En la figura anterior, puesto que la señal de entrada procede del codificador de canal, el conjunto constituye un modulador COFDM (recuérdese que la “C” indica precisamente la codificación de canal).

A la salida del convertor paralelo a serie, se inserta el intervalo de guarda, designado también como *prefijo cíclico*, en que se copian los datos del final del bloque y se pegan al principio, lo que hace que las señales retrasadas a causa de los efectos multicamino caigan en el intervalo de guarda y sean ignoradas por el receptor.

El demodulador cumple la función inversa del modulador y el diagrama simplificado de bloques es similar al de la figura 4.8, visto ahora de derecha a izquierda, como se ilustra en la figura 4.9.

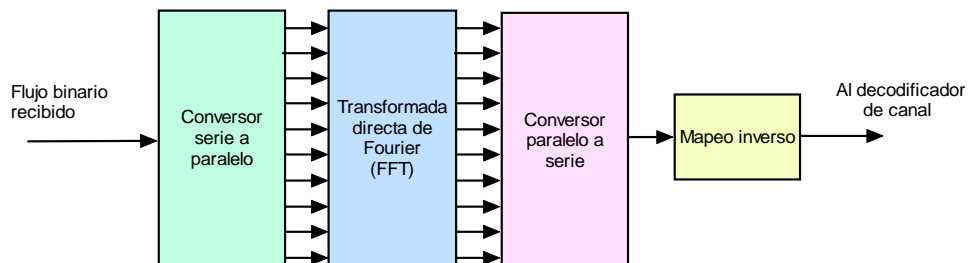


Fig. 4.8. Demodulador OFDM

4.10 Modulación Jerárquica

Los sistemas de transmisión terrestre de resolución única sufren de un efecto abrupto de umbral en el borde del área de servicio en que la señal se degrada completamente, a diferencia de los sistemas analógicos en que la degradación es suave según se muestra en la figura 4.9.

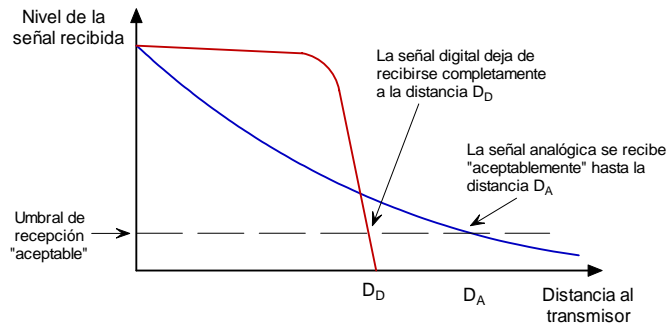


Fig. 4.9. Cobertura en sistemas analógicos y digitales.

Para reducir este problema y conseguir una cobertura similar a la de los sistemas analógicos, en los sistemas de transmisión digital se pueden utilizar esquemas de modulación jerárquica o de *multirresolución*, en que dos flujos distintos de datos modulan a un flujo único DVB. Uno de los flujos de datos se designa como de *alta prioridad* y va embutido en otro flujo designado como de *baja prioridad*. Los datos de alta prioridad se destinan a las zonas más alejadas del transmisor en que la relación señal a ruido es menor, en tanto que los de baja prioridad están destinados a las zonas más cercanas al transmisor en que la relación señal a ruido es mayor. El flujo de alta prioridad está modulado con pocos elementos en la constelación, por ejemplo QPSK, en tanto que el esquema de modulación para la señal de baja prioridad puede ser, por ejemplo, 64QAM. Evidentemente, el flujo de baja prioridad es menos robusto que el otro.

En términos simples, la recepción de mayor calidad se tiene cuando se puede decodificar bien el flujo de baja prioridad, en tanto que en áreas lejanas, de recepción más pobre, o en el caso de receptores móviles o portátiles, el receptor sólo puede resolver los datos de mayor prioridad. Esto se ilustra en la figura 4.10.

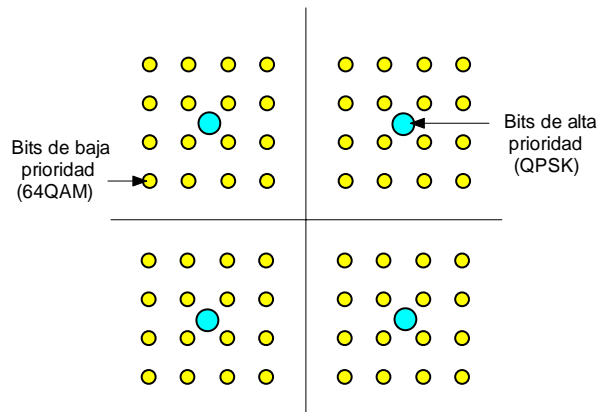


Fig. 4.11. Modulación jerárquica.

En la figura se tienen dos constelaciones, una de baja prioridad y mayor resolución, 64QAM y, embutida en ésta, una constelación de alta prioridad, QPSK o 4QAM. Cuando las condiciones de recepción son buenas, ambos flujos están presentes en el receptor y éste trabaja con el de menor prioridad, pero mayor resolución. Si la relación señal a ruido disminuye, las condiciones de recepción se deterioran y la tasa de errores en la constelación 64QAM aumenta imposibilitando la recepción satisfactoria. En esa situación, el receptor se "queda" con la constelación QAM, más robusta, pero manteniendo la recepción en condiciones aceptables.

En la figura 4.12 se muestra el diagrama de bloques de un sistema de modulación jerárquica como el empleado en el sistema DVB-T⁹.

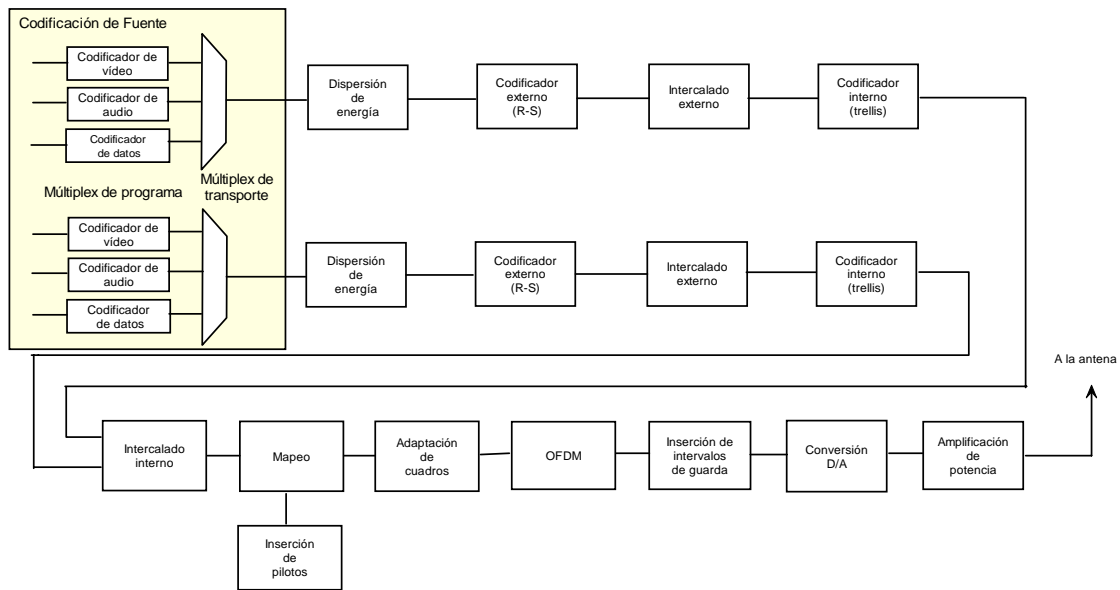


Fig. 4.12. Diagrama de bloques del sistema DVB-T con modulación jerárquica.

En la modulación jerárquica, los estados posibles se interpretan de manera diferente que en modulación no jerárquica. La ubicación de un estado dentro del cuadrante correspondiente se considera como información especial en el sistema jerárquico. La otra información especial es el número del cuadrante. De esta manera pueden conseguirse dos flujos binarios independientes para su transmisión. Formalmente, se está tratando con un esquema de modulación 64QAM que, en la interpretación jerárquica se ve como una combinación de dos modulaciones, una 16QAM y otra QPSK, a la que se designa como “QPSK en 64QAM”. La tasa conjunta de los dos caudales parciales es la misma que la de un caudal 64QAM.

En la modulación jerárquica, además de tenerse dos caudales independientes de datos, el caudal con menor flujo es menos susceptible al ruido que en un sistema no jerárquico. Al mismo tiempo, el caudal de mayor tasa binaria no es apreciablemente menos robusto que un caudal equivalente en un sistema no jerárquico.

⁹ Schertz, A. and Weck, C. “Hierarchical Modulation: The Transmisión of two independent DVB-T Multiplex on a Single Frequency”. EBU. Technical Review. April 2003.