

Capítulo 2.

La técnica de modulación OFDM

La técnica de modulación OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) se utiliza actualmente en numerosas tecnologías dentro del mundo de las comunicaciones. Estándares como LTE (*Long Term Evolution*) referido a las comunicaciones móviles de cuarta generación (4G), la televisión digital terrestre en la norma europea DVB-T (*Digital Video Broadcasting-Terrestrial*) y estándares aprobados en otros países como DVB-H (*DVB Handheld*), DVB-SH (*DVB Satellite services to Handhelds*), DVB-T2 (*DVB Second Generation Terrestrial*); la transmisión de datos a través de la tecnología WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwaves Access*), el estándar IEEE 802.11 para redes de área local inalámbricas WLAN (*Wireless Local Area Networks*) y, el acceso a internet de banda ancha ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) entre otros, ya aplican este tipo de modulación.

Esta técnica supone un gran avance para las comunicaciones digitales de banda ancha, tanto para guías ópticas o metálicas (en lugar de OFDM se suele usar el término DMT, *Discrete Multi-tone*) como para medios inalámbricos, ya que permite la transmisión de altas tasas binarias en canales de carácter hostil.

Entre todas las ventajas que puede proporcionar esta modulación, se puede destacar principalmente la robustez que presenta ante los problemas que produce la propagación multitrayecto, un uso bastante más eficiente del espectro, la sencillez que mantiene realizar la modulación y demodulación mediante IFFT y FFT (*Inverse Fast Fourier Transform* y *Fast Fourier Transform*), la flexibilidad para poder adaptarse a sistemas de gran ancho de banda gracias a la ecualización en el dominio de la frecuencia, compatibilidad con técnicas MIMO (*Multiple-input Multiple-output*), además de la inserción de un prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) que provoca la eliminación de los efectos producidos por las interferencias intersimbólicas (ISI, *Intersymbol Interference*).

El principio fundamental o concepto clave de OFDM se basa en la división del espectro disponible en varios subcanales donde la información está modulada en múltiples portadoras, cada una a distinta frecuencia como establece la técnica FDM (*Frequency-Division Multiplexing*) pero con la diferencia de que las portadoras son ortogonales entre sí. Se va a profundizar en los detalles técnicos y en los bloques que componen un sistema OFDM (capítulo 2.2) tras una introducción histórica a la evolución de esta técnica de modulación.

2.1 El origen de OFDM

En Agosto de 1966, Robert W. Chang [1] publica su artículo sobre la síntesis de señales limitadas en banda para transmisión multicanal. Este artículo presenta una serie de principios para la transmisión simultánea de mensajes a través de un canal lineal limitado en banda, donde por primera vez se evitaba la interferencia entre símbolos (ISI) y la interferencia entre portadoras (ICI, *Intercarrier Interference*).

“In data transmission, it is common practice to operate a number of AM data channels through a single band-limited transmission medium. The system designer is faced with the problem of maximizing the overwall data rate, and minimizing interchannel and intersymbol interferences. In certain applications, the channels may operate on equally spaced center frequencies and transmit at the same data rate, and the signaling intervals of different channels can be synchronized. For these applications, orthogonal multiplexing techniques can be considered.” [1].

Poco después del artículo publicado por Robert W. Chang, en Diciembre de 1967, Burton R. Saltzberg [2] realizó un estudio de estos sistemas que concluye afirmando que para diseñar un sistema eficiente de transmisión en paralelo es más importante centrar el diseño en intentar reducir el *crosstalk* (parte de la señal que invade otro canal) entre canales adyacentes que en el perfeccionamiento individual de cada uno de los canales, ya que la distorsión dominante es la debida al *crosstalk*. Unos años después, se comprobó que fue una importante conclusión que ha ayudado a corregir el procesamiento digital en banda base.

“Parallel quadrature AM transmission provides a method of transmitting digital data at speeds very close to the Nyquist rate of band-limited channels without using sharp cutoff filters. In addition, the use of a large number of narrow channels is effective in combatting delay and amplitude distortion of the transmission medium. The receiver requires precise phasing of the demodulating carriers and sampling times in order to keep crosstalk between channels small. In the presence of delay and amplitude distortion, better results are obtained when half cosine roll-offs are used for shaping each channel than for full cosine roll-off.” [2].

Unos años más adelante, se consiguió un gran avance para el desarrollo de OFDM. En Octubre de 1971, S. B. Weinstein y Paul M. Ebert [3] propusieron el uso de la Transformada Discreta de Fourier (DFT), y específicamente

implementada con la Transformada rápida de Fourier (FFT), para realizar la modulación y demodulación en banda base en lugar de los generadores sinusoidales y demoduladores coherentes. 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 y se transmitía la señal resultante. De forma análoga, en el receptor se le aplicaba una transformación DFT para recuperar los datos originales.

“For a large number of channels, the arrays of sinusoidal generators and coherent demodulators required in parallel systems become unreasonably expensive and complex. However, it can be shown that a multitone data signal is effectively the Fourier transform of the original data train, and that the bank of coherent demodulators is effectively an inverse Fourier transform generator. This point of view suggests a completely digital modern built around a special-purpose computer performing the fast Fourier transform (FFT).” [3].

Para reducir la ISI y la ICI, usaron tanto un intervalo de guarda entre símbolos como un enventanado de tipo coseno alzado en el dominio del tiempo. Aunque el intervalo de guarda pudiera parecer un desperdicio de capacidad, el cambio de tener N moduladores a sólo uno implica una reducción de coste computacional muy importante que justifica su uso sin lugar a dudas. Esta solución no conseguía una ortogonalidad perfecta entre subportadoras pero supuso una mejora considerable para la época.

Un paso importante fue dado por Abraham Peled y Antonio Ruiz [4] en Abril de 1980, quienes propusieron una extensión cíclica o prefijo cíclico (CP) (ver capítulo 2.2.4.1) que resolvía los problemas que se producían en la ortogonalidad de las señales. En lugar de utilizar un intervalo de guarda vacío, decidieron introducir en ese espacio una extensión cíclica del símbolo OFDM. Esto, verdaderamente, simula un canal que realiza una convolución cíclica, lo que establece ortogonalidad sobre canales dispersivos cuando el CP es mayor que la respuesta impulsiva del canal. Sin embargo, esto introduce una pérdida de energía proporcional a la longitud de ese CP, aunque justificada por la ICI nula.

En el mismo año, el japonés Botaro Hirosaki [5], propuso un algoritmo de equalización que permitía eliminar tanto la ISI como la ICI causadas por la respuesta al impulso del canal o por los errores de sincronización en tiempo y en frecuencia.

Unos años más tarde, en 1985, Leonard J. Cimini [6] analiza muchos de los aspectos clave en transmisión OFDM. Hace una simulación donde se aprecia el diseño del primer esquema de OFDM moderno, su uso para las comunicaciones móviles y las posibles mejoras de la BER (*Bit Error Ratio*). Para la mejora en el comportamiento de la técnica en un fuerte ambiente de frecuencia selectiva, se incorpora el uso de portadoras piloto.

“In this paper, a cellular mobile radio system based on orthogonally frequency division multiplexing many low-rate subchannels into the higher rate channel was analyzed and simulated. This technique, when used with pilot-based correction, was shown to provide large improvements in BER performance in a flat Rayleigh fading environment.” [6].

En Septiembre de 1988, TH-CSF LER, diseña y realiza el primer enlace experimental de TV Digital con OFDM en la zona de París.

En Febrero de 1989, Irving Kalet [7] sugirió un esquema de asignación selectiva de subportadora. En él, se asignan más datos a través de la transmisión de subportadoras fiables cerca del centro de la banda de frecuencia de transmisión. Llegó a la conclusión de que estas subportadoras sufrieron menos distorsión debido al canal.

Si bien, el concepto de OFDM es conocido desde 1966, éste no alcanzó hasta los años 90 la suficiente madurez como para ser empleado en sistemas de comunicación debido al avance en las tecnologías incorporadas en chips de circuitos integrados (IC) y procesadores de señales digitales (DSP).

En esta década, OFDM fue explotada por las comunicaciones de datos de banda ancha, y es en 1993, cuando el estándar DSL (*Digital Subscriber Line*) adopta la técnica OFDM, pero con el término DMT (*Discrete Multi-tone*).

En Agosto de este mismo año, J. Ahn y H.S. Lee [8], presentan la interferencia entre portadoras como dual a la interferencia entre símbolos; la ICI puede considerarse ISI entre las portadoras en el dominio de la frecuencia y, por lo tanto, puede compensarse mediante la igualación. Investigan varias técnicas, con un ecualizador lineal (ZF, *Zero Forcing*) y uno no lineal con decisión realimentada (DFE, *Decision Feedback Equalizer*).

En ese mismo año, Brad Morris [9] diseña una red LAN (*Local Area Network*) inalámbrica experimental de 150 Mbps usando OFDM.

Es a partir de aquí cuando surgen muchos de los estándares que se conocen hoy en día. Entre los más importantes, destaca:

- El primer estándar basado en OFDM, llamado “Eureka 147” y creado como estándar europeo para DAB (*Digital Audio Broadcasting*), por la ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) en el año 1995.
- La televisión digital terrestre en la norma europea DVB-T (*Digital Video Broadcasting-Terrestrial*), por la ETSI en el año 1997.
- El proyecto “Magic WAND” (*Wireless ATM Network Demonstrator*) demostraba el uso de módems OFDM para redes LAN inalámbricas (WLAN, *Wireless LAN*) en 1998.
- El estándar WLAN 802.11a (Wi-Fi), por el IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) en 1999.
- El estándar WLAN IEEE 802.11g (Wi-Fi, ampliamente usado hoy en día) en el año 2002.
- El estándar WMAN (*Wireless Metropolitan Area Networks*) por el IEEE 802.16 (WiMAX), en 2004.
- El estándar DVB-H (*Digital Video Broadcasting Handheld*) por el ETSI, en 2004.
- El candidato para el estándar en la siguiente generación de WLAN 802.11n, por el IEEE, en 2004.
- El candidato por el 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) para el estándar de telefonía móvil LTE y para 3.75G por el 3GPP y 3GPP2 llamado HSOPA (*High Speed OFDM Packet Access*), en 2005.
- El estándar DVB-SH (*Digital Video Broadcasting Satellite services to Handhelds*) publicado por el DVB Project, en Febrero de 2007.
- Se demostró la primera implementación de la interfaz LTE completa, incluyendo MIMO-OFDM (*Multiple-input Multiple-output OFDM*), SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) y de multi-usuario MIMO de enlace ascendente, en 2007.

- El estándar DVB-T2 (*Digital Video Broadcasting Second Generation Terrestrial*) publicado por el DVB Project, en Mayo de 2008.

Uno de los principales inconvenientes de la transmisión multiportadora es la alta relación potencia de pico a potencia media (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) de la señal transmitida. En Abril de 2005, Seung H. Han y Jan H. Lee [10] publicaron un artículo donde se describen ciertas técnicas para la reducción de la PAPR para la transmisión multiportadora. Afirmaban que esas técnicas proporcionan una reducción en la PAPR pero supondría pérdida de velocidad de datos, aumento de la potencia de la señal transmitida, aumento de la BER, aumento de la complejidad computacional, etcétera. Ninguna técnica específica de reducción de PAPR es la mejor solución para todos los sistemas de transmisión multiportadora. Más bien, la técnica de reducción de PAPR debe ser cuidadosamente elegida de acuerdo con varios requisitos. En la práctica, los efectos del filtro de transmisión, convertidor D/A y amplificador de potencia de transmisión, deben ser considerados para elegir una técnica de reducción de PAPR apropiada.

Un tema importante en los sistemas OFDM, así como cualquier otro sistema de transmisión inalámbrica, es la sincronización en el receptor, ya que los errores de sincronización en tiempo y frecuencia perturban la ortogonalidad de las subportadoras y, por consiguiente, empeoran la SNR (*Signal to noise ratio*) considerablemente. La pérdida de ortogonalidad entre subportadoras también causa ICI. Las portadoras piloto, que se utiliza en la estimación de canal, también se utilizan con eficacia para la sincronización de frecuencia y tiempo. Recientemente se publicó una visión general de las diversas técnicas de sincronización de OFDM por B. Ai, Z. Yang, C. Pan, J. Ge, Y. Wang, Z. Lu, [11] en Junio de 2006.

Como se ha visto, la idea de OFDM tuvo su origen hace casi 50 años y poco a poco, avance tras avance, ha llegado a convertirse hoy en día en la base para las comunicaciones digitales de banda ancha además de ser una plataforma para el futuro de las comunicaciones.

2.2 Modulaciones multiportadora: OFDM

El principio fundamental de las modulaciones multiportadora es dividir un canal de banda ancha en canales de banda estrecha ortogonales, a los que se les denomina generalmente subportadoras, de forma que el flujo de bits a transmitir se reparte entre dichos canales de banda estrecha. Como consecuencia de la ortogonalidad entre las subportadoras, el canal de banda ancha es equivalente a múltiples canales paralelos de banda estrecha. El número de subportadoras se elige de manera que experimenten desvanecimiento plano en frecuencia, que se consigue si el ancho de banda de cada subportadora es lo suficientemente pequeño con respecto al ancho de banda de coherencia del canal.

Esto produce la principal ventaja de las modulaciones multiportadora que es la robustez frente a la ISI que aparece en las comunicaciones de banda ancha con multitrayecto (ver figura 2.1).

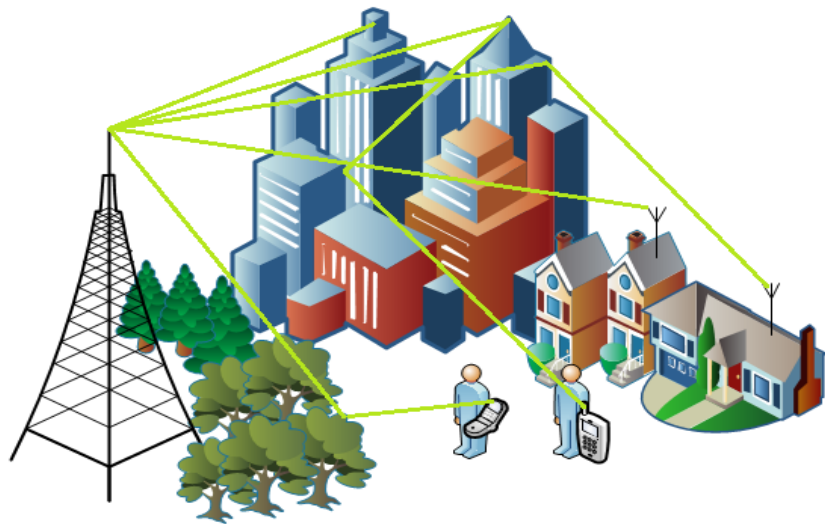


Figura 2.1. Canal multitrayecto

En sistemas inalámbricos con dispersión de retardo apreciable, los esquemas multiportadora eliminan la ISI de forma sencilla, mientras que para los esquemas monoportadora es necesaria una ecualización adicional que requiere un filtrado con un elevado número de etapas y, por tanto, ecualizadores de alta complejidad. Además, es difícil conseguir que los coeficientes asociados a las etapas del ecualizador sean totalmente exactos cuando el canal cambia de forma rápida.

La multiplexación por división en frecuencias ortogonales OFDM es una técnica de modulación multiportadora que ha sido adoptada como esquema de modulación para sistemas de comunicaciones inalámbricas por su buena respuesta ante canales de carácter hostil.

OFDM no sólo se aplica en sistemas inalámbricos, de hecho se suele emplear el término DMT (*Discrete MultiTone*) para sistemas con medios de transmisión guiados, como cable coaxial o par de cobre. El motivo de la diferenciación entre DMT y OFDM se produce debido a que en sus inicios las modulaciones multiportadora por medios guiados utilizaban modulación adaptativa en cada subportadora, sin embargo, en OFDM todas las subportadoras estaban moduladas de la misma manera. No obstante, se ha generalizado el uso de la modulación adaptativa en OFDM de tal forma que esta diferenciación tiene sentido únicamente en términos históricos.

2.2.1 Fundamentos básicos de OFDM

Tal y como se ha comentado anteriormente, el concepto clave de OFDM se basa en la división del espectro disponible en varias subportadoras ortogonales entre sí. Para ello, se convierte el canal de ancho de banda B en N subportadoras paralelas, cada una con ancho de banda B/N y una frecuencia asociada f_k , donde f_k , $k = 0, \dots, N - 1$.

Las portadoras consecutivas tienen una separación de $\Delta f = B/N$, por tanto si f_0 es la frecuencia de la primera portadora, las siguientes portadoras se encuentran a

$$f_k = f_0 + k \frac{B}{N} \quad (2.1)$$

La señal modulada OFDM, en su forma de envolvente compleja, se puede expresar de la siguiente forma:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} C_l^k \Phi_k(t - lT) \right\} \quad (2.2)$$

donde N es el número de subportadoras, T es la duración de un símbolo OFDM, C_l^k es el símbolo complejo de la modulación con subportadora k en un instante l y $\Phi_k(t) = e^{j2\pi kt/T} \text{rect}_T(t)$, siendo $\text{rect}_T(t)$ el pulso unitario de duración T .

Los pulsos son ortogonales entre sí, de forma que:

$$\int_0^T \Phi_k(t) \Phi_i^*(t) dt = \begin{cases} T; & \text{si } i = k \\ 0; & \text{si } i \neq k \end{cases} \quad (2.3)$$

puesto que hay un número de ciclos de $\Phi_k(t)$ en un intervalo de símbolo T .

Los símbolos de la modulación no tienen restricciones en un principio, pudiéndose usar constelaciones diferentes en subportadoras adyacentes. Típicamente se utilizan la QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) y la QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). El hecho de utilizar una función ortogonal $\Phi_k(t)$ garantiza que los símbolos C_l^k son separables por el receptor, siempre y cuando no se hayan visto alterados por el canal de propagación de la señal. Se puede comprobar que si el efecto del canal reduce la amplitud (reescalado) y rota la fase, la ortogonalidad sigue manteniéndose en las subportadoras que se han recibido, incluso si la rotación sufrida por cada subportadora ha sido diferente.

2.2.2 El espectro de la señal OFDM

Dado que la señal OFDM está constituida por la suma de señales sinusoidales a diferentes amplitudes y frecuencias, hay instantes en los que la amplitud resultante puede ser mayor que el valor promedio de esta amplitud. El espectro de la señal OFDM, suponiendo que los símbolos son incorrelados se obtiene de la superposición de cada uno de los espectros de las subportadoras que, habiendo considerado el equivalente paso bajo, quedan de la siguiente forma:

$$G_k(t) = \overline{|C_l^k|^2} T \text{sinc}^2(fT - k); \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.4)$$

donde $\overline{|C_l^k|^2}$ es la potencia media de los símbolos de la modulación y la función normalizada: $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$. La separación entre subportadoras es $\Delta f = \frac{B}{N} = 1/T$ (ver figuras 2.2 y 2.3). Si Δf es menor que el ancho de banda de coherencia del canal, los desvanecimientos selectivos en frecuencia pueden considerarse prácticamente planos en la banda de cada subportadora, lo cual permite ecualizar el canal subportadora a subportadora en el dominio de la frecuencia. Dado que cada subportadora transporta un flujo de bits independiente, los desvanecimientos selectivos en frecuencia afecta sólo al subconjunto de los bits codificados y la redundancia del código (prefijo cíclico, CP, capítulo 2.2.4) permite recuperar la información.

También es posible adaptar la modulación y el prefijo cíclico en función de la SNR en diferentes zonas del espectro (sub-bandas), maximizando así la capacidad global.

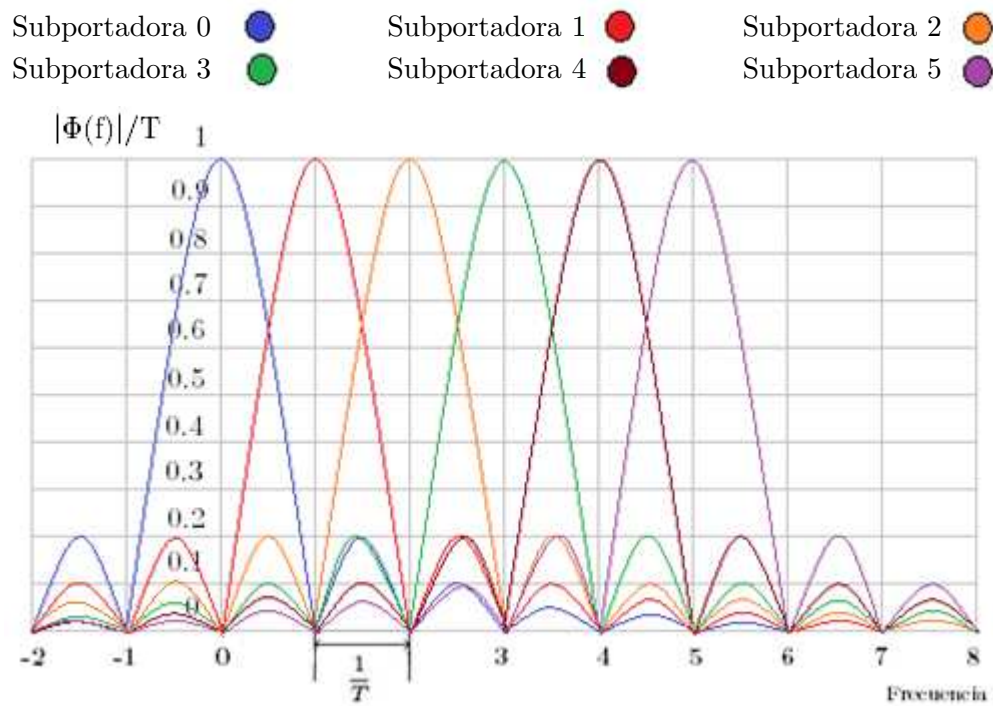


Figura 2.2. Espectro OFDM con 6 subportadoras

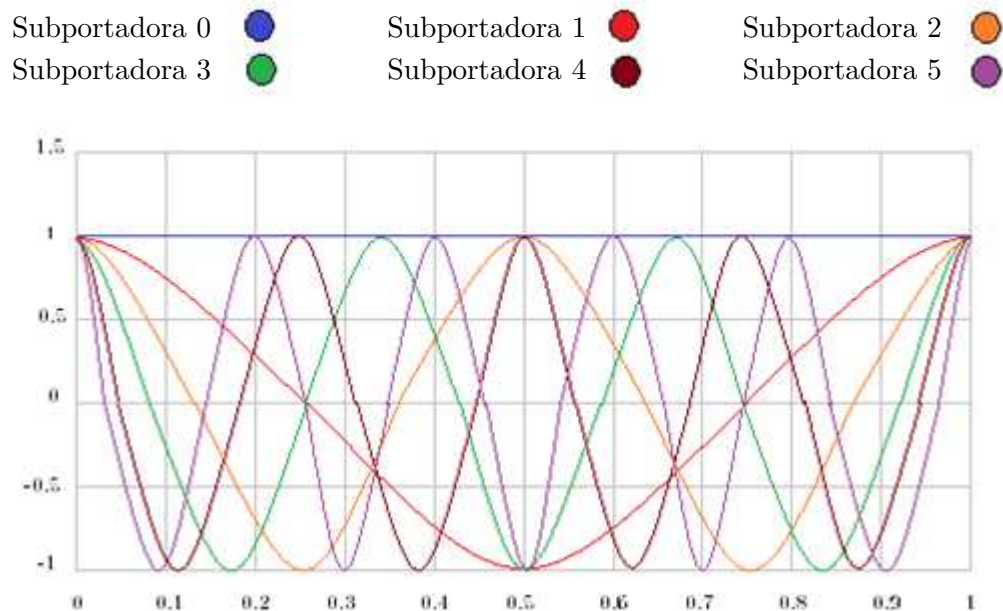


Figura 2.3. Señal temporal OFDM correspondiente a las 6 subportadoras anteriores (parte real).

2.2.3 La modulación y demodulación

Para estudiar el principio de esta modulación empleamos los fundamentos básicos vistos en el capítulo 2.2.1 donde consideramos un conjunto de N símbolos complejos C_l^k con $k = 0, \dots, N-1$ que se desean transmitir simultáneamente siendo T el periodo de símbolo o la duración de un símbolo en un instante l .

Cada uno de estos símbolos se modula con las portadoras anteriormente definidas, $\Phi_k(t) = e^{j2\pi k\Delta f t} \text{rect}_T(t)$ como se muestra en la figura 2.4. La señal resultante del proceso, o símbolo de OFDM en un instante l dado, sería la siguiente:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_l^k \Phi_k(t) \quad (2.5)$$

Obsérvese que la señal corresponde a una señal modulada en banda base. Habitualmente se trasladará a una frecuencia de portadora f_0 a la que se transmitirá. Con el resto de frecuencias de las subportadoras, quedaría de la siguiente forma:

$$\Phi_k(t) = e^{j2\pi(f_0 + k\Delta f)t} \text{rect}_T(t) \quad (2.6)$$

donde $f_k = f_0 + k\Delta f$, para $k = 0, \dots, N-1$.

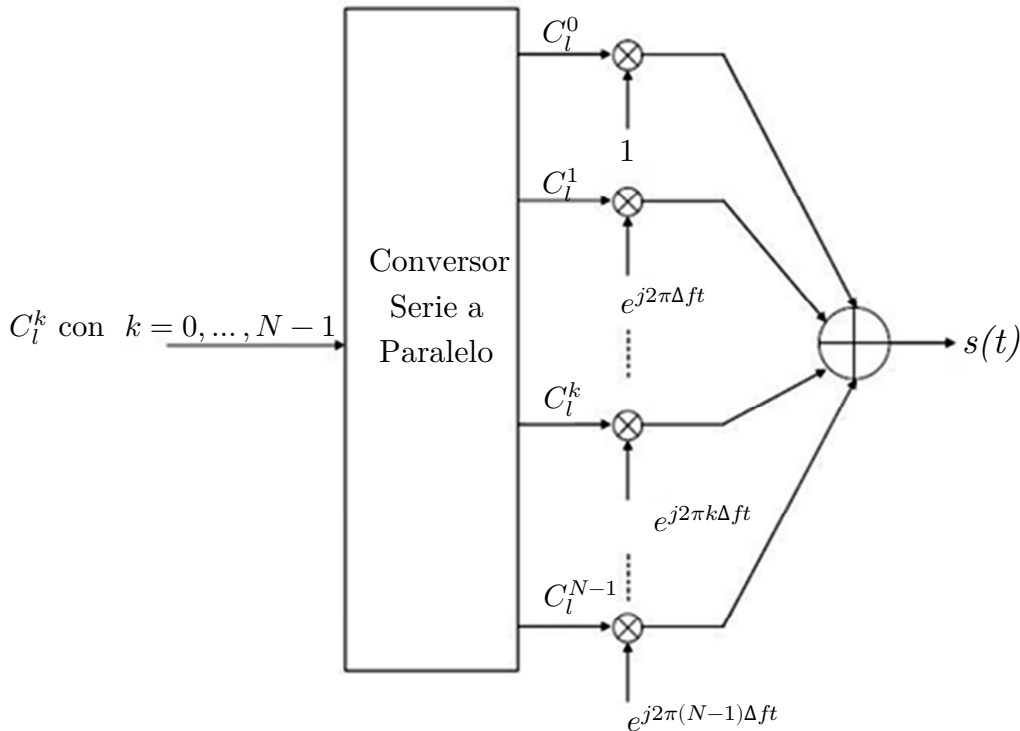


Figura 2.4 Modulación OFDM de un conjunto de símbolos

Como resultado de la modulación, el espectro de la señal en banda base $s(t)$ viene dado por:

$$S(f) = T e^{-j\pi f T} \sum_{k=0}^{N-1} C_l^k \frac{\sin(\pi(f + k\Delta f) T)}{(\pi(f + k\Delta f) T)} \quad (2.7)$$

En recepción, se traslada a banda base de nuevo, obteniéndose $s(t)$. La forma de demodular se muestra en la figura 2.5. Se basa en N ramas diferentes, cada una formada por una multiplicación compleja por la correspondiente subportadora seguida de una integración en el período de símbolo. Analizando la salida de la rama k -ésima se obtiene que:

$$\widetilde{C}_l^k = \sum_{m=0}^{N-1} C_l^m \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi(m-k)\Delta f t} dt = C_l^k \quad (2.8)$$

Hacemos notar que gracias a la ortogonalidad entre las subportadoras, la única contribución diferente de cero en el sumatorio se da cuando $m = k$, permitiéndonos obtener a la salida el símbolo C_l^k que se envió en la subportadora k -ésima.

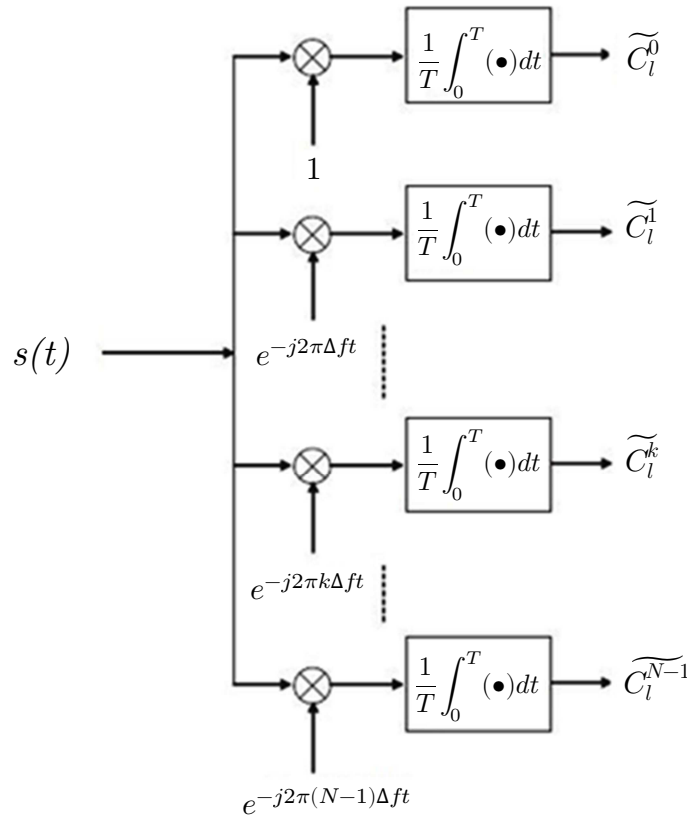


Figura 2.5 Demodulación de OFDM

2.2.3.1 El uso de la Transformada discreta de Fourier (DFT)

Los esquemas vistos anteriormente sirven para explicar el principio de funcionamiento de la modulación y demodulación de las señales OFDM, aunque la generación y demodulación práctica de la señal OFDM se hace habitualmente a través de la Transformada discreta de Fourier tal y como se muestra a continuación.

Si sólo se considera un intervalo de símbolo, $lT \leq t < (l+1)T$, la señal OFDM sería:

$$\tilde{s}_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_l^k \Phi_k(t - lT) = \sum_{k=0}^{N-1} C_l^k e^{j2\pi kt/T}; \quad lT \leq t < (l+1)T \quad (2.9)$$

Si se muestrea $\tilde{s}_l(t)$ a N muestras por símbolo, se obtiene:

$$\tilde{s}_l\left(lT + n\frac{T}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_l^k e^{\frac{j2\pi kn}{N}}; \quad (0 \leq n \leq N-1) \quad (2.10)$$

La expresión (2.10) es la IDFT de los símbolos complejos de la modulación y puede implementarse de una forma eficiente mediante la transformada rápida de Fourier inversa o la IFFT si N es potencia de 2.

La forma de onda generada por la IDFT, que dura T (segundos) y ocupa un ancho de banda de B (Hz), transporta la información correspondiente a N símbolos de la modulación, equivalente a N transmisiones en paralelo de ancho de banda los Δf (Hz) cada una de ellas.

Con respecto a la demodulación, la aplicación del algoritmo de la DFT a las muestras de la señal recibida permite recuperar los símbolos transmitidos. En efecto, suponiendo que la señal recibida es igual a la transmitida:

$$\begin{aligned} \widetilde{C}_l^k &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{s}_l\left(n\frac{T}{N}\right) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{i=0}^{N-1} C_l^i e^{\frac{j2\pi in}{N}} \right) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} C_l^i \sum_{n=0}^{N-1} \left(e^{\frac{j2\pi(i-k)n}{N}} \right) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} C_l^i \frac{1 - e^{j2\pi(i-k)}}{1 - e^{\frac{j2\pi(i-k)}{N}}} = C_l^k; \\ &\quad ; \quad 0 \leq k \leq N-1 \end{aligned} \quad (2.11)$$

donde se ha aplicado la suma parcial de la serie geométrica y la regla de *l'Hôpital*. Como hemos comentado anteriormente, si N es potencia de 2 puede usarse la FFT para implementar la DFT. En la práctica, siempre puede usarse una IFFT/FFT con un tamaño de bloque que sea una potencia de 2 mayor que N y rellenar con ceros las portadoras no utilizadas en los extremos de la banda.

Por lo tanto, la forma habitual de generar una modulación OFDM es considerar k símbolos a modular como los valores de las muestras en frecuencia de la señal resultante (a una muestra por subportadora) y a partir de dichos símbolos calcular la IDFT de N muestras. Finalmente se proporcionan dichas muestras temporales de la señal para que pasen por un filtro Digital/Analógico y generar la señal a transmitir tal y como se muestra en la figura 2.6.

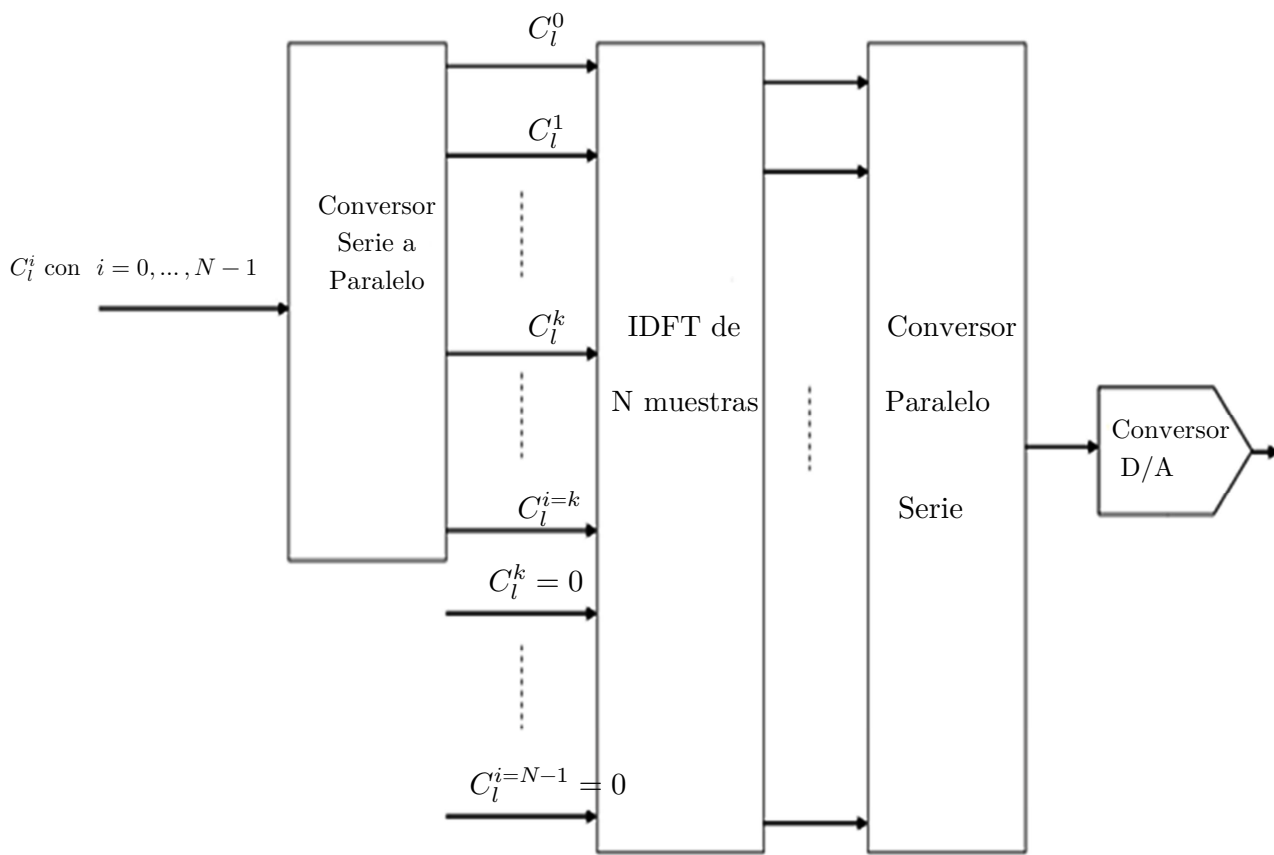


Figura 2.6 Modulación OFDM basado en IDFT

Hay que destacar que la frecuencia de muestreo viene dada por el número de muestras de la DFT, N , y por la separación entre subportadoras, Δf , de esta forma: $f_m = N\Delta f$. Por otra parte, el ancho de banda de la señal transmitida viene determinado por el número de subportadoras ocupadas k , ocupando aproximadamente $k\Delta f$.

En cuanto a la recepción, el proceso de demodulación se efectúa a partir de la DFT (o su versión rápida, FFT), y lo que se desea obtener a la salida no es más que las muestras de la señal modulada, que coinciden con los diferentes símbolos enviados. El esquema es el que se muestra en la figura 2.7.

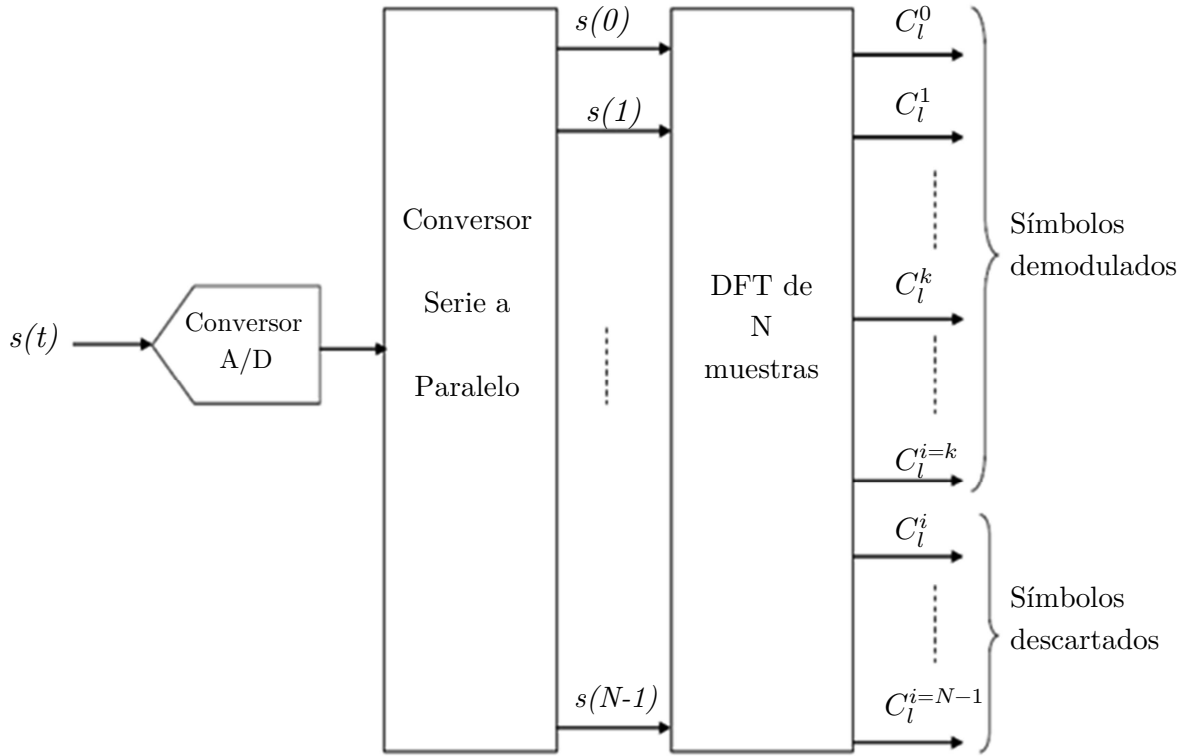


Figura 2.7 Demodulación OFDM basado en DFT

Apreciamos que tras efectuar la DFT, de las N muestras resultantes a la salida, las k primeras constituyen los símbolos que se desean recuperar mientras que las restantes hasta completar las N muestras son descartadas, que efectivamente, se corresponderían con los $N-k$ ceros que se han añadido para realizar la IDFT.

De esta forma, la señal a la salida del transmisor, queda expuesta a los efectos del canal, donde la propagación se ve afectada por diferentes fenómenos tales como el multitrayecto, difracción por obstáculos, etc. En definitiva, se produce un desvanecimiento de la señal transmitida, que puede alcanzar el receptor por medio de varias rutas diferentes, siendo cada una de ellas una copia de la original, produciendo que la señal recibida esté realmente compuesta por un conjunto de réplicas de la original, cada una de ellas recibidas en instantes de tiempo diferentes y con diferentes amplitudes y fases. Para combatir este problema, se recurre a la inclusión del prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*)(ver capítulo 2.2.4.1).

2.2.4 El efecto de la propagación multitrayecto

El modelo de la propagación multitrayecto acostumbra a ser una respuesta impulsional compuesta por un cierto número de caminos o trayectos, cada uno caracterizado por un retardo de propagación y por una amplitud que dependen de los recorridos efectuados por las ondas radioeléctricas en su propagación. Tanto las amplitudes como los retardos y el número de caminos variarán además temporalmente de acuerdo con las variaciones del entorno y la movilidad. La respuesta al impulso del canal (equivalente paso-bajo) se puede describir como:

$$h_c(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_i \delta(t - \tau_i) \quad (2.12)$$

donde los coeficientes complejos α_i , se corresponden a los L caminos de propagación y τ_i son cada uno de los retardos ($\tau_1 = 0$; $\tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_L$). Si el intervalo T (periodo de símbolo) es menor que el tiempo de coherencia del canal, puede considerarse que los coeficientes α_i ($\forall i$), y por consiguiente $h_c(t)$, son aproximadamente constantes durante un periodo de símbolo. De esta forma, la señal recibida durante ese periodo se puede calcular como:

$$\tilde{r}_l(t) = \tilde{s}_l(t) * h_c(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_i \left(\sum_{k=0}^{N-1} C_l^k e^{j2\pi k(t-\tau_i)/T} \right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_l^k H_k e^{j2\pi kt/T};$$

$$(lT + \tau_L < t < (l+1)T) \quad (2.13)$$

siendo H_k la función de transferencia del canal, $H(f) = \mathcal{F}(h_c(t))$, evaluada en la frecuencia de la subportadora k ;

$$H_k = H(f)|_{f=k/T} = \sum_{i=1}^L \alpha_i e^{-j2\pi k\tau_i/T} \quad (2.14)$$

La expresión (2.13) únicamente sería válida en el intervalo $(lT + \tau_L < t < (l+1)T)$ (con duración menor que T), sabiendo que para $(lT < t < lT + \tau_L)$ aún no se han recibido todos los ecos del transitorio debido al cambio de símbolo $C_{l-1}^k \rightarrow C_l^k$. De acuerdo con la expresión (2.13), en el intervalo donde la señal OFDM recibida es válida, el canal únicamente introduce un factor escalar complejo específico para cada subportadora (H_k). De cualquier modo, para conservar la ortogonalidad entre subportadoras en el receptor es preciso entregar al algoritmo DFT las N muestras válidas en el dominio del tiempo (equivalentes a un intervalo de T).

No obstante, para ecualizar dicho canal en el dominio de la frecuencia es necesario que la convolución entre la señal transmitida y la respuesta impulsional del canal sea una convolución cíclica en lugar de lineal. Por estos motivos, es necesario que el transmisor añada, al principio del bloque de muestras temporales que es resultado de la IDFT, un prefijo cíclico o intervalo de guarda.

2.2.4.1 El prefijo cíclico.

Una de las mayores ventajas de OFDM es su eficiencia atajando los efectos de retardos del canal multitrayecto. En la mayoría de aplicaciones de OFDM, se inserta un intervalo de guarda entre los símbolos OFDM para prevenir la interferencia intersímbolo (ISI). Este intervalo de guarda se elige con duración mayor que el máximo retardo de entre todas las subportadoras de forma que las componentes debidas al retardo de un símbolo no interfieran en el siguiente. Como intervalo de guarda, se suele elegir una serie de ceros.

Sin embargo, mientras que la ISI puede estar controlada con este intervalo de guarda, la desalineación entre el oscilador en el transmisor y receptor, o la movilidad del receptor con respecto al transmisor (*efecto Doppler*), pueden producir cierta interferencia entre portadoras (ICI) causando la pérdida de ortogonalidad entre ellas. Para evitar esta interferencia, en lugar de un intervalo de guarda, se introduce un prefijo cíclico.

El prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*), en definitiva, se obtiene copiando un conjunto de muestras del final del bloque OFDM al principio produciendo cierta redundancia. Aunque el CP es necesario si el canal es dispersivo en el tiempo, no transporta información y reduce el eficiente uso de los recursos disponibles. En la figura 2.8 se ilustra cómo el transmisor inserta el CP y cómo el receptor recibe la suma de L ecos de la señal OFDM transmitida. Debido a la propiedad cíclica de la IDFT, el bloque de muestras original y el CP se unen manteniendo perfecta continuidad en la fase.

La ortogonalidad de las subportadoras recibidas se mantiene siempre que la ventana de la DFT esté libre de transitorios. En un principio, la pérdida de eficiencia por motivo del CP puede verse reducida si se aumenta la duración del símbolo OFDM.

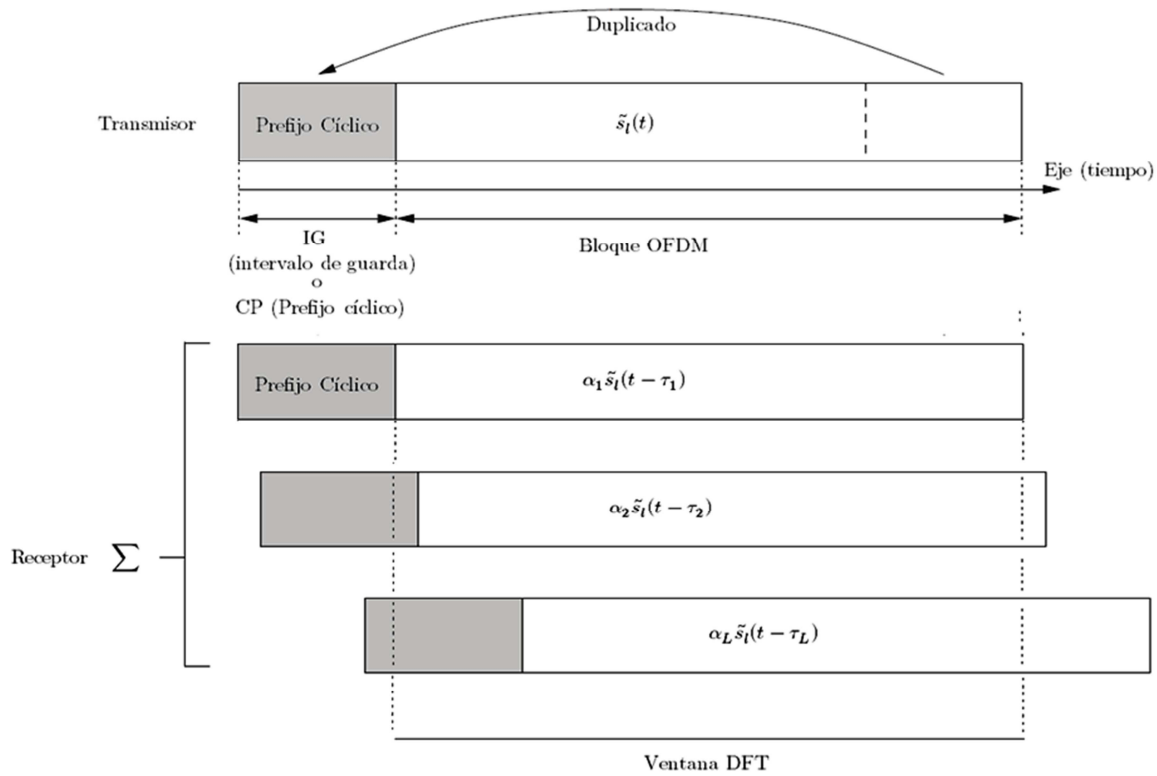


Figura 2.8 Prefijo cíclico en OFDM

Por otro lado, para intentar prevenir la pérdida de ortogonalidad debida a los errores de sincronización en frecuencia, la separación entre las subportadoras ($\Delta f = 1/T$) debe ser bastante mayor que el máximo desplazamiento de frecuencia que experimenta un usuario en movimiento. Esto hace que no pueda elegir un intervalo de símbolo T excesivamente grande.

De este modo, teniendo en cuenta estas ineficiencias, es preciso escoger el valor de la duración del CP como el mínimo valor posible que permite hacer frente a la dispersión del canal.

En definitiva, un canal con dispersión y por lo tanto selectivo en frecuencia (esto es, una transmisión de banda ancha), gracias a la utilización del CP, se ha transformado en un conjunto de k canales en paralelo, no selectivos en frecuencia (esto es, transmisiones de banda estrecha). Esto además sugiere la posibilidad de modificar independientemente los parámetros de transmisión de cada canal, por ejemplo variando adaptativamente la modulación o la codificación de los símbolos que se envían en cada uno, en función de las características de cada canal.

En las figuras 2.9 y 2.10 vemos dónde se incluyen el bloque correspondiente a la inserción del prefijo cíclico en el transmisor y a la extracción de dicho prefijo en el receptor de un sistema OFDM.

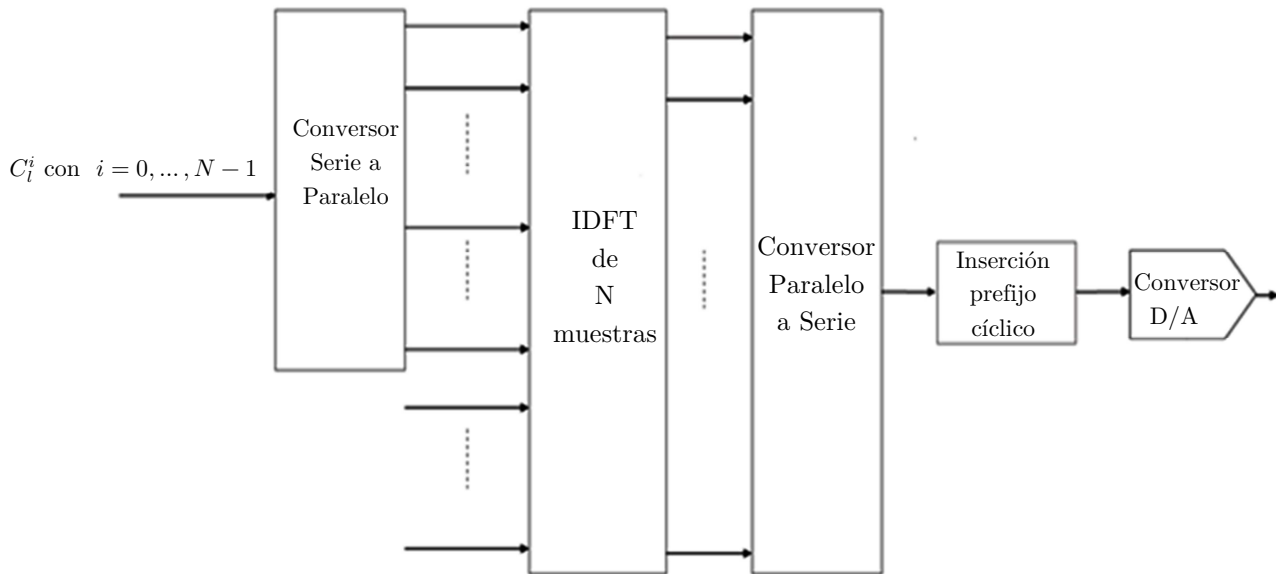


Figura 2.9 Modulación OFDM basado en IDFT con prefijo cíclico.

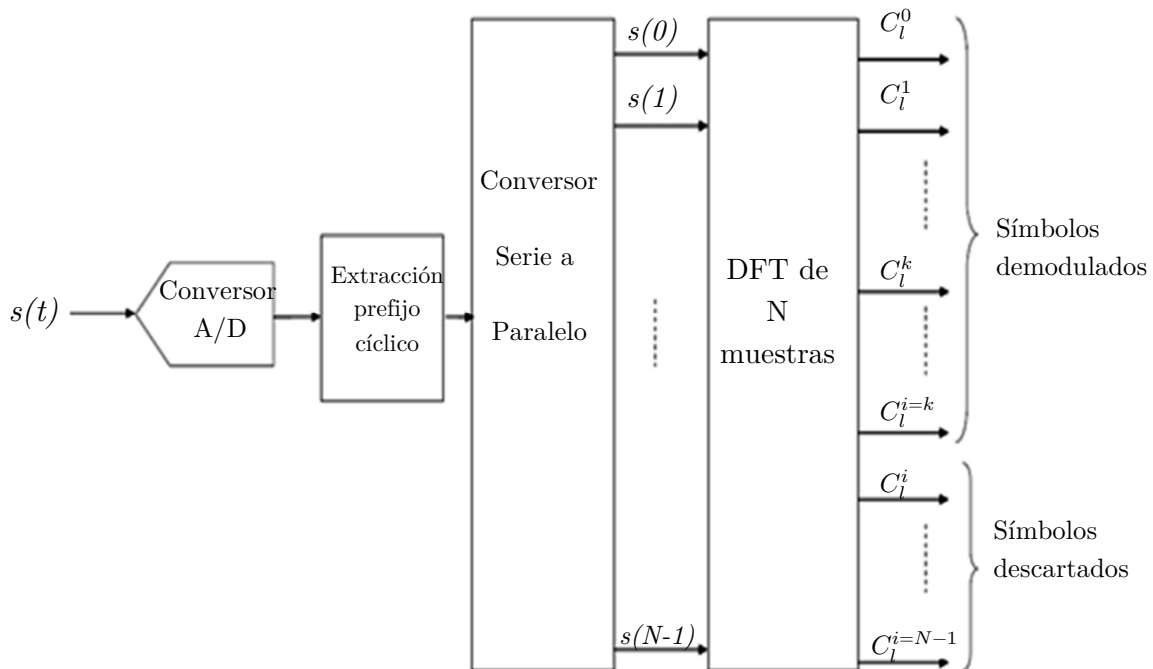


Figura 2.10 Demodulación OFDM basado en DFT con extracción del prefijo cíclico.

2.3 La técnica OFDMA

El sistema de acceso múltiple *Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access* (OFDMA) surge de los principios de la modulación OFDM mencionados anteriormente. En la técnica OFDMA se considera la posibilidad de que los diferentes símbolos modulados sobre las subportadoras correspondan a distintos usuarios. De tal manera, se permite realizar varias transmisiones simultáneas pertenecientes a diferentes flujos de información al ser transportados en subportadoras distintas tal y como apreciamos en el esquema de transmisión de la figura 2.11. Observamos que en dicho esquema existen P flujos de información correspondientes a diferentes usuarios, siendo N_k el número de símbolos enviado para el usuario k -ésimo, donde $C_{i,k}$ representa el i -ésimo símbolo del k -ésimo usuario. De forma análoga, en el receptor de cada usuario bastará con recuperar el contenido de las subportadoras asignadas a dicho usuario para separar la información destinada a este usuario de la del resto (obsérvese que será preciso disponer de los mecanismos de señalización adecuados para notificar a cada usuario a través de qué subportadoras se le está enviando la información). Destacamos que en el ejemplo, cada usuario dispone de un conjunto de subportadoras contiguas pero que no tendría que ser así siempre, sino que se pueden distribuir los símbolos de usuario en subportadoras no contiguas.

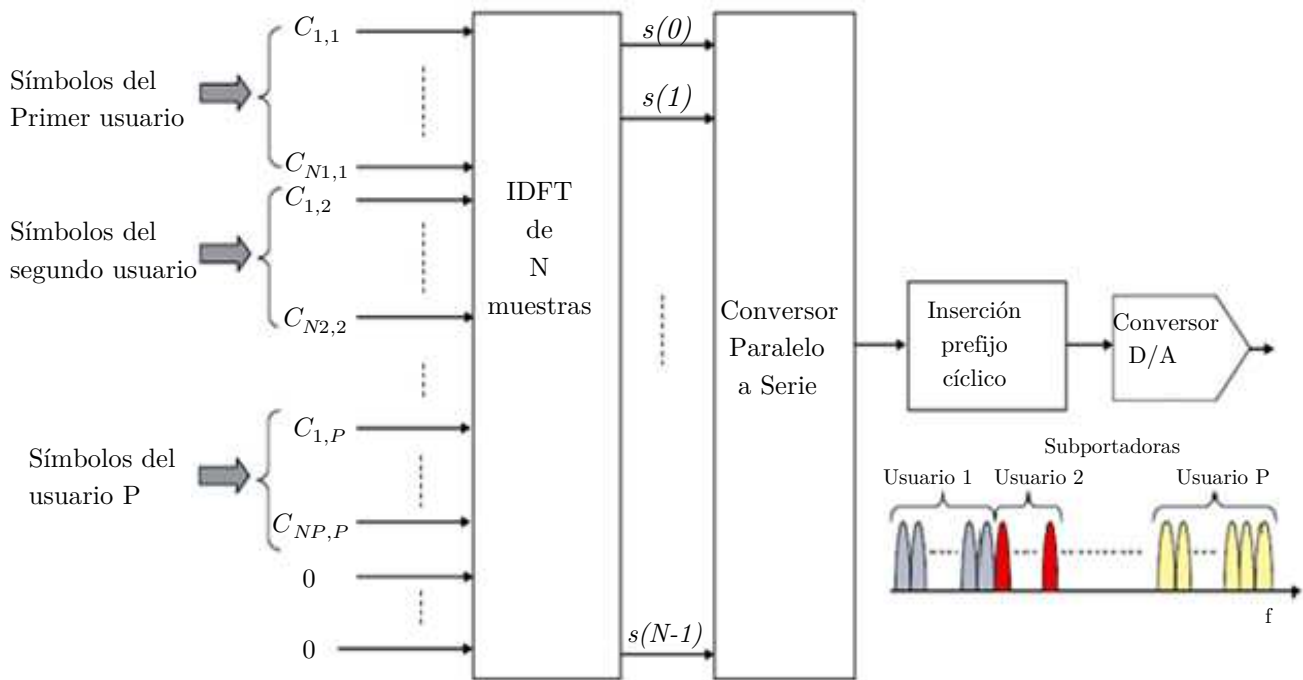


Figura 2.11 Multiplexación de usuarios en OFDM

2.3.1 Las ventajas y desventajas de la técnica OFDMA

Como se adelantó al inicio del capítulo 2, la técnica de modulación OFDM supone un gran número de ventajas que han provocado que esta técnica sirva de gran avance para las comunicaciones digitales. Lógicamente, la técnica de acceso múltiple OFDMA, dispone de estas ventajas también. A continuación se detallan las más importantes:

- Robustez frente a la propagación multitrayecto: Gracias a la aplicación del prefijo cíclico, la técnica OFDMA es muy robusta frente a la ISI y la ICI resultantes de la propagación multitrayecto. Además se combate la distorsión mediante técnicas de ecualización en el dominio de la frecuencia, que resultan más eficientes y no tan complejas como las técnicas de ecualización clásicas que se emplean en el dominio temporal, principalmente cuando se tiene que efectuar una transmisión en banda ancha y como consecuencia se enfrenta a canales muy dispersivos.
- Un uso más eficiente del espectro: Presenta una alta eficiencia espectral en comparación con otros sistemas de modulación multiportadora (por ejemplo FDM) al provocar la ortogonalidad entre las subportadoras. Esto se consigue con un espaciado mínimo entre las diferentes subportadoras utilizadas, existiendo de hecho una cierta superposición en el espectro ocupado por éstas sin que ello afecte a la recuperación de la señal transmitida. Por el contrario, otras técnicas de transmisión diferentes de OFDM requerirían una cierta banda de guarda entre los diferentes canales, lo que reduciría el grado de utilización de la banda asignada y en consecuencia la eficiencia espectral. Se muestra de forma gráfica en la figura 2.12.

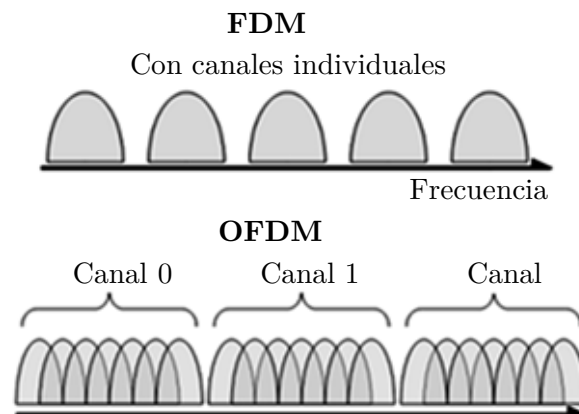


Figura 2.12 Eficiencia espectral de OFDM

- Sencillez de implementación en el dominio digital gracias al uso de la FFT/IFFT: Esta técnica consiste en la agrupación de N números complejos, uno por cada canal. A cada uno de estos bloques se le realizaba una transformada IFFT y se transmitía la señal resultante. De forma análoga, en el receptor se le aplicaba una transformación FFT para recuperar los datos originales. Esto proporciona un método de procesamiento de señales en tiempo discreto eficaz para modular simultáneamente y demodular las señales transmitidas y recibidas en subcanales diferentes sin requerir la aplicación de los generadores sinusoidales y demoduladores coherentes. Por tanto, se consigue una reducción de la complejidad computacional.
- Diversidad frecuencial: Como se comenta anteriormente, es posible asignar a un mismo usuario subportadoras no contiguas, suficientemente separadas como para que el estado del canal en las mismas sea independiente, lo que proporciona diversidad frecuencial en la transmisión de dicho usuario ante canales selectivos en frecuencia.
- Diversidad multiusuario: Mediante OFDMA la asignación de subportadoras a usuarios se realiza de forma dinámica, pudiéndose cambiar en períodos cortos de tiempo dicha asignación a través de estrategias denominadas *scheduling* (apartado 2.3.2). De este modo y teniendo en cuenta que el canal radio presentará desvanecimientos aleatorios en las diferentes subportadoras, y que dichos desvanecimientos serán independientes para cada usuario, se puede intentar seleccionar para cada subportadora el usuario que presente un mejor estado del canal (esto es, perciba una mejor relación señal a ruido, SNR), lo que se traducirá en una mejor utilización de la banda disponible para conseguir una mayor velocidad de transmisión, es decir, una mayor eficiencia espectral.
- Flexibilidad en la banda asignada: La técnica OFDMA proporciona una forma sencilla de acomodar diferentes velocidades de transmisión a los diferentes usuarios en función de los requerimientos de servicio de cada uno, simplemente a base de la asignación de más o menos subportadoras por usuario. Nótese que esto puede llevarse a cabo sin ninguna modificación en el proceso de modulación, solamente cambiando los valores de entrada sobre los que se efectúa la IDFT.

- Alta granularidad en los recursos asignables: Al subdividir la banda total en un elevado número de subportadoras de banda estrecha que se asignan dinámicamente a los usuarios, se dispone de una elevada granularidad a la hora de asignar más o menos recursos a cada uno, lo que resulta útil para acomodar servicios con diferentes requerimientos de calidad. Por el contrario, en otras técnicas como CDMA (*Code Division Multiple Access*), la variación en la cantidad de recursos asignables a cada usuario se consigue principalmente mediante la modificación del factor de ensanchado (*spreading factor*), que acostumbra a tener una granularidad menor porque se suele variar en potencias de 2.

También existen algunas desventajas en esta técnica que sería conveniente destacar, como por ejemplo:

- La alta relación potencia de pico a potencia media (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) de la señal transmitida: Uno de los inconvenientes de las técnicas de transmisión multiportadora como OFDMA es que la potencia instantánea transmitida puede ser significativamente superior a la potencia media. Además la PAPR se eleva si el número de subportadoras utilizadas aumenta y, esto requiere de amplificadores de potencia altamente lineales para evitar la distorsión asociada a la intermodulación, traduciéndose en una eficiencia reducida y un incremento en su coste.
- La susceptibilidad frente a errores de frecuencia: La ortogonalidad en OFDMA se basa en que la separación entre subportadoras coincide con el inverso de la duración del símbolo OFDMA. Por este motivo, en el caso de que existan desplazamientos en la frecuencia de las subportadoras respecto a la frecuencia de referencia, se origina una cierta pérdida de ortogonalidad y la consiguiente interferencia entre subportadoras (empeora la SNR). Los motivos de estos errores en frecuencia pueden ser diversos, como por ejemplo la estabilidad de los osciladores, el *efecto Doppler* asociado al movimiento de los receptores, etc. En este sentido, la disponibilidad de mecanismos de sincronización eficientes para hacer frente a estos errores en frecuencia es uno de los aspectos necesarios a tener en cuenta.

2.3.2 La diversidad multiusuario de OFDMA (*scheduling*)

Una de las ventajas mencionadas anteriormente es que mediante OFDMA es muy sencillo efectuar una asignación dinámica de las subportadoras disponibles a los diferentes usuarios simplemente modificando los símbolos que se inyectan a cada una de las entradas del proceso de IDFT en transmisión. Esto nos proporciona el hecho de que en periodos de tiempo muy cortos, típicamente compuestos por un pequeño número de periodos de símbolo, se puedan modificar las subportadoras empleadas por cada usuario, lo que permite la flexibilidad necesaria para poder acomodar flujos de información con diferentes requerimientos de QoS (*Quality of Service*).

El mecanismo de *scheduling* de paquetes es el encargado de establecer en cada instante a cuales de las subportadoras se le van a asignar un determinado usuario o incluso a los diferentes flujos de información dentro de un mismo usuario que se corresponden a diferentes servicios. En la figura 2.13 podemos visualizar un ejemplo de *scheduling* de paquetes en OFDMA. En la imagen vemos que por un lado hay datos asociados a 4 usuarios diferentes, cada uno representado con un color y por otro lado, apreciamos la “rejilla” cuyos ejes son el temporal y frecuencial, de forma que en el eje temporal está dividido en periodos de T segundos y el eje frecuencial se divide en el número de subportadoras separadas Δf . El sistema de *scheduling* es quien se encarga de las asociaciones entre subportadoras, periodos y usuarios. Para ello, se tendrá en cuenta tanto los requisitos de QoS de los diferentes usuarios como la información relativa al estado del canal de cada usuario.

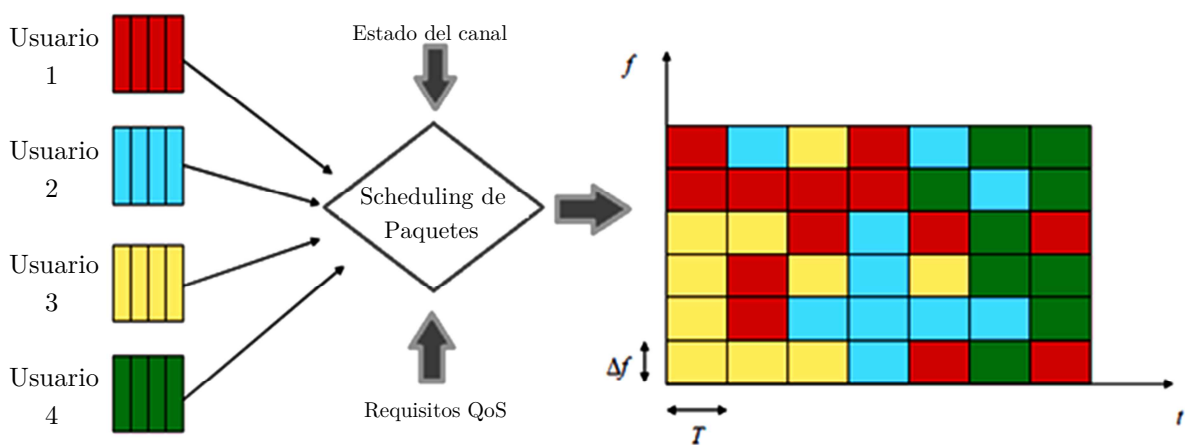


Figura 2.13 Esquema de *Scheduling* de paquetes en OFDMA

2.4 Referencias

- [1]. Robert W. Chang. “*Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission*”. August 4, 1966.
- [2]. Burton R. Saltzberg. “*Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System*”. December 15, 1967.
- [3]. S. B. Weinstein and Paul M. Ebert. “*Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*”. October 5, 1971.
- [4]. Abraham Peled and Antonio Ruiz. “*Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*”. April, 1980.
- [5]. Botaro Hirosaki. “*An Analysis of Automatic Equalizers for Orthogonally Multiplexed QAM Systems*”. January, 1980.
- [6]. Leonard J. Cimini. “*Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing*”. July, 1985.
- [7]. Irving Kalet. “*The multitone channel*”. February, 1989.
- [8]. J. Ahn and H.S. Lee. “*Frequency domain equalization of OFDM signals over frequency nonselective Rayleigh fading channels*”. August 5, 1993.
- [9]. B. Morris, J. McRory, A. Sesay, G. McGibney. “*Implementation of a high performance wireless LAN*”. September 27, 1994.
- [10]. Seung Hee Han and Jae Hong Lee “*An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission*”. April, 2005.
- [11]. Bo-Ai, Zhi-Xing Yang, Chang-Yong Pan, Jian-hua Ge, Y. Wang, Z. Lu. “*On the synchronization techniques for wireless OFDM systems*”. June, 2006.
- [12]. Ramón Agustí Comes, Francisco Bernardo, Fernando Casadeval. “*LTE. Nuevas tendencias en comunicaciones móviles*”. 2010.
- [13]. William Shieh, Ivan Djordjevic. “*Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications*”. 2010.