

Capítulo 2: Modulación OFDM

2.1 Introducción

Con la idea de proveer al lector de conocimientos suficientes para la comprensión de los siguientes capítulos, se dedicará el presente capítulo a la explicación en profundidad de la modulación OFDM. La idea es explicar el funcionamiento de la modulación OFDM, así como un poco de historia, características principales, problemas y su impacto sobre el mercado actual de telecomunicaciones. Así pues, los temas a tratar serán los siguientes:

- Historia: Se explicará el origen de esta modulación, partiendo de sus precedentes, así como su rápida evolución hasta llegar a nuestros días, puntualizando los avances más importantes que han permitido su versión actual.
- Fundamentos: En este apartado se explicarán los fundamentos matemáticos y físicos de la modulación OFDM, se planteará un esquema general de esta simulación contemplando la función de cada bloque haciendo énfasis en la parte “discreta” del esquema, que es la que interesa al proyecto.

- Características: Se expondrán las principales ventajas que esta modulación ofrece, recalcando aquellas que serán de utilidad posteriormente.

- Aplicaciones: Se enumerarán diferentes puntos de uso de esta modulación así como su importancia en los mismos, esto ayudará a la comprensión de por qué esta modulación se ha convertido en la piedra angular de las telecomunicaciones actuales y las futuras.

2.2 Historia de la modulación OFDM

Este apartado, el 2.2, ha sido obtenido a partir de [3] y [4].

El origen del OFDM fue promovido por el ejército en la década de los 50, trataba de resolver el problema del desvanecimiento multitrayecto que se daba en las comunicaciones por radio. Comenzó dividiendo el espectro disponible para transmisión en múltiples subportadoras.

En principio, el principal problema era que la separación entre portadoras que se usaba para evitar solapamiento entre ellas era demasiado grande, lo que llevaba a un aprovechamiento ineficiente del espectro. Un primer esbozo a la solución del problema fue el sistema Kineplex, desarrollado por Collins Radio Co., consistía en la división del espectro HF de radio en 20 tonos modulados por una 4-PSK diferencial sin filtros. No obstante, se usaba un pulso coseno alzado que se superponía demasiado, ya aparecía la primera similitud con la OFDM moderna al dar una separación entre portadoras idéntica.

El esquema propuesto por Collins Radio Co. se muestra en la figura 2.1. La señal a transmitir se pasaba a un banco de circuitos sintonizados dispuestos de dos en dos, de forma que cada tono llegaba a un par distinto. Los símbolos entraban alternativamente por uno de los circuitos sintonizados donde eran almacenados hasta la llegada del siguiente, se calculaba la diferencia de fase y se transmitía la información.

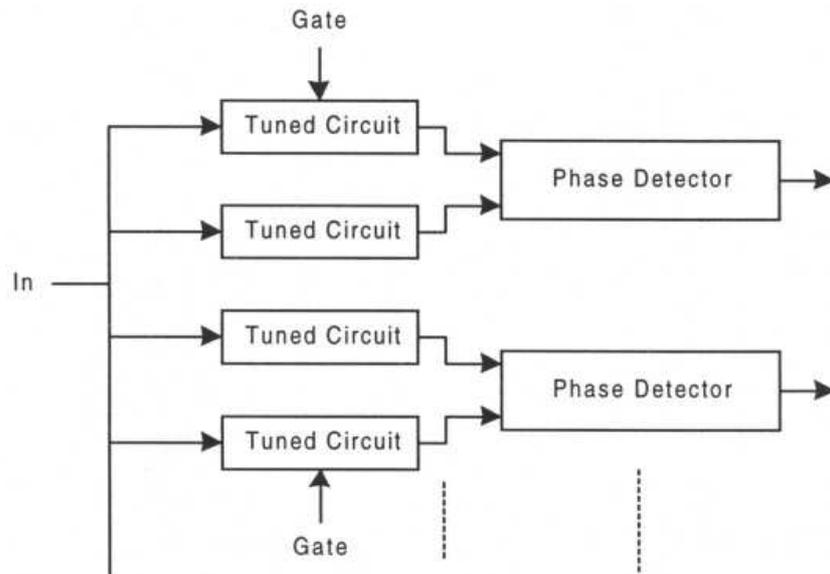


Figura 2.1 The Collins Kineplex receiver.

No obstante, la primera publicación oficial y patente de la modulación multiportadora fue realizada en 1966 por R. W. Chang, en esta se describía un sistema de transmisión basado en la división multiportadora. Chang solucionaba el problema de solapamiento definiendo ciertas propiedades necesarias a los pulsos coseno alzado. Se limitó el espectro de cada señal de forma que sólo se solaparían con sus portadoras adyacentes, permaneciendo ortogonales entre ellas, el esquema es presentado en la figura 2.2.

A diferencia del modelo no limitado en banda, en este cada portadora llevaba una modulación Staggered QAM, la cuál era una modulación en amplitud normal sólo que las entradas I y Q del modulador debían llevar un offset por cada medio símbolo. Además las portadoras adyacentes tenían un offset opuesto. La combinación de los filtros del transmisor y el receptor da como resultado un filtro Nyquist con un coeficiente roll-off menor que 1.

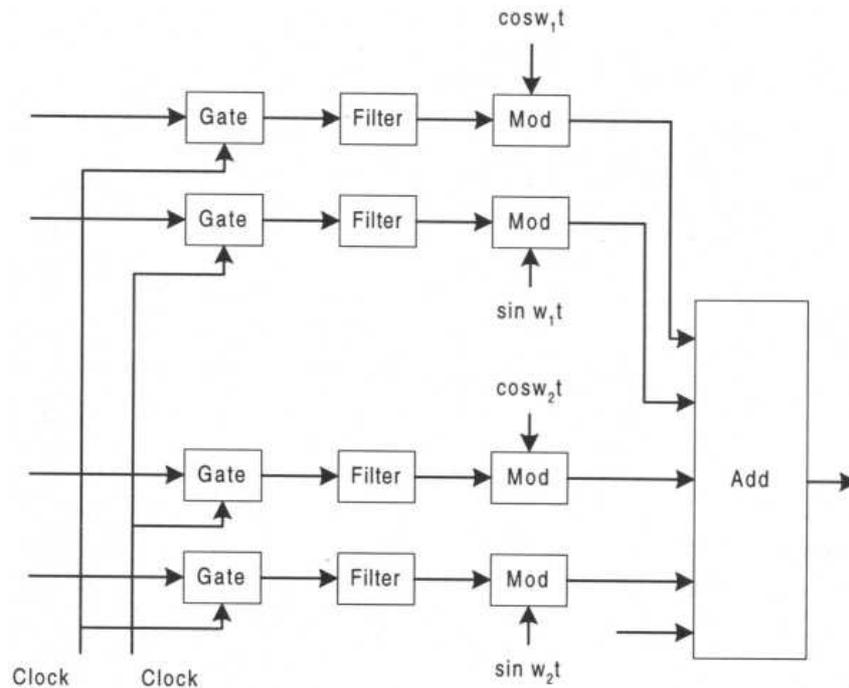


Figura 2.2 Modelo de OFDM presentado por R. W. Chang

En 1971, Weinstein y Ebert proponen el uso de la modulación DFT, Discrete Fourier Transform, esta técnica consiste en la agrupación de N números complejos, uno por cada subcanal. A cada uno de estos bloques se le realizaba una transformada inversa DFT, transmitiendo la señal resultante. El espectro de esta señal se puede observar en la figura 2.3. En el receptor se le aplicaba un transformación DFT recuperando los datos originales. El uso de de la DFT exigía reservar un intervalo de guarda entre portadoras para asegurar la no interferencia de subportadoras entre sí durante la transformación. A pesar de que el intervalo de guarda pueda parecer un desperdicio de capacidad, el cambio de tener N moduladores a sólo 1 implica una reducción de coste computacional muy importante que sin duda justifica su uso.

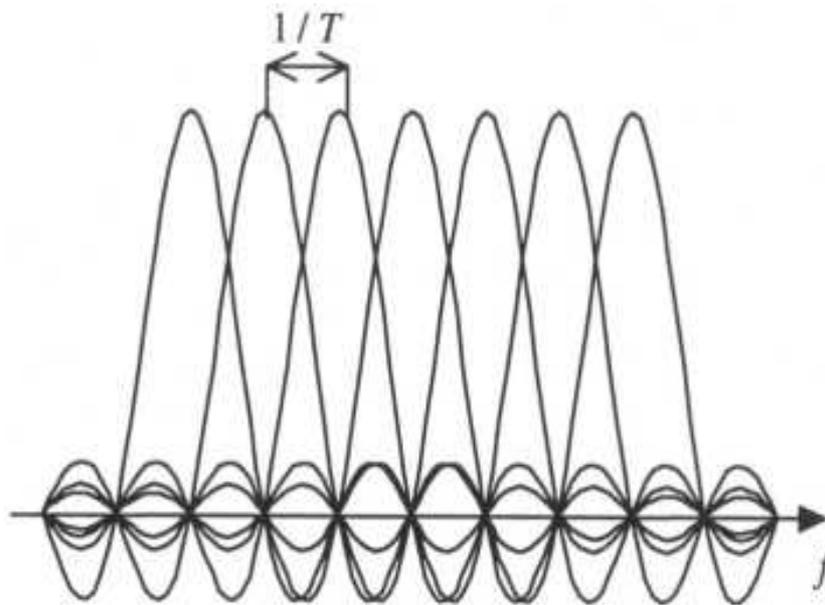


Figura 2.3 Espectro solapado de una modulación OFDM

En 1980, Peled y Ruiz propusieron usar el intervalo de guarda, hasta ahora vacío, para realizar una extensión cíclica de la señal, es decir, introdujeron el prefijo cíclico. Esto permitía realizar una convolución cíclica usando la DFT. Con este cambio podemos encontrar una versión de la modulación OFDM parecida a la de nuestros días:

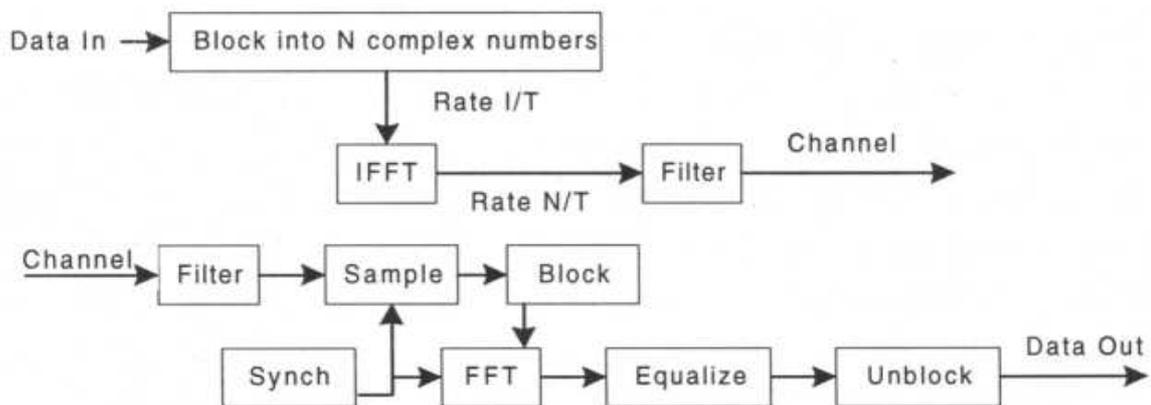


Figura 2.4 Esquema primitivo de la modulación OFDM

Una vez incorporadas todas estas mejoras, la modulación OFDM se convirtió en una técnica de gran potencial en el mercado de las telecomunicaciones. De aquí en adelante se procede a su

implantación en el mercado tal y como lo conocemos hoy en día:

- En 1985, Cimini en Bell Labs identifica muchas de las cuestiones clave en transmisión OFDM y hace una prueba de concepto de diseño realizando el primer esquema de OFDM moderno. En este se describía su uso para las comunicaciones móviles. También en este mismo año, MODEM Telebit Trailblazer fue incorporado usando un protocolo de ensamblaje de paquetes de 512 portadoras.
- En 1987, Alard&Lasalle, realizando una serie de estudios, decide proponer OFDM para difusión digital.
- En 1988, TH-CSF LER, diseña y realiza el primer enlace experimental de TV Digital con OFDM en el área de París.
- En 1993, DSL adopta OFDM, también llamado Discrete Multitone, tras las exitosas pruebas de campo frente a los sistemas basados en ecualizador, realizadas por Bellcore. Además, Morris realiza un enlace experimental de wireless LAN usando OFDM en el que se alcanzan velocidades de 150Mbit/s.
- En 1995, la ETSI establece el primer estándar basado en OFDM, el DAB (Digital Audio Broadcasting, Emisiones Digitales de Sonido). Para prosperar dos años después al estándar DVT-T, consistente en la emisión de video digital.
- En 1997, se emplea en difusión de Internet con Línea de Suscriptor Digital Asimétrica (ADSL).
- En 1998, el IEEE, o Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos, comenzó su proceso de estandarización de nuevas tecnologías, en este caso con la OFDM.
- En 1999, el comité de IEEE 802.11 en redes LAN inalámbricas libera el estándar 802.11a OFDM para la operación en la banda 5GHz UNI.

- En 2002, el comité IEEE 802.16 libera emisiones OFDM basadas en un estándar para acceso inalámbrico de banda ancha para redes de área metropolitana en proceso de revisión 802.16a.
- En 2003, el comité IEEE 802.11 libera el estándar 802.11g para funcionar en la banda de 2,4 Ghz. También se desarrolla la norma para multibanda OFDM ultrawideband, mostrando la utilidad de OFDM en sistemas de baja relación entre la señal y el ruido.
- Desde el 2004 en adelante, se han completado una serie de estándares con respecto a OFDM, conocidos como IEEE 802.16, que contemplan una gama muy amplia de especificaciones que están siendo constantemente adaptadas a las necesidades del mercado, y especialmente en el ámbito empresarial, adoptando así una característica flexible y adaptable en el tiempo.

2.3 Fundamentos de la modulación OFDM

Este apartado, el 2.3, ha sido desarrollado principalmente en base a [3], salvo ciertas puntualidades que se indicarán cuando proceda.

2.3.1 Concepto de modulación multiportadora

Durante todo este capítulo se ha hablado de modulación OFDM multiportadora, división del espectro en subportadoras, etc. , aunque no se han explicado muy bien lo que son. Comencemos por la modulación multiportadora. Esta modulación utiliza dos o más señales paso de banda coordinadas para llevar sendas tramas de bits individualmente a través de un canal de comunicaciones. Estas señales son independientemente demoduladas en el receptor, remultiplexando las tramas de bits soportadas.

La modulación descrita es comúnmente conocida como modulación DMT(Discrete Multi Tone), la diferencia con OFDM radica en que en OFDM todas las subportadoras se modulan previamente de la misma forma, mientras que en DMT tanto la potencia como el número de bits puede ajustarse al canal de transmisión (supuestamente conocido), así que se puede decir que

OFDM es un caso particular de DMT. [5]

2.3.2 Análisis de un sistema OFDM

Una vez introducido el concepto de modulación multiportadora OFDM, analizaremos el proceso matemático de dicha modulación mediante un esquema típico

El bloque de bits entrante se hace pasar por un convertidor serie/paralelo, de forma que se obtienen N subtramas que se “mapearán” en el siguiente bloque. Es importante realizar en este punto una distinción entre mapeador y modulador.

La modulación digital en amplitud básica, consiste en la codificación de los bits entrantes en símbolos mediante un mapeador. Una vez obtenidos los símbolos se les aplica una señal a frecuencia de portadora. A diferencia de esta modulación, en OFDM sólo se realiza el “mapeo” de símbolos, es decir, no utiliza frecuencias de portadora. En el caso de la modulación multiportadora, la verdadera modulación propiamente dicha tiene lugar cuando se realiza la IDFT. Un ejemplo de mapeador de una constelación QAM se encuentra en la figura 2.6.

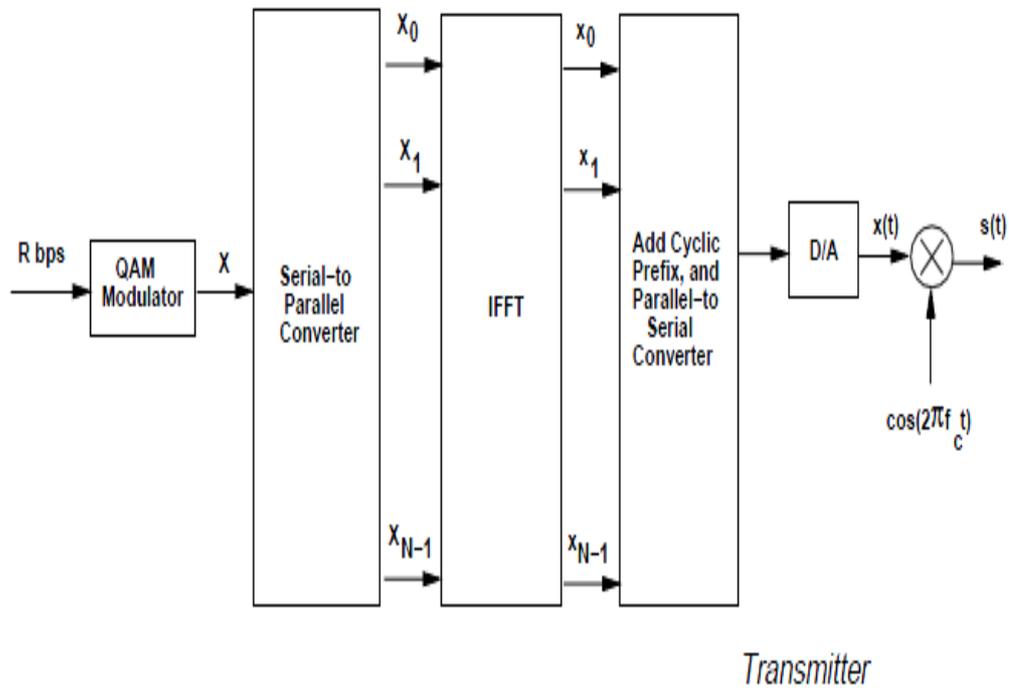


Figura 2.5 Esquema básico de un transmisor OFDM. [6]

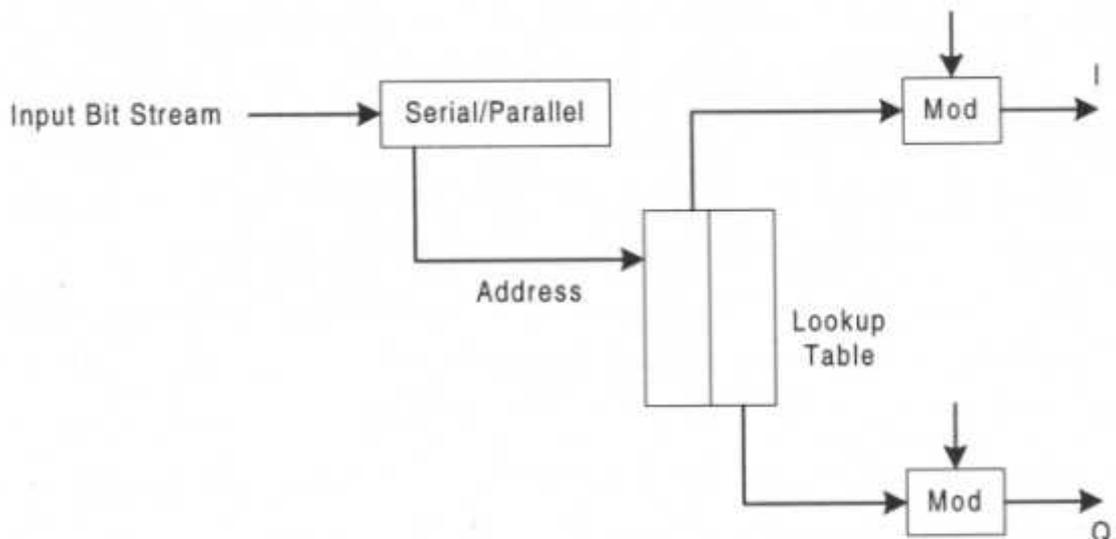


Figura 2.6 Ejemplo de mapeador QAM

Denotemos los símbolos a la salida del mapeador por, $[D_0, D_1, \dots, D_{N-1}]$. Estos pasan al módulo de IDFT, en realidad en la práctica se realiza una transformación IFFT, volveremos a eso más tarde. Aquí son modulados con portadoras ortogonales entre sí, transformando los símbolos $[D_0, D_1, \dots, D_{N-1}]$ en símbolos OFDM $[d_0, d_1, \dots, d_{N-1}]$:

$$d_k = \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi n \frac{k}{N}} \quad 2.1$$

La relación lineal de la ecuación [2.1] puede ser representada de la forma:

$$\mathbf{d} = \mathbf{W} \mathbf{D} \quad 2.2$$

Donde:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & 1 \\ 1 & W & \dots & W^{N-1} \\ 1 & W^2 & \dots & W^2(N-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & W^{N-1} & \dots & W^N(N-1) \end{bmatrix} \quad 2.3$$

y:

$$W = e^{j2\pi/N} \quad 2.4$$

\mathbf{W} es una matriz simétrica y ortogonal que permite representar la transformación FFT como un producto de matrices. Después del bloque de la IFFT, viene el bloque del intervalo de guarda o inserción del prefijo cíclico, con una longitud k_l , que se le aplicará a cada bloque OFDM, seguido de este nos encontramos el bloque del pulso conformador. Por último se pasa la señal por un convertidor D/A y un filtro paso de baja. Una representación básica de como queda la señal sería:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi \frac{n}{N} f_s t} \quad 2.5$$

para:

$$\frac{-k_1}{f_s} < t < N \quad 2.6$$

Una representación más precisa de la señal OFDM transmitida incluyendo el efecto de enventanamiento sería:

$$x(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-k_1}^N \sum_{n=0}^{N-1} D_{nl} e^{j2\pi \frac{n}{N} k} w\left(t - \frac{k}{f_s} - lT\right) \quad 2.7$$

D_{nl} representa el n -ésimo símbolo en el l -ésimo bloque OFDM, $T=(N+k_1)/f_s$ es la duración de un bloque y $w(t)$ es la ventana o la función del pulso conformador. La extensión del bloque es equivalente a la adición del prefijo cíclico. Una vez transmitida la señal, esta atravesaría un canal que, suponiéndolo variante en el tiempo, la señal recibida sería:

$$r(t) = \int_0^{\infty} x(t-\tau) h(t, \tau) d\tau + n(t) \quad 2.8$$

La cuál llegaría a un receptor OFDM que tendría la forma:

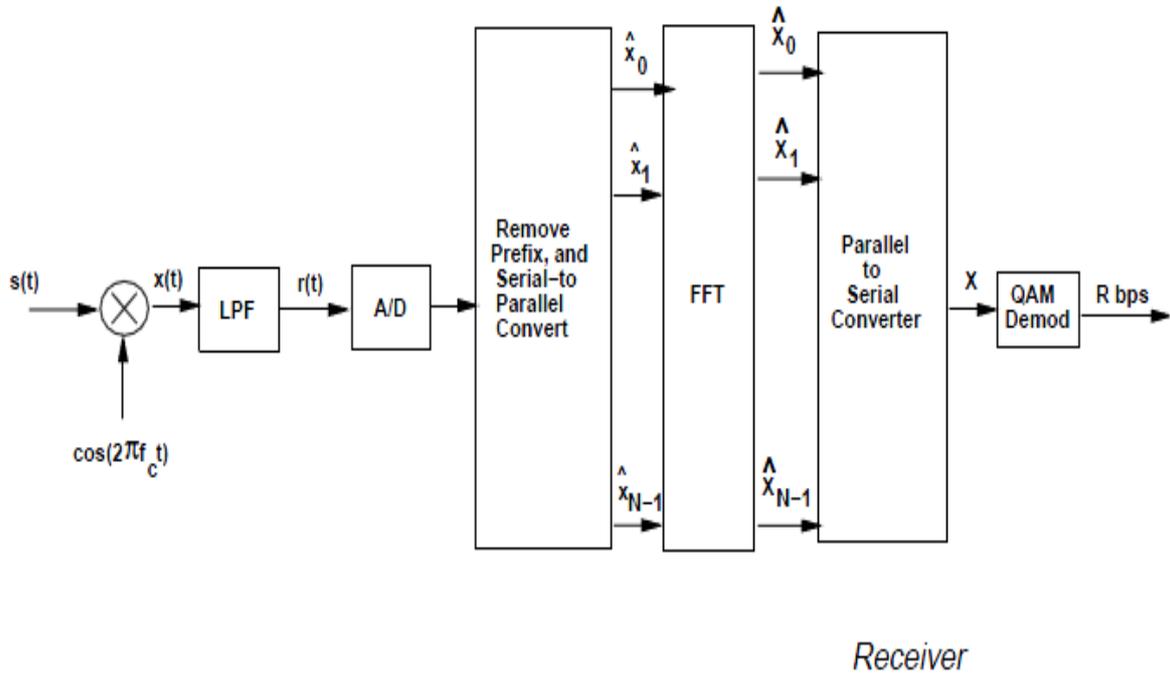


Figura 2.7 Esquema básico de un receptor OFDM. [6]

La señal recibida es muestreada a una tasa $t=k/f_s$ para $k=\{-k_l \dots N-1\}$. Asumiendo que no existe interferencia ente bloques y que la función de enventanamiento satisface $w(n-l)=d_{nl}$, la salida del bloque FFT en el receptor es:

$$\tilde{D}_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r_k e^{-j2\pi m \frac{k}{2N}} \quad 2.10$$

Donde:

$$r_k = \sum_{n=0}^{N-1} H_n D_n e^{j2\pi \frac{n}{2N} k} + n(k) \quad 2.11$$

El número complejo H_n es la respuesta en frecuencia del canal en la frecuencia n/T , por lo tanto:

$$\tilde{D}_m = \begin{cases} H_n D_n + N(n), & n=m \\ N(n), & n \neq m \end{cases} \quad 2.11$$

Donde $N(n)$ es la transformada en frecuencia de $n(t)$, la componente de ruido blanco gaussiano, cuya matriz covarianza diagonal es de la forma: $E(n(k)n(l)) = \delta(l)$. Además, las componentes de ruido para diferentes subportadoras son no correlacionadas:

$$E(n(k)n^*(l)) = W \delta(l) W^T = \delta(l) \quad 2.12$$

donde \mathbf{n} es el vector de muestras de ruido $[n(k), \dots, n(k-N)]$.

2.3.3 La transformación DFT

Los componentes clave que han hecho posible un sistema OFDM viable son las transformadas DFT Inversa en el transmisor y DFT en el receptor, cuyas ecuaciones se muestran a continuación:

$$d_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} D_k W_N^{kn}, \quad n=0, \dots, N-1 \quad 2.13$$

y,

$$D_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} d_k W_N^{-kn}, \quad n=0, \dots, N-1 \quad 2.14$$

respectivamente.

Como podemos observar, las dos operaciones son simétricas, estableciendo una relación bidireccional entre los símbolos $\{D\}$ y $\{d\}$.

El factor $1/\sqrt{N}$, además dar simetría a las transformaciones, se usa para la conservación de la potencia de las N portadoras. A veces se puede observar el uso de $1/N$ en una dirección y la unidad en el otro, no obstante es preferible $1/\sqrt{N}$ para evitar el desbordamiento a costa de satisfacer la relación matemática.

Si usáramos los algoritmos DFT para una transformación lineal de N subportadoras requeriría N^2 multiplicaciones y sumas, debido que cada símbolo se calcularía de forma separada. Podríamos aprovecharnos de las propiedades cíclicas del elemento $e^{\pm j2\pi mk/N}$ para calcularlos simultáneamente. Es por eso que normalmente se usa la transformada FFT, esta reduce el número de operaciones al orden de $N \log N$. Siendo esta mucho más eficiente cuando N es una potencia de dos. Existen muchas variaciones de este algoritmo como el “Decimation in Time”, mostrado en la figura 2.8.

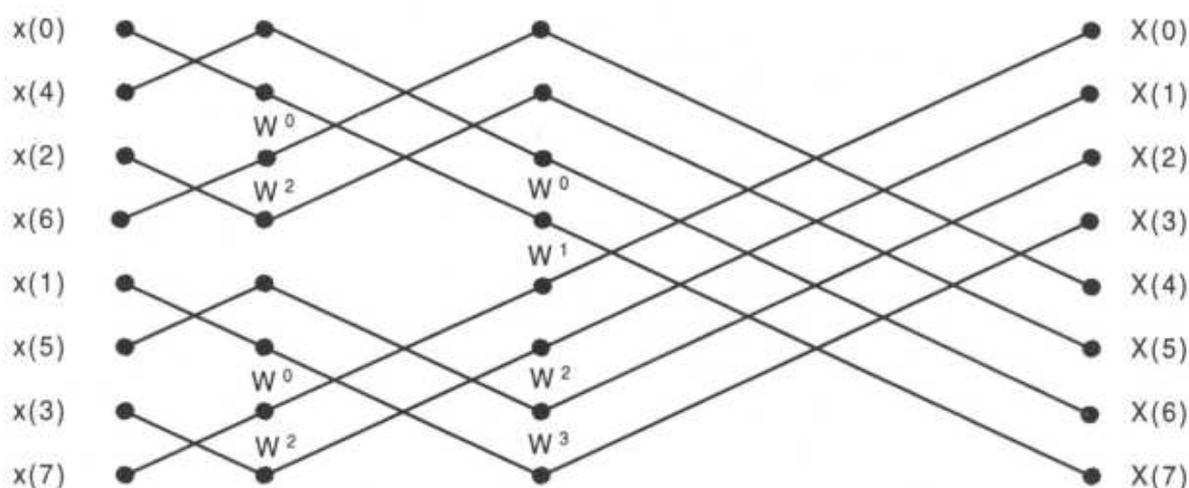


Figura 2.8 Versión de la FFT “Decimation in Time”

La figura 2.9 muestra la arquitectura de un sistema OFDM más avanzado usando dos moduladores, uno en fase y otro en cuadratura. Es destacable que el esquema ilustrado no cuenta con la dispersión del canal, ya que se soluciona este problema mediante la inclusión del prefijo cíclico que será descrito posteriormente.

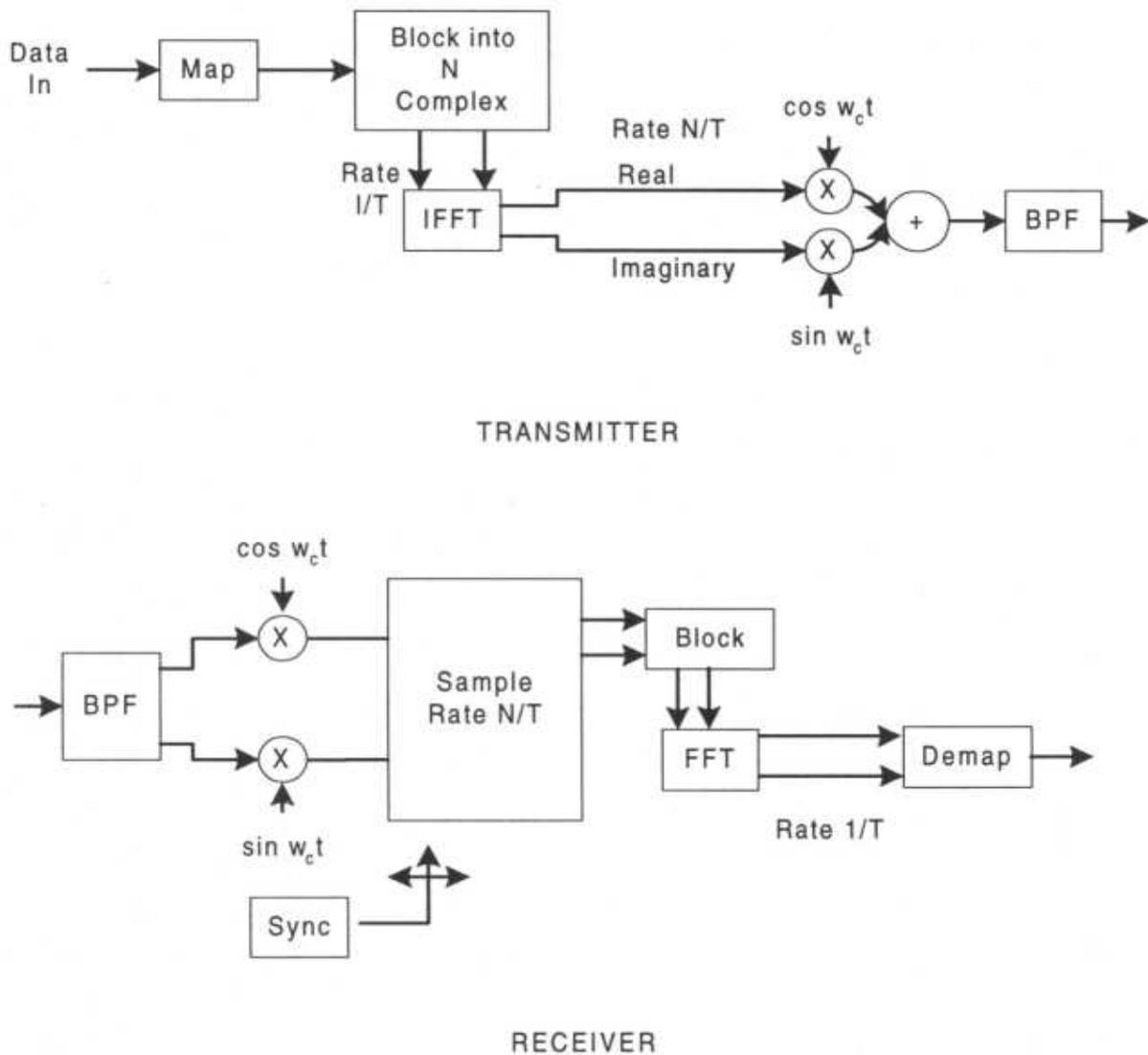


Figura 2.9 Sistema OFDM con transmisión compleja

Como de costumbre, los bloques a la entrada del sistema son divididos y mapeados en N números complejos que determinarán la constelación de símbolos para cada subportadora. Si N no es una potencia de 2, se procede a usar la técnica conocida como “zero-padding” consistente en añadir ceros hasta lograr el valor deseado. La tasa de símbolos de salida es determinada por el número N , o sea, será determinada por el bloque “rellenado” de ceros, no por el número real de subportadoras.

Los filtros analógicos a la salida del transmisor y a la entrada del receptor sirven para delimitar sus respectivas señales a un ancho de banda de $1/T$. El filtro del transmisor se usa para

eliminar la potencia de la señal que radica fuera de banda, mientras que el del receptor tiene como función evitar los efectos “aliasing”. La señal transmitida tiene un espectro continuo cuyas muestras en frecuencia están separadas $1/T$, de acuerdo con el mapeado de los datos de entrada. Cada subportadora tiene un espectro con la forma $\text{sinc}(1/T)$, centrada en el valor de entrada y se hace cero en las frecuencias centrales de las otras subportadoras.

Las funciones del receptor son esencialmente revertir las del transmisor, aunque las más importantes son la sincronización de las frecuencias de transmisión y muestreo y división del bloque OFDM. Existe un mínimo retraso de $2T$ en el sistema debido a las funciones de montaje en el transmisor y el receptor.

Las transformadas FFT pueden ser llevadas a cabo por un DSP o por un circuito especial, dependiendo principalmente de la tasa de información que va a ser transportada. El número de operaciones por cada bloque de duración T es $KN\log_2 N$, donde K es un valor pequeño. Si lo comparamos con un sistema de una portadora, el número de operaciones por un símbolo de intervalo T/N es $K\log_2 N$, que está por debajo del requerimiento de un ecualizador en un típico sistema de una sola portadora.

En la mayoría de los sistemas wireline, es deseable transmitir los símbolos transformados d_n sin etapas de modulación adicionales. Con este esquema sólo es posible transmitir símbolos reales, no cifras complejas. Esto se resuelve aumentando el rango de la secuencia original añadiendo sus complejos conjugados como se muestra en la figura 2.10. Su transformada IFFT de $2N$ elementos se convierte en una secuencia de $2N$ números reales, la cual es equivalente a un ancho de banda de N números complejos.

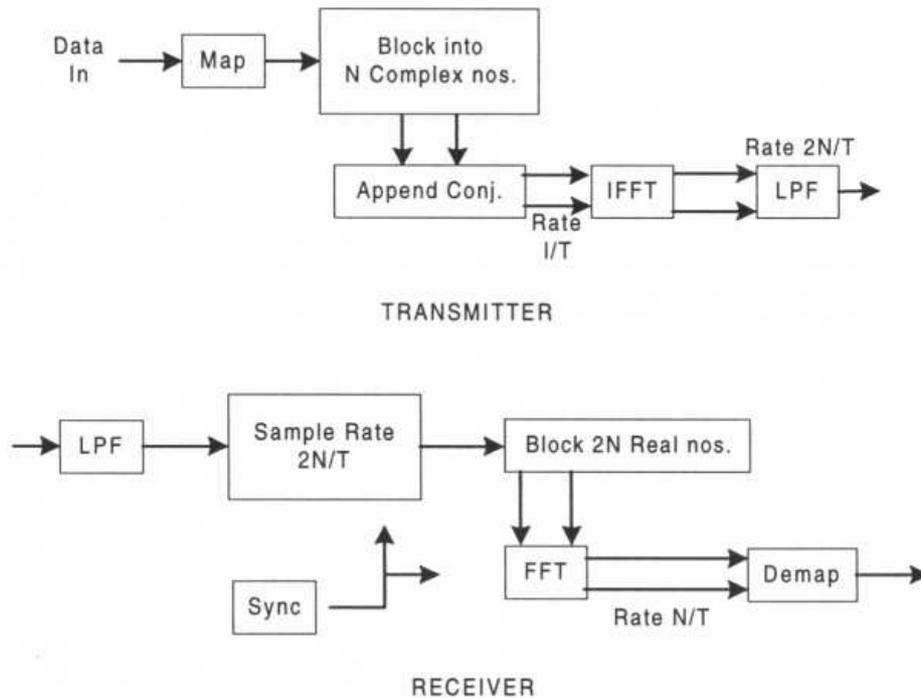


Figura 2.10 Sistema OFDM con transmisión de símbolos reales

La nueva secuencia aumentada a partir de la original toma la forma:

$$D'_n = \left\{ \begin{array}{ll} D_n, & n=1, \dots, N-1 \\ D_{2N-n}^*, & n=N+1, \dots, 2N-1 \end{array} \right\} \quad 2.15$$

con objeto de mantener la simetría de la conjugación, es esencial que D'_0 y D'_N sean reales. Si el término original D_0 es cero, como es habitual, entonces D'_0 y D'_N se ponen a cero. De lo contrario, D'_0 puede ser forzarse $Re(D'_0)$ y $Im(D'_N)$.

Para el caso más simple, $D_0=0$, el resultado de la IFFT es:

$$d_m = \sum_{n=0}^{2N-1} D'_n e^{j\frac{\pi mn}{N}} = 2\text{Re} \sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j\frac{\pi mn}{N}} =$$

$$2 \sum_{n=0}^{N-1} \left(A_n \cos \frac{\pi mn}{N} - B_n \sin \frac{\pi mn}{N} \right), \quad m=0, \dots, 2N-1$$
2.16

donde $D_N = A_N + jB_N$, por supuesto el factor de escala de dos es innecesario y se puede obviar. Esta transformación real y ortogonal es completamente equivalente a la compleja, consecuentemente todos los análisis subsiguientes son aplicables.

2.3.4 Extensión cíclica

La transmisión de datos en el dominio de la frecuencia usando FFT, la cual conlleva una transformada lineal computacionalmente eficiente, es muy robusta en lo que a ISI en lo que a dominio del tiempo se refiere. A diferencia de la convencional transformada de Fourier, el uso de la DFT(FFT) permite una convolución circular de dos señales, resultando el producto de las transformadas DFT(FFT) de las mismas.

$$FT \{ \mathbf{d}_n * \mathbf{h}_n \} = FT \{ \mathbf{d}_n \} \times FT \{ \mathbf{h}_n \}$$

$$DFT \{ \mathbf{d}_n \otimes \mathbf{h}_n \} = DFT \{ \mathbf{d}_n \} \times DFT \{ \mathbf{h}_n \}$$
2.17

donde la primera ecuación se corresponde con una convolución normal y la segunda con una convolución circular.

No obstante, en una transmisión normal el canal y la señal se hallan linealmente convolucionados. Para conseguir que estos realicen una convolución circular se realiza la extensión cíclica, esta consiste en añadir un prefijo a cada bloque, de esta forma logramos una convolución equivalente a la lineal pero usando la transformada DFT. Esto se muestra en la figura 2.11. También es posible que se añada un sufijo, aunque es este proyecto nos centraremos sólo en la realización del prefijo cíclico.

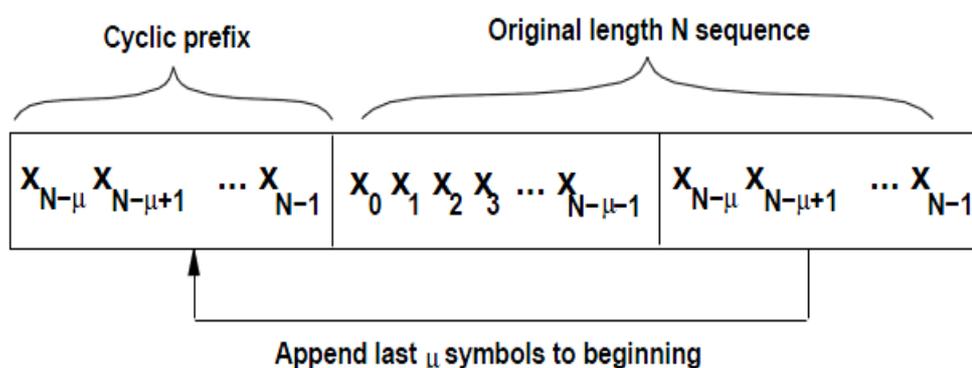


Figura 2.11 Inserción del prefijo cíclico [6]

Usando esta técnica, una señal aparecería repetida de forma periódica infinitamente. Asumamos por un momento que la respuesta del canal se extiende sobre M muestras y que un bloque de datos contiene N muestras, entonces:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} d(m)h(n-m) \times R_n(n) \quad n=0,1, \dots, N+M-1 \quad 2.18$$

Donde $R_N(n)$ es una ventana rectangular de tamaño N . Para describir el efecto de la distorsión, procederemos con la transformada de Fourier teniendo en cuenta que una convolución lineal sería:

$$Y(k) = Y(e^{j\omega})|_{\omega=k\omega_s} = \{D(e^{j\omega}) \times H(e^{j\omega})\} * \frac{\sin \omega \frac{N}{2}}{\sin \frac{\omega}{2}} e^{j\omega \frac{N-1}{2}} |_{\omega=k\omega_s} \quad 2.19$$

Después de la convolución lineal de la señal y la respuesta impulsiva del canal, la secuencia recibida tiene una longitud de $N+M-1$. Esta es truncada a N muestras y transformada al dominio de la frecuencia, lo que sería equivalente a convolución y truncamiento. No obstante, en el caso de la extensión cíclica, la convolución lineal es igual a la circular siempre y cuando la longitud del canal es menor o igual que el intervalo de guarda. Después de truncar las señal, se aplica la DFT

resultando una secuencia de longitud N , debido a que la convolución circular de dos secuencias tiene período N .

Intuitivamente, una transformada DFT de N elementos de una secuencia se corresponde con una serie de Fourier de extensión periódica de la secuencia con un período N . Así que en el caso de una extensión no cíclica tenemos:

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} d(m)h(n+iN-m) \quad 2.20$$

lo que es equivalente a repetir un bloque de longitud $N+M-1$ con un período N . Esto da lugar a aliasing o interferencia intersimbólica entre los símbolos OFDM adyacentes. Es decir, las muestras más cercanas a los límites de cada símbolo sufren una distorsión considerable, además con un retardo mayor más muestras se verían afectadas. Si usamos extensión cíclica, la convolución se hace circular, por lo que de la convolución de dos señales de longitud N resulta una secuencia de longitud N , así que la interferencia entre bloques queda resuelta.

Al inventanar los bloques OFDM es importante mitigar los efectos de offset de frecuencia y controlar el espectro de la señal transmitida. No obstante, el inventanamiento debería ser implementado después de la extensión cíclica de la trama, tal que la secuencia inventanada no sería extendida. Una solución a este problema sería extender cada trama a $2N$ elementos en el receptor de modo que este implementaría una transformada $2N$ FFT, requiriendo un bloque $2N$ IFFT en el transmisor y otro $2N$ FFT en el receptor.

Si no fuese necesario el inventanamiento podríamos optar por usar el relleno de ceros a modo de prefijo, y después de la DFT en el receptor copiar el principio de la trama como prefijo. Esto crearía el mismo efecto que la extensión cíclica con la ventaja de reducir la potencia causando menos ISI.

La longitud relativa de la extensión cíclica depende de la relación del retardo del canal con la duración de un símbolo OFDM.

2.4. Propiedades de la modulación OFDM

2.4.1 Protección ante ISI

Este sub-apartado, el 2.4.1, ha sido desarrollado en base a la referencia [7].

Una vez introducido los conceptos más importantes de la modulación OFDM y su funcionamiento detallado, procederemos a explicar una de sus características más importantes que la ha llevado a ser la mejor opción en cualquier sistema de radiocomunicación, la protección que brinda respecto a ISI y al multitrayecto.

Comencemos con la introducción del concepto del Delay Spread (τ_{RMS}), es una medida de cómo de dispersa resulta la respuesta al impulso del canal, se halla descrito matemáticamente en las ecuaciones 2.21, 2.22 y 2.23. Este caracteriza el retardo debido al canal en términos de momento de segundo orden del Perfil de Retardo de Potencia (Figura 2.12). Tiene en cuenta tanto la potencia relativa de los pulsos como también sus retardos, haciéndolo el mejor indicador de desempeño del sistema.

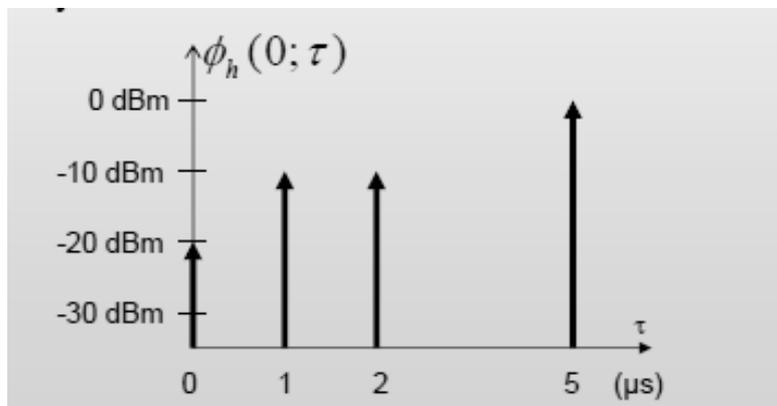


Figura 2.12 Ejemplo de Perfil de Retardo de Potencia

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k \tau_k \phi_H(0; \tau_k)}{\sum_k \phi_H(0; \tau_k)} \quad 2.21$$

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k \tau_k^2 \phi_H(0; \tau_k)}{\sum_k \phi_H(0; \tau_k)} \quad 2.22$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad 2.23$$

Donde, $\Phi_H(0; \tau_k)$ corresponde al retardo según el Perfil de Retardo de Potencia.

La interferencia ISI se produce cuando el τ_{RMS} es mayor que el período de símbolo de la señal, figura 2.13, esto es porque diversos símbolos llegan con tal retraso que se solapan con otros y con una potencia que hace que no puedan ser ignorados creando interferencia en los símbolos subsiguientes. Es decir, las Interferencias Intersímbolo (ISI) se producen cuando la señal recibida en un momento dado depende de la señal transmitida en ese instante pero también anterior o posteriormente.

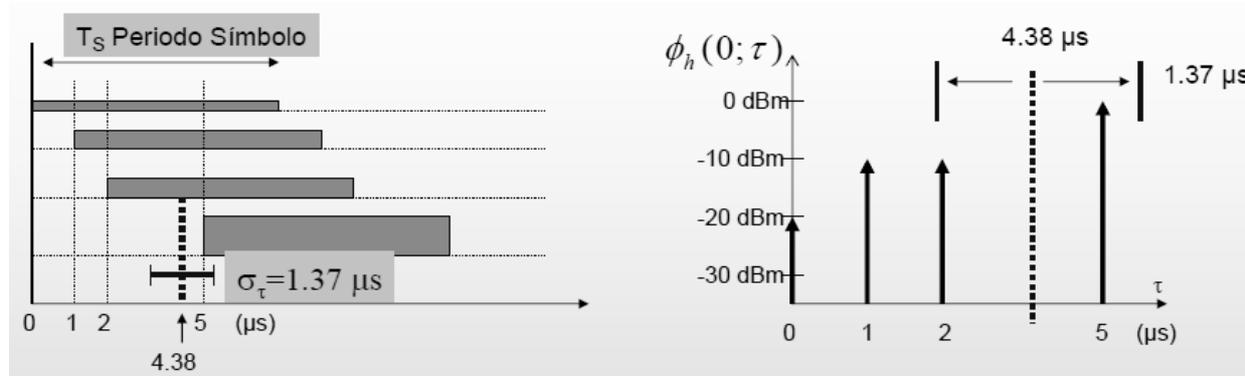


Figura 2.13 Ejemplo de interferencia intersimbólica

Esto genera un problema porque el perfil de retardo de potencia es relativo al canal y por tanto no es posible cambiar su valor, por lo tanto la única solución a esto sería aumentar el tiempo de símbolo, lo cuál en la modulaciones de una sola portadora hace que se ralentice la tasa de transmisión. En los canales actuales de banda ancha que proveen velocidades de datos muy altas, el período de símbolo deseado es a menudo mucho menor que el delay spread y por tanto tiene lugar una interferencia intersímbolo severa. Es por tanto necesario evaluar estadísticamente el retardo de

propagación para tener una indicación de la máxima velocidad de datos que puede ser utilizada de manera fiable en el canal en cuestión.

El fin de la modulación OFDM será asegurar altas velocidades de datos haciendo que las interferencias intersímbolo afecten lo menos posible a la comunicación, al asegurar $\tau_{RMS} < T_s$, aquí los anchos de banda de cada señal son lo suficientemente pequeños como para agrandar el tiempo de símbolo lo suficiente como para evitar ISI en el receptor.

2.4.2 Ancho de banda de coherencia

Consideremos un sistema de modulación lineal con una tasa R y ancho de banda de transmisión B_s , donde $R=k/B_s$, dependiendo k del pulso conformador usado en el transmisor. Definiremos el ancho de banda de coherencia del canal B_c como el intervalo de frecuencias en el que este se puede considerar plano y por lo tanto no existe distorsión de la señal, sólo un escalamiento de la misma. Ahora bien, si tenemos un canal cuyo ancho de banda de coherencia es menor que el ancho de banda de nuestra señal transmitida, $B_c < B_s$, nuestra señal experimenta un desvanecimiento selectivo en frecuencia o fading selectivo. Por el contrario, si tenemos un canal con un ancho de banda tal que $B_c > B_s$, nuestra señal no sufrirá distorsión alguna, es decir experimentará fading plano. Ambas situaciones se ilustran en la figura 2.14. [5]

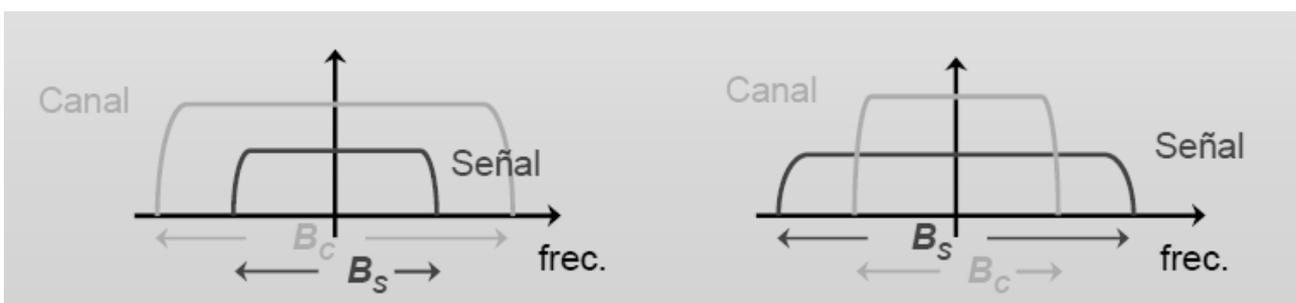


Figura 2.14 Ejemplo de Fading plano a la izquierda y Fading selectivo a la derecha [7]

El objetivo principal de la modulación OFDM es romper la banda ancha del sistema en N subportadoras linealmente moduladas de banda estrecha transmitidas en paralelo. Entonces

tendríamos que cada subportadora tendría una tasa $R_N=R/N$ y un ancho de banda $B_N=B_S/N$. Habría que escoger un número N de subportadoras lo suficientemente grande como para que se cumpla $B_N=B_S/N \ll B_C$, lo cuál asegura que cada subcanal pueda pasar sin distorsión. Esto puede verse desde el punto de vista del dominio del tiempo, tenemos que cada período de símbolo T_N de la señal modulada es proporcional al ancho de banda del subcanal $1/B_N$. Entonces si $B_N \ll B_C$ implica que $T_N \approx 1/B_N \gg 1/B_C \approx \tau_{RMS}$. De nuevo, si se elige una N lo suficientemente grande, el período de símbolo es mucho mayor que el delay spread, reduciendo la ISI al mínimo. La relación entre períodos y anchos de banda se muestran en la figura 2.15 y 2.16. [5]

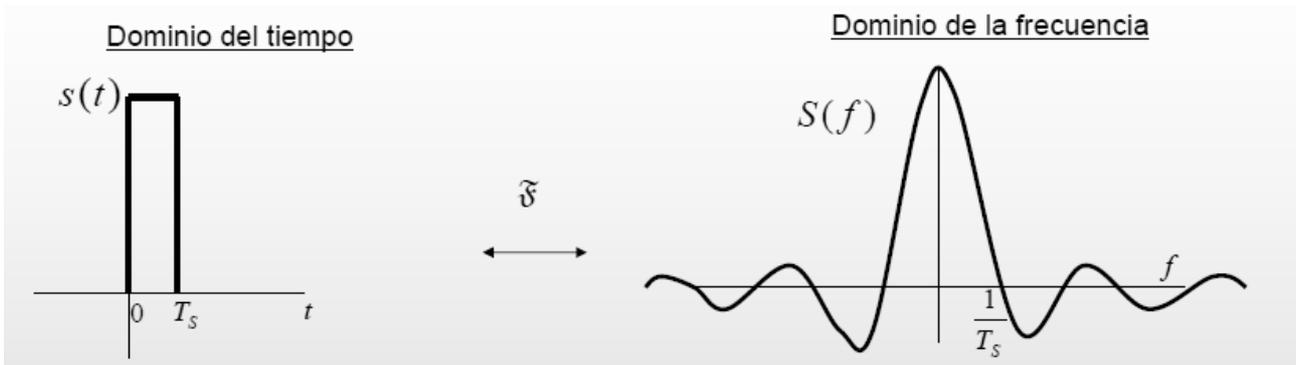


Figura 2.15 Relación período de símbolo y ancho de banda del subcanal.[7]

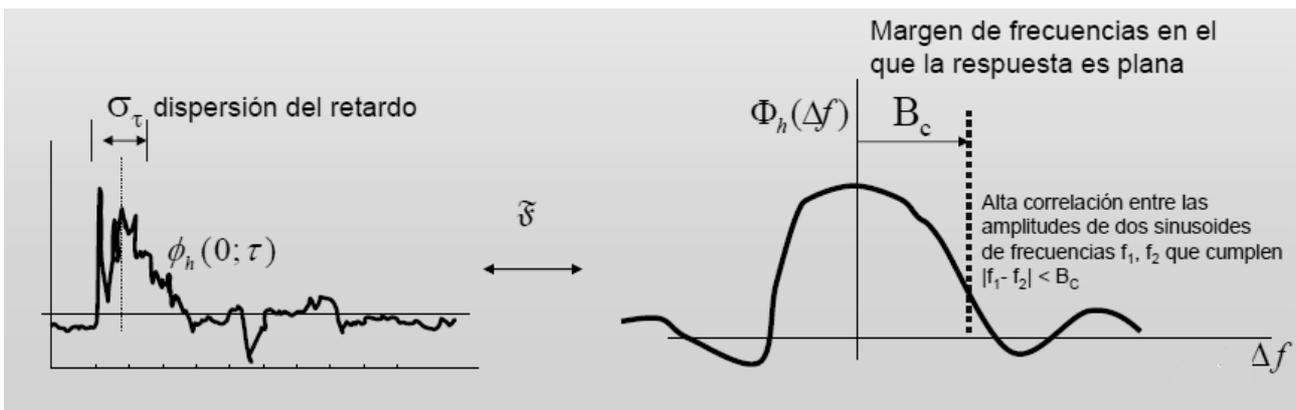


Figura 2.16 Relación entre el delay spread y el ancho de banda de coherencia del canal.[7]

2.4.3 Efectos de un canal sobre una señal OFDM

Este sub-apartado, el 2.4.3, se ha desarrollado en base a [5].

Al dividir el espectro del canal de transmisión se procura que los subcanales resultantes permanezcan casi constantes en su ancho de banda:

$$H(n/T) = H_n = H(f), \quad \text{para } |f - n/T_N| < 1/2T_N \quad 2.24$$

Donde H_n es un escalar, de esta forma y teniendo en cuenta que se produce fading plano, el efecto del canal se reduce a un mero escalado de la señal, tal y como se observa en la figura 2.17. Teniendo esto en cuenta, cada subportadora llega al receptor de la forma:

$$Y_n = H_n X_n + N_n \quad 2.25$$

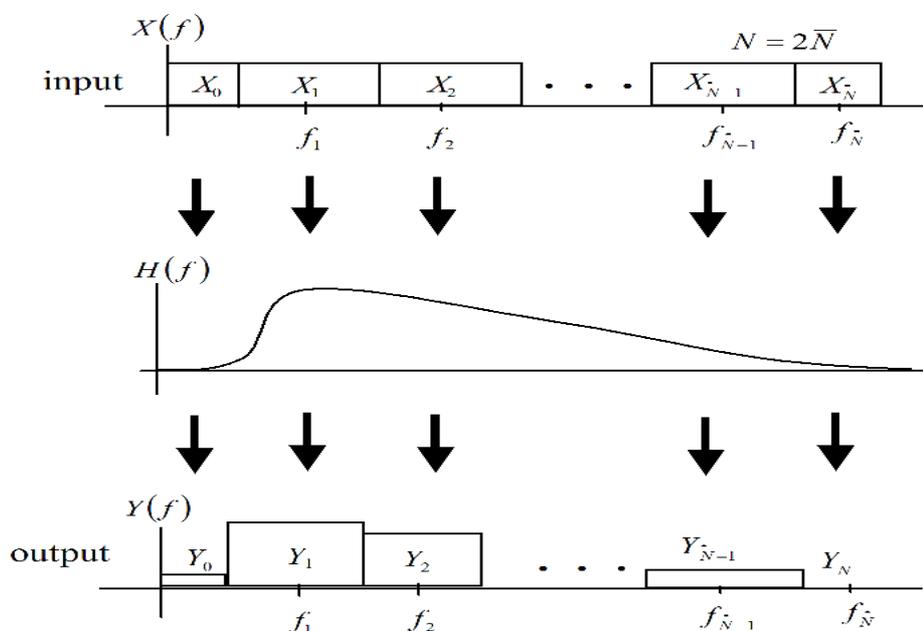


Figura 2.17 Efectos de un canal sobre una señal OFDM

Donde X_n es la señal transmitida en el dominio de la frecuencia y N_n es el ruido aleatorio introducido por el canal en el dominio de la frecuencia. La precisión de esta aproximación se hace exacta bajo la condición $N \rightarrow \infty$. Resumiendo, podemos interpretar cada subcanal como un canal AWGN cuya relación señal a ruido sigue la siguiente fórmula:

$$SRN_n \approx \frac{E_n |H_n|^2}{\sigma_n^2} \quad 2.26$$

Donde E_n es la energía del símbolo y σ_n es la potencia de ruido. Esta característica quizás sea la más importante de cara a este proyecto, esto se debe a que una vez tengamos la señal en el receptor podremos usar los algoritmos de estimación de canal que se describirán a continuación para obtener un esbozo de las H_n que constituyen el canal de transmisión. Ya sólo nos faltaría eliminar el canal de la señal recibida para minimizar el efecto que este haya podido tener sobre nuestro sistema.

2.5 Aplicaciones de la modulación OFDM

Para el desarrollo de este apartado, se ha extraído información de [8].

La modulación OFDM es considerada por muchos como la piedra angular de las telecomunicaciones actuales y futuras. Actualmente estamos una etapa donde la actual infraestructura de cable se encuentra saturada y es inviable el desembolso económico que supondría no sólo la construcción de una nueva red de fibra, sino la actualización de la actual permitiendo optimizar sus servicios e incluso llegar a hogares donde hasta ahora no ha llegado. Esto se une a la necesidad cada vez más imperiosa de los consumidores de movilidad y versatilidad de acceso a las redes de telecomunicaciones en continua evolución.

Así pues, la solución que gobierna ahora el mercado es la radiocomunicación, permitiendo instantaneidad de conexión y comodidad a los usuarios. Hasta hace relativamente poco, la radiocomunicación no solo era totalmente ineficiente debido a los múltiples problemas que entraña su complejo y variable canal de transmisión, sino que para que ofreciese soluciones que pudiesen

competir con los sistemas de comunicaciones contemporáneos se encarecía notablemente su uso.

Esto se resolvió con la aparición de la modulación de la modulación OFDM, a decir verdad ya se conocía su existencia desde hace tiempo pero hasta que no se optimizó su realización con la inclusión del algoritmo DFT no pudo ser viable económicamente ni computacionalmente. Una vez conocida su resistencia natural a los canales de radio, se estudiaron sus posibilidades incluyéndose en sistemas wireline y tecnologías xDSL. Es por eso que no solo OFDM, sino que la modulación multiportadora en general se ha adaptado perfectamente a las soluciones comerciales de telecomunicaciones permitiéndonos encontrarlas en varias de las redes de telecomunicaciones actuales más importantes:

- La radio digital DAB
- La televisión digital terrestre DVB-T, que es un estándar de TDT
- La radio digital de baja frecuencia DRM
- El protocolo de enlace ADSL
- El protocolo de red de área local IEEE 802.11a/g/n, también conocido como Wireless LAN
- El sistema de transmisión inalámbrica de datos WiMAX
- El sistema de transmisión de datos basados en PLC HomePlug AV
- Telefonía móvil 3G y 4G

La modulación OFDM ha permitido el desarrollo de la radiodifusión digital, permitiendo introducir más programas de televisión digital o radio digital a un número limitado de canales disponibles.

En el caso del DAB (Digital Audio Broadcasting) cada bloque (multiplexado) tiene una capacidad para transportar 6 programas estéreo de 192 kbit/s cada uno, además de servicios adicionales como transporte de datos. Como las interferencias que perturban la recepción de las señales FM, causadas normalmente por edificios o montañas, son eliminadas por la tecnología OFDM, se pueden utilizar una misma frecuencia para todo un país sin tener que volver a sintonizar los receptores cuando se viaja.

En el caso de DVB-T (Digital Video Broadcasting) se pueden llegar a multiplexar 4 o 6 programas por canal con una calidad avanzada con formato de 16:9 y sonido estéreo con más de un canal de sonido para poner hasta un segundo idioma. La inmunidad a las reflexiones permite tres posibilidades a la recepción de DVB-T: La recepción fija (cable coaxial proveniente de una antena (Yagi)) que normalmente están en instalaciones colectivas, donde hace falta amplificar los canales UHF. La recepción móvil, haciendo una buena organización jerárquica de las constelaciones puede ayudar a la recepción en altas velocidades.

En lo que atañe a Internet también ha supuesto un gran avance, no sólo en su incorporación a las tecnologías xDSL sino también en el entorno inalámbrico. WiMAX, tecnología que propicia la conexión inalámbrica a Internet, utiliza cada subcanal en tres formas concretas. En primer lugar, los subcanales de datos se utilizan para la transmisión de datos. Segundo, la inclusión de subportadoras piloto que se utilizan para la estimación del canal y la sincronización. Por último, varias subportadoras designados como nulas que se utilizan como bandas de guarda.

Las operadoras están desplegando ahora implementaciones comerciales completas en ciudades y también en comunidades suburbanas y rurales, permitiendo que las redes inalámbricas de banda ancha lleguen a lugares donde antes eran imposibles o demasiado costosas para las operadoras.

También ha hecho mella en las comunicaciones móviles 3G y 4G, para estos nuevos sistemas de comunicaciones móviles se ha optado como estrategia de "enganche", la promesa de que serán capaces de soportar velocidades binarias similares a las que se ofrecen en los sistemas de banda ancha cableados: no decenas sino cientos de megabits por segundo. Para poder soportar estas velocidades es imprescindible utilizar un ancho de banda mayor al que se usa en los sistemas actuales, así como modulaciones más complejas y otras técnicas complementarias. La utilización de anchos de banda más elevados favorece la adopción de técnicas de modulación diferentes a las de 3G: OFDM en vez de CDMA. Básicamente, lo que OFDM proporciona es un mecanismo relativamente sencillo para combatir el efecto de la dispersión del retardo independientemente del ancho de banda utilizado.