



1. INTRODUCCIÓN

En la transmisión de datos digitales sobre medios dispersivos, la interferencia intersimbólica (ISI) inducida por el canal es el factor que más limita el funcionamiento. Para mitigar tal efecto es frecuente ayudarse de la transmisión de bloques de información de igual tamaño [7].

Ejemplos de sistemas de comunicación basados en transmisión por bloques incluyen importantes sistemas multiportadora (MC) tales como multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM) [1], [6], que ha sido seleccionada como el esquema estándar de modulación para la difusión digital terrestre de audio y video en Europa; como también la modulación multitono discreto (DMT) [3],[15] que ha sido adoptada para sistemas HDSL(High-bit-rate Digital Subscriber Line) y ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line).

Recientemente, algunas clases de esquemas de transmisión lineal por bloques de banda ancha, entre los que se encuentran DMT y OFDM como casos especiales, han sido estudiados en detalle en [18], [19] y [21]. El transmisor lineal basado en bloques que maximiza la tasa de información ha sido derivado en [18].

Sin embargo, para obtener el rendimiento predicho en este tipo de diseño, necesitamos emplear sofisticadas estructuras de codificación y decodificación, que pueden provocar una inaceptable complejidad en los receptores o retrasos en la comunicación. El diseño de transmisores y receptores lineales basados en bloques de datos ha sido estudiado en [19].

En particular, los transmisores que minimizan el error cuadrático medio (MSE) de los símbolos ecualizados han sido derivados tanto para ecualizadores del tipo cero-forzado (ZF) como del tipo mínimo error cuadrático medio (MMSE), bajo la suposición de que la característica del canal es conocida. Para el caso de ecualización ZF esta idea ha sido extendida a escenarios en los que solo los estadísticos de segundo orden del canal son conocidos [12].

Aunque el diseño de transmisores basados en el criterio del mínimo error cuadrático medio es matemáticamente viable y da lugar a realizaciones simples del precodificador óptimo, e incluso el funcionamiento de dichos transmisores es razonablemente bueno en la práctica, el criterio MMSE no garantiza la mínima tasa de error de bit (MBER).

En este proyecto se aborda el diseño de un precodificador lineal que consiga alcanzar la mínima BER para un sistema de transmisión por bloques con receptor lineal que emplea ecualización ZF o MMSE y detección por umbral.



Se examinará la función de probabilidad de error de bit y se observará que es convexa, empleando apropiados parámetros de diseño, para moderadas y altas relaciones señal ruido (SNR's). Explotando dicha convexidad, se obtendrá una expresión cerrada para el precodificador MBER.

También se incluye un simple método que determina si la SNR es suficientemente elevada para que el diseño sea óptimo, junto a un esquema natural para eliminar los subcanales con baja ganancia y asegurar que la SNR sobre los restantes canales es suficientemente alta.

Los estudios de las simulaciones realizadas demuestran que la mejora del rendimiento aportada por el precodificador MBER puede ser sustancial, en concreto de varios decibelios de ganancia en SNR para obtener una misma BER.

Este proyecto está estructurado en 6 capítulos.

En el capítulo 2 se describen los conceptos básicos de la multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM), la historia de esta modulación, el modelo de un sistema de transmisión por bloques que emplea OFDM, así como sus ventajas e inconvenientes. Por último se relacionan sus aplicaciones en la actualidad.

En el capítulo 3 se provee un diseño de precodificador que minimiza la tasa de error de bit (BER) en sistemas de transmisión por bloques con ecualización cero forzada (ZF) y detección por umbral, para relaciones señal ruido de moderadas a elevadas. En la segunda parte de este capítulo se obtienen los resultados de las simulaciones en MATLAB de dicho sistema sobre canales de distinta naturaleza en lo que a respuesta frecuencial se refiere en comparación con otros precodificadores clásicos de sistemas de transmisión por bloques. Análogamente en el capítulo 4 se determina la solución que minimiza la BER en sistemas como el descrito anteriormente pero en el que se emplea ecualización basada en la minimización del error cuadrático medio (MMSE); posteriormente, en su segunda sección, se exponen los resultados de la BER arrojados por las simulaciones realizadas sobre diferentes canales con perfiles distintos en retraso, en comparación con otros precodificadores ya existentes en la actualidad.

En el capítulo 5 se aborda el análisis comparativo tanto teórico como a nivel de simulaciones de los precodificadores para mínima BER con ecualización ZF y MMSE diseñados en los capítulos 3 y 4 respectivamente.

Finalmente, en el capítulo 6 se exponen las conclusiones y líneas futuras de investigación que se proponen como continuación de este proyecto.



2. INTRODUCCIÓN A OFDM

2.1. INTRODUCCION HISTÓRICA

La modulación multiportadora (MCM, Multi-Carrier Modulation) es una técnica cuyo principio de funcionamiento se basa en la división del flujo de datos total en varios flujos paralelos cada uno de los cuales es modulado usando una portadora distinta y presentando una tasa de bit mucho menor que la tasa original.

La tecnología MCM fue usada por vez primera en aplicaciones militares como enlaces de radio en la banda HF a finales de la década de los 50.

OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) constituye una especial forma de MCM y sus principios básicos fueron expuestos en varias publicaciones durante los años 60, aunque la idea no fue patentada hasta el año 1970 en los Estados Unidos. Estas técnicas no pudieron realizarse eficientemente debido a que la tecnología de los dispositivos semiconductores no era la adecuada en aquella época. Actualmente los sistemas de transmisión OFDM que trabajan con elevadas velocidades de datos son técnicamente factibles y pueden añadir ventajas a los canales radio selectivos en frecuencia.

En un sistema FDM clásico las señales de banda estrecha eran generadas independientemente. A cada una se les asignaba distintas bandas de frecuencia y eran transmitidas en paralelo. En recepción se separaba cada señal de sus vecinas en frecuencia mediante filtros.

La novedad que introduce la OFDM es la generación conjunta de las distintas señales mediante el uso de la transformada rápida de Fourier (FFT) solapándose sus espectros. Como resultado, la construcción de la señal se simplifica y se mejora la eficiencia en ancho de banda del sistema. En el extremo receptor se abandona el uso de abruptos filtros que separen el espectro de cada una de las subportadoras, como ocurre en los sistemas FDM, pues ahora los espectros se superponen.

Uno de los pioneros en la investigación de esta técnica fue Chang en cuyo artículo publicado en 1966 llamado "Síntesis de señales limitadas en banda para transmisiones multicanal" sugiere el empleo de varias portadoras solapadas en el dominio de la frecuencia. Desde ese año los sistemas FDM con solapamiento de espectro fueron propuestos en muchas publicaciones.

La mayor contribución a OFDM fue la realizada en 1971 por Weistein y Ebert que propusieron la realización de un sistema FDM mediante el uso de la transformada discreta de Fourier (DFT) lo cual implica una reducción significativa en



la complejidad de la implementación del sistema. El esquema completo propuesto por estos autores para un sistema OFDM, incluía la generación de señales con una FFT y la adición de un periodo de guarda para el caso de canales multicamino.

Saltzberg en 1967 en su artículo “Funcionamiento de un sistema de transmisión de datos paralelo eficiente” publicó los resultados de su investigación sobre la modulación O-QAM aplicada a un sistema multiportadora. Estos resultados fueron recogidos a principios de los años 80 por Peled y Hirosaki para completarlos añadiendo la implementación basada en DFT al esquema propuesto por Saltzberg.

Hirosaki en 1980 sugirió un algoritmo de ecualización con el objetivo de suprimir la interferencia entre símbolos y entre canales causados por la respuesta impulsiva del canal o por errores en el tiempo o en la frecuencia.

Otro importante adelanto fue llevado a cabo por Peled y Ruiz en 1980 quienes introdujeron el uso del prefijo cíclico resolviendo así el problema de la ortogonalidad. En vez de usar un espacio de guarda vacío, lo rellenaron con una extensión cíclica del símbolo OFDM.

En 1989 Kalet propuso el reparto de bits en las subportadoras que estuvieran cerca del centro de la banda de transmisión pues están menos atenuadas que aquellas que están cercanas a los bordes de la banda de transmisión. Los estudios de Kalet estaban enmarcados dentro de la investigación de los canales variables en el tiempo. Así pues, la investigación de la transmisión adaptativa data también de esa fecha.

En la década de los 90 las contribuciones individuales en la investigación de las técnicas OFDM son demasiado numerosas como para mencionarlas todas. No obstante, cabe destacar la impresionante colección de trabajos realizada por Fazel y Fettweis y que se publicaron en 1997.

2.2. MODULACIÓN MULTIPORTADORA

Cuando consideramos una transmisión digital a través canales no ideales observamos que estos canales causan interferencia entre símbolos cuando el inverso de la tasa de transmisión del sistema es mucho menor que la dispersión temporal (duración de la respuesta impulsiva) del canal no ideal. En tal caso se emplea un ecualizador para compensar la distorsión del canal. Si el canal es paso de banda con un ancho especificado, la señal de información debe ser generada en banda base y ser trasladada a la frecuencia del canal. Por lo tanto, la señal de información se transmite con una única portadora. También se puede observar que la interferencia entre símbolos normalmente produce una degradación en el rendimiento del sistema, incluso en el caso donde se usa un detector óptimo para recuperar los símbolos de información en el receptor.

Una propuesta alternativa para el diseño de un sistema de comunicación paso-banda eficiente en presencia de distorsión del canal es la división del ancho de banda del canal disponible en un número de subcanales con igual ancho de banda, donde el ancho de banda de cada subcanal sea lo suficientemente estrecho para que la respuesta impulsiva de cada subcanal sea aproximadamente ideal. Por lo tanto, creamos $K = W / \Delta f$ subcanales, donde símbolos diferentes de información pueden ser transmitidos simultáneamente en los K subcanales. Como consecuencia los datos son transmitidos mediante multiplexación por división en frecuencia (FDM).

Con cada subcanal asociamos una portadora

$$x_k(n) = e^{j2\pi kn / N} \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (2.1)$$

donde $f_k = k/N$ es la frecuencia central en el subcanal k . Si se elige la tasa de símbolo $1/N$ de cada subcanal que sea igual a la separación Δf entre subportadoras adyacentes, las subportadoras son ortogonales en el intervalo de símbolo N , independientemente de la relación relativa de fase entre subportadoras, es decir,

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{j(2\pi kn / N + \phi_k)} e^{-j(2\pi in / N + \phi_i)} = 0 \quad (2.2)$$

donde $f_k - f_i = m/N$, $m = 1, 2, \dots$, independientemente de los valores de las fases ϕ_k y ϕ_i . En este caso, tenemos un sistema con multiplexación por división en frecuencias ortogonales (OFDM).

La modulación OFDM tiene como fin fundamental adecuar los datos que se quieren transmitir a las características del canal empleado. Esta modulación es un sistema de transmisión en paralelo, es decir, varios datos son transmitidos en el mismo instante de tiempo por múltiples portadoras, portadoras que se eligen de forma que sean ortogonales entre sí de la forma mencionada anteriormente.

La ortogonalidad de las portadoras puede ser mantenida siempre y cuando el canal no introduzca interferencia entre símbolos (ISI). En la práctica los canales siempre introducen ISI, se explicará más adelante de forma detallada los métodos para prevenirla en esta modulación.

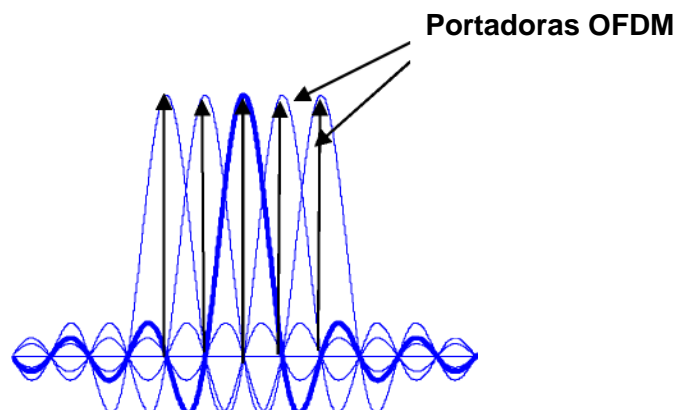




Figura 2.1: Los espectros de las portadoras moduladas con señales pulsantes con longitud del pulso N tienen una envolvente del tipo senc / x y sus ceros se encuentran a una distancia $1/N$.

Mientras mantengamos la ortogonalidad entre las subportadoras, OFDM nos permite transmitir un número diferente de bits/símbolo en cada subportadora. Por esto, subportadoras que logran una SNR mayor debido a que sufren una atenuación menor, pueden ser moduladas para soportar más bits/símbolo que subcanales que obtienen menores SNR. Por ejemplo, podemos usar QAM con constelaciones de diferentes tamaños en un sistema OFDM.

El modulador y demodulador de un sistema OFDM pueden ser implementados mediante el uso de un banco paralelo de filtros basado en la transformada de Fourier discreta (DFT). Cuando el número de subcanales es grande, digamos $K > 25$, el modulador y demodulador en un sistema OFDM son implementados de forma eficiente mediante el uso del algoritmo de la transformada de Fourier rápida (FFT) para el cómputo de la DFT.

El concepto de lo que se realiza fundamentalmente en esta modulación se puede entender de la siguiente forma: tenemos una secuencia de símbolos que queremos transmitir, estos símbolos se ven como puntos en frecuencia de una señal que forman lo que se llama una constelación de puntos. Se agrupan de N en N (a cada grupo de N símbolos se les llama supersímbolo) y se hace una FFT inversa. El número de portadoras que vamos a tener se corresponde con el número de puntos que van a ser procesados en el algoritmo de la IFFT. En recepción bastará aplicar la transformada directa de Fourier a las muestras recibidas para recuperar la secuencia de datos transmitida.

2.3. MODELO DEL SISTEMA

Abordaremos el modelado genérico de los sistemas OFDM de manera discreta en el tiempo, y suponiendo todas las señales en banda base, evitando así una elevada carga computacional de las simulaciones. Ello nos dará una visión más aproximada de la implementación digital que dichos sistemas soportan en la actualidad.

El diagrama de bloques básico del sistema OFDM se ilustra a continuación en la **Figura 2.2**. Dada la simetría del receptor y transmisor nos centraremos en describir los elementos de procesamiento de este último; en el receptor los bloques efectuarán las mismas operaciones pero a la inversa.

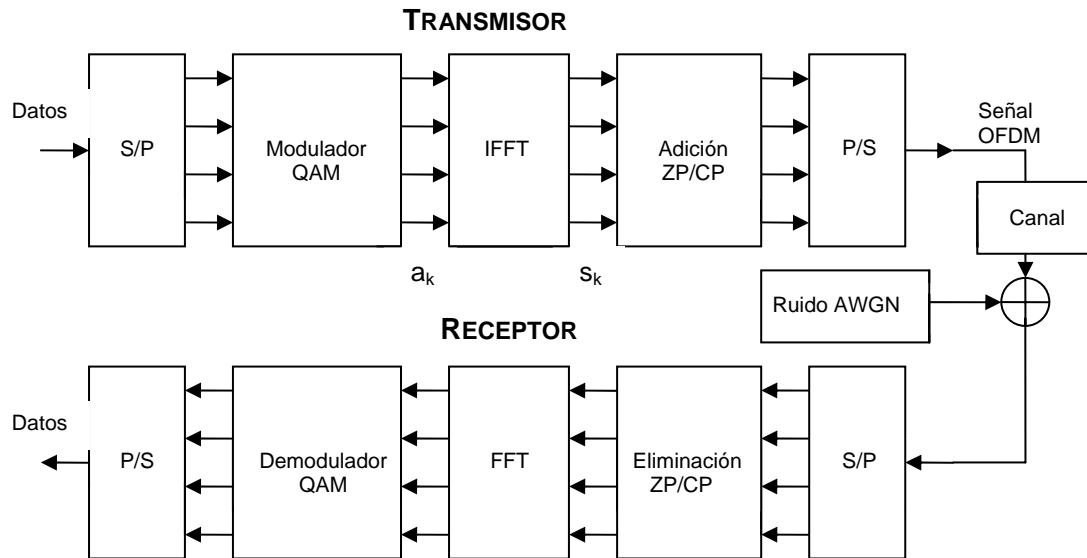


Figura 2.2: Modelo discreto de bloques de un sistema OFDM que emplea modulación QAM.

El anterior sistema permite la transmisión en paralelo de un conjunto de N símbolos M -arios, habiéndose formado previamente dichos símbolos a partir del flujo binario de datos generado en una fuente aleatoria.

2.3.1. CONVERSOR SERIE-PARALELO

Este bloque tratará de agrupar la cadena de bits en serie que proviene de una fuente aleatoria en conjuntos de N bits o símbolos en paralelo que serán la unidad del trabajo del siguiente bloque, el modulador QAM.

2.3.2. MODULADOR QAM

Mapea el flujo binario convertido de serie a paralelo por el bloque anterior, con lo que se obtiene un bloque de N números complejos a_k correspondientes con el espacio de señal de una cierta constelación.

Las constelaciones recogidas en el estándar son las siguientes: QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Todas estas constelaciones tienen en común que la asignación binaria de los elementos se realiza según código Gray, que establece que los puntos de la constelación adyacentes difieren en un solo bit a efectos de minimizar la probabilidad de error, ya que si la relación señal a ruido es suficientemente alta es mucho más probable que un símbolo sea confundido con un símbolo vecino que con otros que disten mucho del símbolo inicialmente transmitido.



Podemos ver el modulador multiportadora como un generador de K subcanales QAM independientes.

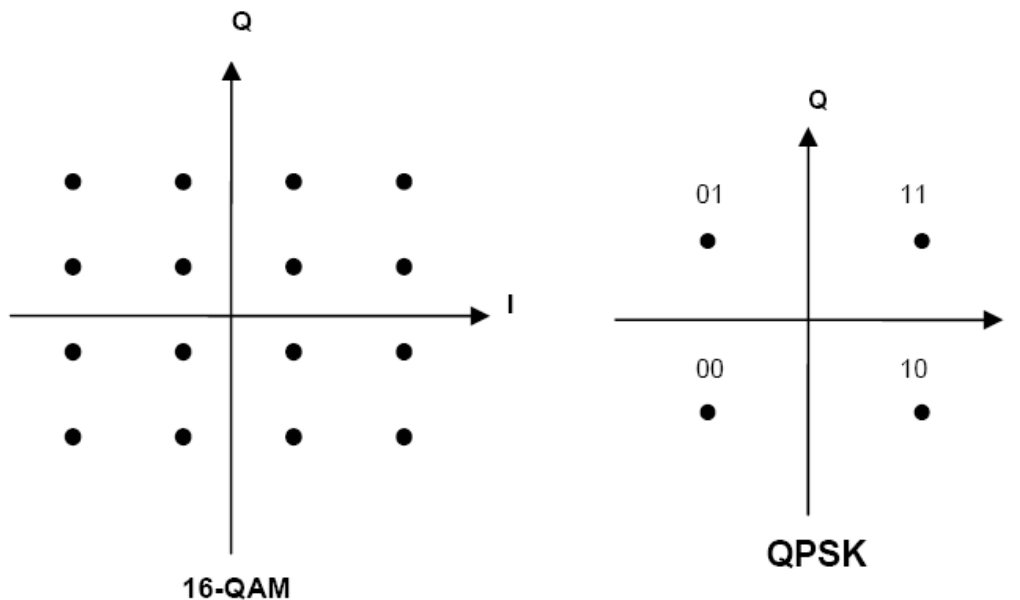


Figura 2.3: Constelaciones de las modulaciones 16-QAM y QPSK

2.3.3. IFFT

Este bloque es especialmente importante, y ha sido objeto de estudio durante mucho tiempo. Su función será modular los símbolos que provienen del espacio de señal de la constelación, sobre N subportadoras mediante la aplicación de la Transformada Inversa de Fourier (IDFT), generándose así otro bloque de valores complejos s_k .

Para lograr una señal OFDM con éxito la relación entre las portadoras debe ser escogida adecuadamente para garantizar la ortogonalidad entre ellas. En la mayoría de las aplicaciones esta transformada se lleva a cabo usando el algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT), ya que este algoritmo consigue esta transformación de forma muy eficiente y proporciona una forma simple de asegurar que las subportadoras producidas son ortogonales.

2.3.4. INSERCIÓN DEL INTERVALO DE GUARDA ZP Ó CP

Este es el último bloque del transmisor (antes de volver a serializar las muestras) y trata de combatir el multitrayecto, ya que ésta es una característica habitual en el tipo de canal para el que está destinada esta modulación

Una de las propiedades más importantes de las transmisiones OFDM es su robustez frente a escenarios con retardo multitrayecto para ello se vale de un periodo de símbolo grande que minimice la interferencia entre bloque o IBI.

Para la consecución de este objetivo, la modulación emplea una técnica que consiste en habilitar un cierto intervalo que se añade al necesario para la transmisión de un supersímbolo. Con esto se evita que unos bloques se vean afectados por otros (interferencia interbloque), aunque un bloque siempre puede ser afectado por una versión retardada de sí mismo (interferencia intrabloque).

Este bloque lleva a cabo la inserción del intervalo de guarda mediante una extensión cíclica (Cyclic Prefix) o relleno de ceros (Zero Padded) del bloque de símbolos generado por la IFFT.

La extensión cíclica (CP) no es más que la copia de un determinado número de las últimas muestras del bloque de salida de la IFFT, y la colocación al principio a modo de prefijo, como se muestra en la **Figura 2.4**.

En el caso de la extensión mediante rellenos de ceros, se añaden a modo de sufijo, muestras nulas al final del bloque generado a la salida de la IFFT.

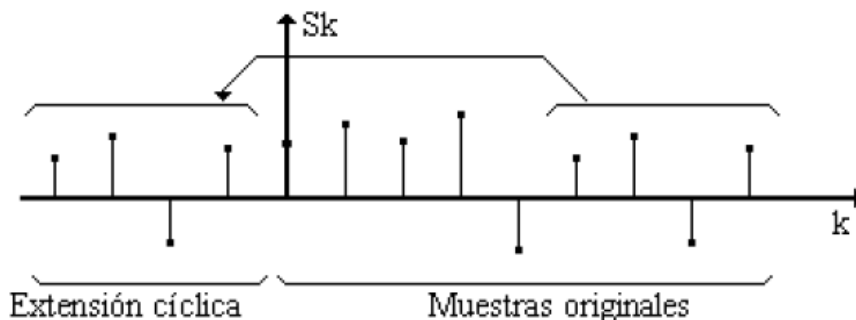


Figura 2.4: Adición del prefijo cíclico

2.3.5. ESTIMACIÓN DEL CANAL Y ECUALIZACIÓN

El bloque generado tras la inserción del intervalo de guarda es transmitido sobre el canal y posteriormente en el receptor la extensión del intervalo de guarda es



extraída y la secuencia resultante se demodula mediante la aplicación de un bloque FFT y posteriormente un demodulador QAM. Este proceso de ecualización puede requerir el conocimiento del canal dependiendo de la modulación que se use. Existen diversas técnicas de ecualización, entre ellas las que emplearemos en este proyecto: cero forzado (ZF) y mínimo error cuadrático medio (MMSE).

Las técnicas de modulación pueden clasificarse en coherentes o diferenciales. Cuando se usa modulación diferencial no se necesita la estimación de canal, ya que la información está codificada en la diferencia entre dos símbolos consecutivos. Esta es una técnica común en sistemas inalámbricos, en los que si no se necesita implementar el estimador de canal se reduce la complejidad del receptor. La modulación diferencial se usa por ejemplo en el estándar europeo para DAB (Digital Audio Broadcasting).

Los inconvenientes de la modulación diferencial son una pérdida de 3-4 dB en la SNR, y la imposibilidad de aumentar la eficiencia espectral con constelaciones multiamplitud. Una interesante alternativa a la modulación coherente es la modulación DAPSK (Diferencial Amplitude PSK), donde la eficiencia espectral es mayor que en DPSK, y es alcanzada con una codificación diferencial también de la amplitud. Esto requiere una distribución de amplitud no uniforme.

Por otro lado, la modulación coherente permite usar constelaciones de señal arbitrarias y es una elección obvia en los sistemas cableados, donde el canal apenas cambia con el tiempo. En sistemas inalámbricos la eficiencia de la modulación coherente la hace interesante cuando la tasa binaria a transmitir es alta, como ocurre en los estándares europeos DVB (Digital Video Broadcasting) e HIPERLAN/2.

Dichos esquemas de modulación coherente presentan el problema de la necesidad de ecualización, lo cual hace necesario el desarrollo de algoritmos de estimación de canal de los que existe una amplia gama.

2.4. MODELO ANALÍTICO

El modelo analítico del sistema de transmisión OFDM viene dado por las ecuaciones que expresan la funcionalidad de los distintos bloques que lo integran. Dada la simetría del mismo nos centraremos en el procesado de la señal en transmisión así como el efecto que sobre la misma realiza el canal.

Los valores complejos a_k provenientes de la constelación de símbolos M-arios, alimentan al bloque IDFT generando el bloque de símbolos s_k , el cual es serializado previa inserción del intervalo de guarda y transmitido:

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi kn/N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.3)$$



Supongamos un canal discreto dispersivo de la forma:

$$h(n) = \sum h(i)\delta(n-i) \quad (2.4)$$

Dicho canal debe tener una longitud inferior a la del CP o ZP, siendo ésta una condición esencial a la hora de preservar la ortogonalidad de las subportadoras.

El efecto del canal sobre $s(n)$ nos da la siguiente señal en recepción:

$$r(n) = \sum h(i)s(n-i) \quad (2.5.a)$$

$$r(n) = \frac{1}{N} \sum h(i) \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi k(n-i)/N} \right] \quad (2.5.b)$$

$$r(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sum h(i) a_k e^{-j2\pi ki/N} \right] e^{j2\pi kn/N} \quad (2.5.c)$$

donde definimos:

$$Z_k = \sum h(i) a_k e^{-j2\pi ki/N} = a_k \sum h(i) e^{-j2\pi ki/N} = a_k H_k \quad (2.6)$$

como las señales de entrada al bloque DFT. Luego a la salida de dicho bloque, observamos que el efecto del canal sobre los símbolos transmitidos ha sido un escalado, lo que facilita enormemente la ecualización.

2.4.1. ECUALIZACIÓN

Partamos del modelo discreto de sistema OFDM representado en la **Figura 2.2**, donde en adelante llamaremos X_m a cada uno de los N símbolos que serán modulados mediante la IFFT. Las muestras de la señal OFDM resultante se pueden expresar como:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m e^{j2\pi mn/N} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.7)$$

donde x_n representa la n -ésima muestra de salida del bloque IFFT.

Consideremos el canal discreto constituido por L muestras, la señal recibida se puede expresar como



$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} x_{n-l} + w_n = h_{n,0} x_n + h_{n,1} x_{n-1} + \dots + h_{n,L-1} x_{n-L+1} + w_n \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.8)$$

donde $h_{n,l}$ representa la l -ésima muestra compleja de la respuesta impulsiva del canal y w_n es el ruido AWGN en el instante temporal n .

Por simplicidad se ha obviado en las ecuaciones la extensión cíclica o relleno de ceros correspondiente a las N muestras del símbolo OFDM. La señal demodulada en el dominio frecuencial se obtiene mediante la DFT de y_n como:

$$Y_m = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_k H_l^{m-k} e^{-j2\pi kl/N} + W_m \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (2.9)$$

donde W_m denota la DFT de w_n y H_l^{m-k} representa la DFT de la respuesta impulsiva del canal como:

$$H_l^{m-k} = \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l} e^{-j2\pi n(m-k)/N} \quad (2.10)$$

Si expresamos el anterior desarrollo de manera matricial obtendremos una expresión muy compacta del tipo:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (2.11)$$

donde cada uno de los elementos de la matriz \mathbf{H} puede ser reescrito como:

$$a_{m,k} = H_0^{m-k} + H_1^{m-k} e^{-j2\pi k/N} + \dots + H_{L-1}^{m-k} e^{-j2\pi k(L-1)/N} \quad 0 \leq m, k \leq N-1 \quad (2.12)$$

Dada la anterior expresión matricial el problema de la ecualización se centra en estimar la matriz \mathbf{H} y calcular su inversa, lo cual requiere algoritmos encaminados hacia la reducción de la carga computacional que las operaciones matriciales requieren

2.5. VENTAJAS

Las comunicaciones a alta tasa binaria no sólo vienen limitadas por el ruido. A menudo es más importante la interferencia entre símbolos (ISI) debido a la memoria que caracteriza a los canales dispersivos. Esta memoria de canal es causada por la respuesta impulsiva del canal dispersivo como consecuencia de las diferentes longitudes entre los caminos de propagación que conectan transmisor y receptor. Esta propagación multicamino provoca el solapamiento de los símbolos en el receptor lo que conduce a la degradación de la tasa de error.



Como norma general, los efectos del ISI son despreciables en tanto que la longitud del retraso sea significativamente más corta que la duración del símbolo transmitido. Esto implica que la tasa de transmisión de símbolo en los sistemas de comunicaciones está limitada prácticamente por la memoria del canal.

Si la tasa de transmisión excede ese límite, se deben implementar mecanismos para combatir los efectos de la ISI, por ejemplo técnicas de ecualización que supriman los ecos causados por el canal.

Las técnicas de modulación OFDM se presentan como una alternativa que aborda el problema de la transmisión de datos sobre un canal multicamino. Para intentar cancelar los efectos de los ecos del canal, los módems OFDM emplean un conjunto de subportadoras para transmitir símbolos en paralelo sobre el canal. Por tanto, se puede entender el canal como un conjunto de subcanales sobre cada uno de los cuales se transmite una subportadora.

Como la salida de datos del sistema es la suma de todas las salidas en paralelo, la velocidad de datos por subcanal, correspondiente a una sola subportadora, es sólo una fracción de la velocidad de datos de una sola portadora convencional que tuviera la misma salida.

Esta es, por tanto, la primera ventaja de OFDM, la posibilidad de diseñar un sistema que soporte velocidades altas de datos mientras mantengamos las duraciones de los símbolos mucho mayores que la memoria del canal.

Otra importante motivación en el uso de OFDM es la reducción de la complejidad computacional asociada con una elevada velocidad de transmisión de datos sobre canales de radio selectivos en la frecuencia, debido al uso de la FFT y la IFFT. Además, si se usan técnicas de modulación diferencial y demodulación no coherente en lugar de modulación no diferencial y demodulación coherente, la complejidad computacional se reduce mucho más.

Implícitamente se ha comentado ya otra ventaja de estas técnicas, y es el uso eficiente del espectro, ya que el canal se divide en subcanales de banda estrecha, lo cual favorece la robustez del sistema ante caídas selectivas en frecuencia. Si ocurriese un desvanecimiento a una cierta frecuencia, se perderían los datos correspondientes a esa frecuencia (a no ser que se use algún tipo de sistema OFDM adaptativo), pero siempre quedarían los datos que transportan las portadoras que viajan por los subcanales de banda estrecha que no se han visto afectados por el desvanecimiento.

Veamos ahora las ventajas que supone la utilización de un prefijo cíclico. Su uso está relacionado con la memoria del canal, es decir con la respuesta impulsiva del canal (CIR).

Normalmente se supone que tras hacer la IFFT en el proceso de modulación, N muestras en el dominio de la frecuencia producen N muestras en el dominio del



tiempo. Ambas señales se supone que están repetidas periódicamente hasta el infinito en el dominio del tiempo y en la frecuencia respectivamente.

En la práctica, sin embargo, basta con repetir la señal periódicamente en el tiempo mientras dure la memoria del canal, es decir, una duración similar a la longitud de la CIR. Una vez que esta respuesta transitoria del canal ha transcurrido, su salida está compuesta por una respuesta fija formada por el símbolo OFDM en el dominio del tiempo.

Para asegurar que el símbolo OFDM no es demodulado durante la duración de la CIR, cada símbolo OFDM en el tiempo se completa con una extensión cíclica llamado prefijo cíclico (PC) con el objetivo de vencer a la ISI debida a la memoria del canal.

Finalmente, merece la pena comentar que la ecualización en un sistema multiportadora es mucho más sencillo que en un sistema de portadora única. Esto es debido a la utilización de banda estrecha en los sistemas MCM. En un sistema de portadora única se ocupa un ancho de banda relativamente grande y esto hace que para calcular las variaciones del canal de un instante de tiempo a otro tengamos en cuenta muchos puntos en el dominio de la frecuencia, pues en cada uno de éstos el comportamiento del canal habrá variado de manera diferente. Sin embargo, en un sistema multiportadora la ecualización puede llegar a reducirse, debido al poco ancho de banda requerido por cada subcanal, a un producto del canal en el instante anterior por un número complejo que represente la variación introducida por el medio tanto en módulo como en fase.

En resumen, las principales ventajas de la modulación OFDM son las siguientes:

- Realizan un uso eficiente del espectro.
- Sistema más robusto ante caídas selectivas en frecuencia debido al uso de subcanales de banda estrecha.
- El uso del prefijo cíclico elimina los efectos perjudiciales del ISI y del ICI.
- Sistema computacionalmente eficiente debido al uso de la FFT.
- No resulta necesario hacer estimación de canal si se usa alguna técnica de modulación diferencial.
- La ecualización es más sencilla que en los sistemas de portadora única.

2.6. INCONVENIENTES

La utilización de OFDM puede aliviar el problema de la propagación multicamino en las transmisiones de datos (especialmente cuando se trata de comunicaciones móviles). No obstante, a pesar de esta ventajosa característica, OFDM no está exenta de inconvenientes debido a la dificultad en su implementación.



Las investigaciones más recientes sobre esta técnica tratan de reducir el impacto de las dificultades que se encuentran en la puesta en marcha de estos sistemas multiportadora, como son:

- La elevada relación potencia de pico a potencia media.
- La sincronización en frecuencia.
- La sincronización temporal o de símbolo.

2.6.1. RELACIÓN POTENCIA MEDIA-POTENCIA DE PICO

Una señal OFDM, al ser la superposición de un gran número de señales, puede presentar un elevado pico de potencia con respecto al nivel de potencia medio, además de fluctuar enormemente entre un fasor y otro de la señal.

Este efecto puede desembocar en la llamada distorsión armónica fuera de banda a menos que el amplificador de potencia del transmisor presente una gran linealidad a lo largo de todo el rango dinámico de la señal (que normalmente no ocurre porque presentan un rango en amplitud finito). Por tanto, para prevenir los picos de potencia que causan la distorsión, el amplificador no debe ser llevado a la saturación.

Las soluciones que se han sugerido para mitigar los efectos del problema de la distorsión consisten en, o bien reducir la relación potencia media - potencia de pico o bien mejorar la etapa amplificadora del receptor.

Han sido muchos los investigadores que han trabajado sobre la primera posibilidad, proponiendo técnicas de codificación que minimicen la potencia de pico de la señal (Shepherd, Jones, Wulich). Otros proponen algoritmos de procesado en el dominio del tiempo previos a la amplificación (Müller, Pauli).

La amplificación en el receptor se puede mejorar mediante el uso de dos ramas amplificadoras o mediante la OFDM racimada, ideada por Daneshrad. El funcionamiento de esta última técnica consiste en operar con un conjunto de procesadores FFT en paralelo. La OFDM racimada permite a un número de usuarios compartir un ancho de banda dado, respaldado por una potencia de pico idéntico al de un solo usuario. El ancho de banda asociado a cada usuario particular está formado por un número de subportadoras separadas unas de otras lo suficiente como para proveer diversidad en frecuencia.

2.6.2. SINCRONIZACIÓN

La sincronización, tanto en tiempo como en frecuencia, entre el transmisor y el receptor es de crucial importancia en el buen funcionamiento de un sistema OFDM. De



hecho, la bondad en la exactitud del subsistema sincronizador influye claramente sobre el buen funcionamiento del sistema completo.

Han sido muchas las técnicas que se han investigado y propuesto para la estimación y corrección del offset frecuencial y temporal. Algoritmos de adquisición de frecuencias, dependientes de tonos incluidos en el interior de un símbolo OFDM, fueron los primeros que se pensaron para la estimación del offset de portadora.

La misma filosofía se utilizaba con el objetivo de corregir el offset temporal (sincronización de símbolo), donde se hacía uso de símbolos pilotos conocidos de antemano. En la actualidad se tiende a aprovechar las características del prefijo cíclico para la estimación del offset temporal.

2.6.2.1. Errores frecuenciales y sincronización frecuencial

Los errores en la frecuencia de la portadora dan como resultado un cambio en el espectro de la señal recibida. Los efectos negativos son diversos. Se pierde la ortogonalidad entre las subportadoras, lo que lleva aparejado la aparición de interferencia entre canales (ICI) y la atenuación de la componente útil de la señal (pues al perder la ortogonalidad, el muestreo no se produce en el punto óptimo, donde los senos alcanzan su máximo). En la constelación de señales estos efectos se aprecian en la rotación que sufre la señal respecto a la posición que debería ocupar si no existiese offset frecuencial.

Si el error frecuencial es un entero N múltiplo del espaciado entre portadoras Δf , entonces, las subportadoras en recepción están desplazadas en frecuencia una cantidad Δf . En este caso, las subportadoras siguen siendo mutuamente ortogonales, pero los símbolos recibidos, tras ser demodulados, resultan estar en una posición errónea, resultando una BER de 0.5.

Si el error de frecuencia portadora no es un entero múltiplo del espaciado entre portadoras, la energía se desborda entre las subportadoras dando como resultado una pérdida en la ortogonalidad mutua. Dicho de otro modo, en este caso se observa interferencia entre las subportadoras, lo cual deteriora la BER del sistema.

A veces en la literatura se suele encontrar una subclasificación del problema de desajuste en la frecuencia, distinguiendo entre:

- Sincronización de frecuencia de muestreo.
- Sincronización de frecuencia de subportadora.

Los efectos que provoca la falta de sincronización de ambos tipos son los mismos: pérdida de ortogonalidad entre las subportadoras e ICI; pero la fuente que provoca el offset es distinta en cada caso.



(A) Sincronización de frecuencia de muestreo

Esta hace referencia a la recuperación del sistema en el caso de que la señal continua recibida no sea muestreada en instantes de tiempo dados por el reloj del receptor, sino que éste presente cierto offset respecto al valor que teóricamente debería tener.

Existen dos tipos de métodos que intentan corregir este problema:

- Métodos de muestreo sincronizado.
- Métodos de muestreo no sincronizado.

En sistemas de muestreo sincronizado un algoritmo de temporización controla un oscilador de cristal controlado por tensión con objeto de alinear los relojes de transmisor y receptor. El otro método es el de muestreo no sincronizado, en el cual la tasa de muestreo permanece fija y se realiza un pos-procesado en el dominio digital.

Los sistemas de muestreo no sincronizado son mucho más sensibles al offset de reloj que los de muestreo sincronizado.

(B) Sincronización de frecuencia de subportadora

Los problemas en este tipo de sincronización se deben a la no coincidencia entre los osciladores de transmisor y receptor, al desplazamiento Doppler o a desfases introducidos por canales no lineales.

En este apartado podríamos distinguir como se ha hecho antes entre si el offset es un entero múltiplo de f o no, pero en cualquier caso se necesitarían técnicas que corrigieran ese efecto perjudicial, pues se pierda o no la ortogonalidad entre las subportadoras, los datos recibidos no son los adecuados.

Se pueden usar varios tipos de algoritmos para la solución de este problema:

- Algoritmos basados en tonos pilotos
- Algoritmos basados en el prefijo cíclico.

En los algoritmos basados en tonos pilotos, algunas subportadoras se usan para la transmisión de símbolos conocidos. Este conocimiento permite la estimación de las rotaciones de fase, las cuales tienen una correspondencia directa con el offset frecuencial.



Las técnicas basadas en el prefijo cíclico utilizan la redundancia introducida por éste de dos maneras: o creando una función que alcanza su máximo en el instante de offset nulo y hallando dicho máximo o bien usando estimación de máxima verosimilitud.

2.6.2.2. Errores temporales y sincronización de símbolo

Los errores en la sincronización temporal no producen interferencia interportadora, como en el caso de los errores por desalineamiento en la frecuencia, sino que se produce interferencia intersímbolo siempre que el enventanado en el receptor se expanda varias muestras sobre 2 símbolos OFDM consecutivos. Cualquier desalineamiento τ en dicho enventanado producirá un error en fase de $\frac{2\pi\Delta f\tau}{T_s}$ entre 2 subportadoras adyacentes.

Dicho de otro modo, si el desplazamiento en el tiempo es un entero múltiplo m del tiempo de muestreo de símbolo, entonces el desplazamiento en la fase introducido entre 2 subportadoras consecutivas es $\delta\phi = \frac{2\pi m}{N}$ donde N es la longitud en la FFT empleada.

Esta evolución en el error de fase tiene una influencia considerable en el funcionamiento BER del sistema OFDM, y depende claramente de la modulación que se ha usado y cuyos efectos se comentarán más adelante.

Un desfase en el tiempo provoca una rotación en la constelación de señales que se ha transmitido. Si el error de sincronización es suficientemente pequeño como para mantener la respuesta impulsiva del canal dentro del prefijo cíclico, la ortogonalidad de los subcanales se mantiene y el offset puede ser visto como un simple desplazamiento de fase introducido por el canal que puede ser estimado con un estimador de canal. Sin embargo, si el desplazamiento temporal es mayor que la duración del prefijo cíclico, la ISI afectará a nuestro sistema.

Hay varias formas de clasificar las técnicas utilizadas para corregir la falta de sincronización de símbolo y que se comentan a continuación:

- ❖ Sistemas de sincronización {
 - Coarse (Gruesa)
 - Fine (Fina)
- ❖ Sistemas de sincronización {
 - Data-Aided {
 - Basado en pilotos
 - Basado en preámbulo
 - Basados en prefijo cíclico



- ❖ Sistemas de sincronización {
 - Tracking
 - Acquisition

2.6.2.2.1. Sistemas de sincronización basados en pilotos

El método basado en pilotos usa un esquema donde la señal OFDM es transmitida por una modulación en frecuencia (FM). El transmisor codifica un número de subcanales reservados con fases y amplitudes conocidas. Esta técnica de sincronización, con modificaciones también es aplicable a señales moduladas en amplitud. El algoritmo que hace posible este método consta de tres fases: detección de potencia, sincronización gruesa y sincronización fina.

La primera fase detecta si hay o no señal OFDM midiendo la potencia recibida y comparándola con un umbral. La segunda fase se usa para adquirir un alineamiento de sincronización de tal forma que el error máximo de este alineamiento se mantenga entre unos márgenes que, aunque no son aceptables, simplifican el posterior algoritmo de captura que terminaría por el conocimiento del punto exacto de comienzo del símbolo OFDM que se ha transmitido. El citado algoritmo de captura constituye la tercera fase (sincronización fina) de este método.

2.6.2.2.2. Sistemas de sincronización basados en el prefijo cíclico

El método que usa el prefijo cíclico para sincronizarse se basa en hacer la diferencia entre dos muestras recibidas espaciadas N posiciones, forzando a que una de las muestras pertenezca al prefijo cíclico y la otra al símbolo OFDM del cual se ha copiado. Esa diferencia, entonces, es pequeña. Si la inventanamos con una ventana rectangular de la misma longitud que el prefijo cíclico obtendremos una serie de mínimos, cada uno de los cuales se encontrará al comienzo de los símbolos OFDM.

2.6.2.3. Esquemas de modulación y sincronización de símbolo

La evolución en el error de fase provocado por un offset temporal depende de la modulación usada en transmisión. Según sea ésta, se encontrarán más o menos problemas adicionales a los ya comentados en el apartado anterior generados por un desajuste temporal.

(A) Modulación coherente.



Los esquemas de modulación coherente son los más perjudicados por las variaciones temporales, ya que la fase evoluciona rotando 2π a través del rango de la frecuencia por cada muestra de tiempo desalineada una cantidad T_s . Esto trae como resultado una pérdida total en la referencia de fase y por tanto, la modulación coherente no puede ser usada sin mecanismos de corrección de fase.

(B) Modulación asistida por símbolos pilotos (PSAM).

PSAM se usa para mitigar los efectos de la atenuación espectral y la rotación de la fase. Los pilotos están intercalados con los símbolos de datos en el dominio de la frecuencia y el receptor puede estimar la evolución del error de fase a través de las fases recibidas de los pilotos.

Los efectos de los errores de fase se pueden expresar según la función de transferencia:

$$H(f) = e^{-j2\pi f\tau} \quad (2.13)$$

Reemplazando $f = n\Delta f = \frac{n}{NT_s}$ y normalizando el desalineamiento en el tiempo al periodo de muestreo: $\tau = mT_s$, la función de transferencia del canal en la frecuencia se expresa así:

$$H(n) = e^{-j2\pi\left(\frac{nm}{N}\right)} \quad (2.14)$$

El N° de pilotos necesarios para una estimación correcta esta $H(n)$ depende del retraso normalizado m . De acuerdo con el teorema de muestreo de Nyquist la distancia Δp entre 2 tonos pilotos debe ser menor o igual que la mitad del periodo de $H(n)$:

$$\Delta p \leq \frac{N}{2m} \quad (2.15)$$

(C) Modulación diferencial.

Con este tipo de modulación hay menos incidencia del canal sobre la rotación de la fase entre subportadoras consecutivas de un símbolo OFDM (modulación en la frecuencia) que entre subportadoras de idénticas frecuencias pertenecientes a símbolos consecutivos.

Suponiendo que se usa modulación diferencial en el tiempo y para el caso de desplazamientos temporales negativos, los efectos sobre la BER son mucho más severos debido a la interferencia intersímbolo. Esto es debido a que para los datos



recibidos prematuramente, la ventana contiene muestras del símbolo venidero y no de la extensión cíclica del símbolo deseado. Este comportamiento asimétrico en el receptor OFDM con respecto a los errores temporales relativos positivos y negativos puede ser mitigado añadiendo un postfijo cíclico consistente en las copias de las primeras muestras del símbolo OFDM. Con esto, los comportamientos para errores temporales más y menos son simétricos a costa de añadir redundancia al sistema.

Sin embargo, el uso del postfijo suma inconvenientes al sistema: se añade redundancia, y el tiempo de símbolo es superior. Debido a que en todo el sistema los retrasos son muchos (canal, Analog Front End del receptor debido a la gran cantidad de filtros utilizados) no merece la pena utilizar un postfijo.

2.7. APLICACIONES

Debido a la complejidad en su implementación, la utilización de OFDM ha sido escasa hasta hace poco tiempo. Su uso principal se engloba dentro de las aplicaciones multimedia móviles de banda ancha en canales radio variantes en el tiempo y selectivos en la frecuencia.

2.7.1. RADIODIFUSIÓN DIGITAL DE AUDIO (DAB) Y TELEVISIÓN DIGITAL (DVB)

La transmisión multimedia (gráficos, audio, texto, voz, video) requiere que el sistema de transmisión sea capaz de adaptarse a las diferentes peticiones de cada uno de los servicios en términos de velocidad, BER admisible y retraso máximo. El sistema típico de transmisión multimedia es la Internet.

Un canal radio de banda ancha se caracteriza por un comportamiento variante con el tiempo (debido al movimiento entre transmisor y receptor) y una selectividad en frecuencia causada por la propagación multicamino.

Si un sistema convencional de portadora única se utilizase para el propósito de la transmisión multimedia, la ecualización de canal sería enormemente compleja, sin embargo, con una técnica de modulación MCM, la ecualización se simplifica. Esta es la razón por la que OFDM fue propuesta en 1987 para aplicaciones de radiodifusión y recepciones móviles.

La técnica de transmisión OFDM ha sido adoptada como el nuevo estándar DAB (Digital Audio Broadcasting) y también para el sistema DVB-T (Digital Terrestrial Video Broadcasting). Este último es capaz de entregar alta definición de vídeo a velocidades binarias de más de 20 Mbs. en entornos de radiodifusión no cableados variantes en el tiempo.



2.7.2. LÍNEAS DE COMUNICACIONES

OFDM también se emplea en la línea de abonado digital asíncrona (ADSL) y sistemas de alta velocidad binaria (HDSL) y esta técnica ha sido también propuesta para su uso en sistemas de comunicaciones por línea de potencia debido a su elasticidad en los canales dispersivos en el tiempo.

2.7.3. REDES INALÁMBRICAS TIPO LAN

Las redes locales inalámbricas se han vuelto bien populares hoy en día, éstas pueden proveer acceso a internet por ejemplo a estudiantes alrededor de un campus utilizando un ordenador portátil provisto con una tarjeta con acceso inalámbrico. En este sentido, la IEEE ha desarrollado varios estándares en que lo que a LAN se refiere. La especificación IEEE 802.11 define redes locales inalámbricas que emplean ondas de radio en la banda de 2.4 GHz y 5 GHz conocido como espectro esparcido. Las velocidades típicas de esta tecnología son 11 Mbps en la especificación IEEE 802.11b y está en desarrollo la especificación IEEE 802.11a en la banda de 5 GHz que alcanzará velocidades de hasta 54 Mbps.

Más recientemente, el estándar para redes de área local conocido como HIPERLAN/2 que fue diseñado para proveer comunicaciones no cableadas en redes de área local recurre también a OFDM por su eficiencia en ambientes dispersivos en el tiempo, como oficinas donde las señales de radio son reflejadas desde muchos puntos y donde una señal concreta puede llegar en diferentes tiempos de propagación al receptor. HIPERLAN/2 definió una especificación que opera en la banda de 5 GHz y que permite la transferencia de datos de hasta 54 Mbps.

HIPERLAN es un estándar miembro de la familia conocida como BRAN (redes de acceso de radio de banda ancha), perteneciente a la ETSI, y especifica la interfaz aire y la capa física para asegurar la compatibilidad entre equipos de distintos fabricantes. Debido a que HIPERLAN es orientado a conexión posee características de calidad de servicio (QoS). El soporte de QoS en combinación con las altas velocidades de HIPERLAN facilita la transmisión de diferentes tipos de ráfagas de datos como vídeo, voz y datos.