

Curso 2004/05
CIENCIAS Y TECNOLOGÍAS/22
I.S.B.N.: 84-7756-661-5

OSWALDO B. GONZÁLEZ HERNÁNDEZ

**Estudio de la aplicación
de técnicas de modulación OFDM
para comunicaciones ópticas guiadas
en el canal infrarrojo**

Directores

**SILVESTRE RODRÍGUEZ PÉREZ
RAFAEL PÉREZ JIMÉNEZ**



SOPORTES AUDIOVISUALES E INFORMÁTICOS
Serie Tesis Doctorales

A mi familia

Agradecimientos

Llegado a este punto, quiero expresar mi más profundo agradecimiento a todas aquellas personas que de una u otra manera han contribuido a que esta Tesis sea ya una realidad.

En primer lugar, quisiera recordar la figura del Dr. D. Félix Herrera Cabello, quien me apoyó desde el principio para que realizara esta Tesis, y al que lamento no haber conocido mejor. Se fue demasiado pronto. Sin embargo, creo que ha dejado en todos nosotros una huella imborrable y espero que, de alguna manera, cada esfuerzo nuevo realizado por este grupo sea un tributo a su persona.

En segundo lugar, a mis dos directores de Tesis, Silver y Rafa, quiero agradecerles, no sólo la ayuda que me han prestado casi a diario, - a veces puedo resultar muy pesado -, sino también su amistad. Y, sobre todo, la confianza depositada en mí. Gracias de verdad por todo el esfuerzo que han hecho para que les deje en paz de una vez. Han sido unos directores geniales.

A todos mis compañeros del Laboratorio de Comunicaciones y Teledetección sólo puedo expresarles mi más sincera gratitud por ser, la verdad, un grupo tan “cojonudo”. Me han acogido estupendamente desde el principio. Me siento muy a gusto aquí, gracias a ustedes.

En especial, a Alex y Zaca, quiero agradecerles que creyeran desde un principio en mí. A ellos les debo el empezar a formar parte de este grupo. Espero que no se arrepientan. Gracias también por su amistad.

A los compañeros de Las Palmas, Paco, Jose y todos los demás, sólo puedo darles las gracias por haberme acogido tan bien, aunque venga, como dice Juan Luis, de la “isla hermana”. Me he sentido como en casa. Además, señores, me encanta su tierra.

Gracias al Dr. Carmelo Militello por todo el esfuerzo que hizo para sacarnos, a Silver y a mí, de aquel embrollo en el que nos metimos con el dichoso “error”. Todavía quedan secuelas de aquello. Gracias a Dios, ya parece que empezamos a dejarlo atrás. Se me hacen más agradables las charlas actuales de cafetería.

Deseo agradecer también a todos los miembros del Departamento de Física Fundamental y Experimental, Electrónica y Sistemas, y a todos los demás compañeros de la Facultad de Física sus pequeñas aportaciones en el día a día. Gracias por hacer tan agradable la convivencia diaria, aunque cada uno esté metido en sus “vainas”.

Gracias también a las instituciones, Ministerio de Ciencia y Tecnología y Gobierno de Canarias, por las ayudas económicas concedidas a través de los Proyectos de Investigación TIC99-0932-C02-02, TIC2003-07005, PI2001/109, y a la Universidad de La Laguna por el proyecto de investigación precompetitivo número 1802260403.

Por último, deseo dar gracias a todos aquellos que forman parte también de todo esto, pero que lo hacen desde otra “óptica”. Sin su apoyo hubiera sido incapaz de seguir adelante. Gracias a mi familia, a mis padres y hermanos, por estar siempre ahí. Gracias, Nay, por esas traducciones tan estupendas. Gracias a mis amigos y amigas, por permitir que de vez en cuando me evada de toda esta locura que es a veces la investigación, por hacerme volver siempre a la realidad. Gracias de todo corazón.

Gracias a todos.

Índice

Índice	iii
Resumen	v
Abstract	vii
1. Introducción	1
1.1. Clasificación de los enlaces infrarrojos.....	3
1.2. Objetivos y líneas seguidas.....	5
1.3. Estructura del trabajo.....	6
2. Redes de datos no guiadas, antecedentes	9
2.1. Sistemas no guiados de transmisión de datos	9
2.2. Sistemas no guiados de transmisión de datos por radiofrecuencia	10
2.2.1. Redes punto a punto y redes locales no guiadas en radiofrecuencia.....	10
2.2.2. Sistemas de espectro ensanchado y redes CDMA.....	12
2.3. Sistemas no guiados de transmisión de datos por enlace infrarrojo en interiores.....	14
2.3.1. Enlaces punto a punto de alta velocidad.....	14
2.3.2. Enlaces punto a punto de baja/media velocidad.....	14
2.3.3. Enlaces en difusión	15
2.4. Estándares de transmisión	16
2.5. Multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM).....	17
2.6. Características generales de los canales no guiados en interiores.....	21
2.6.1. Fuente de señal	22
2.6.2. Receptores	23
3. Introducción a la multiplexación por división de frecuencia ortogonal	27
3.1. Fundamentos de los sistemas QAM-OFDM.....	28
3.2. Modulación mediante la transformada discreta de Fourier	30
3.3. Transmisión a través de canales limitados en banda.....	35
3.4. Estimación de la función de transferencia del canal.....	40
4. Algoritmo para la obtención de la respuesta al impulso de canales ópticos no guiados en interiores.....	43
4.1. El canal óptico IR no guiado en interiores	44
4.2. Descripción del algoritmo	47
4.2.1. Contribución por línea de visión directa.....	47
4.2.2. Contribución tras múltiples reflexiones	48

4.2.3. Generación de los rayos desde la posición del emisor	50
4.2.4. Propagación del rayo	52
4.3. Ejemplo de aplicación	57
4.4. Evaluación del error en el método de Monte Carlo.....	60
4.4.1. Estimación del error cometido por el algoritmo de trazado de rayos en el cálculo de la respuesta al impulso	61
4.4.2. Validación numérica de las ecuaciones de estimación del error ..	67
5. OFDM sobre canales ópticos no guiados en interiores.....	75
5.1. Sistema OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas en interiores	76
5.2. Análisis previo de rendimiento del sistema OFDM óptico.....	82
5.2.1. Rendimiento del sistema sobre canales AWGN.....	83
5.2.2. Efecto del <i>clipping</i> en el rendimiento del sistema	84
5.2.3. Efecto de la estimación de la respuesta del canal en el rendimiento del sistema	87
5.3. Comunicaciones sobre canales ópticos no guiados en interiores	88
5.3.1. Caracterización del canal óptico.....	88
5.3.2. Rendimiento del sistema sobre el canal óptico no guiado.....	89
5.4. Sistema OFDM adaptativo para comunicaciones ópticas no guiadas..	91
5.5. Resultados obtenidos con el sistema adaptativo	95
6. OFDM sobre canales ópticos no guiados en entornos con múltiples usuarios	105
6.1. Acceso múltiple por división de espacio (SDMA)	106
6.1.1. Detector óptimo.....	107
6.1.2. Caracterización de la señal de salida del combinador lineal.....	110
6.1.3. Detector de error de mínimos cuadrados (LS, <i>Least-Squares Error Detector</i>)	112
6.1.4. Detector de mínimo error cuadrático medio (MMSE, <i>Minimum Mean-Square Error Detector</i>).....	115
6.1.5. Demodulación de las señales de salida del combinador.....	118
6.2. Sistema OFDM óptico para comunicaciones en entornos con múltiples usuarios	121
6.3. Evaluación del rendimiento del sistema OFDM óptico en entornos con múltiples usuarios	125
Conclusiones	135
Líneas futuras de investigación.....	139
Bibliografía.....	141
Lista de abreviaturas	159

Resumen

En los últimos años, las redes guiadas de datos han experimentado una profunda transformación, alcanzándose tasas de transferencia de centenas de Megabits por segundo. Sin embargo, la filosofía de las comunicaciones personales ha cambiado y, hoy en día, el usuario final demanda conexiones de tipo inalámbrico que puedan brindarle una mayor flexibilidad y autonomía, pero que a su vez no presenten ningún tipo de limitación en cuanto a la máxima velocidad de transmisión, de tal forma que puedan desarrollarse sobre la misma aplicaciones tan exigentes como puede ser la transmisión de video de alta calidad.

En este sentido, existen dos tecnologías que compiten para que lo anterior pueda llegar a hacerse realidad. Por un lado, encontramos la tecnología de radiofrecuencia, la cual ha recibido un gran apoyo por parte de las empresas y de los centros de investigación, lo que se ha traducido en el importante desarrollo que presentan actualmente las redes locales no guiadas IEEE 802.11. Por otro lado, encontramos la tecnología que hace uso del enlace infrarrojo, cuyo máximo exponente es el estándar IrDA para comunicaciones personales punto a punto de media velocidad. Esta no es, a día de hoy, una alternativa real dentro de las redes locales no guiadas, pero la tecnología infrarroja presenta una serie de características que hacen de ella una candidata muy atractiva para varios entornos de aplicación de redes de alta velocidad.

En este contexto, el presente trabajo profundiza en la caracterización del canal infrarrojo con la idea de determinar sus límites prácticos de aplicación. Para ello, se ha desarrollado un algoritmo de trazado de rayos basado en el método de Monte Carlo, que permite el análisis de entornos más realistas de comunicación como puedan ser habitaciones amuebladas o con formas geométricas irregulares. Igualmente, se ha realizado un estudio del error cometido durante dicha caracterización, lo que permite disponer de una medida del grado de confianza de los resultados obtenidos con el algoritmo.

Posteriormente, se analiza la introducción de técnicas de modulación OFDM en los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas de alta velocidad. El principal objetivo buscado es minimizar los efectos de las interferencias debidas a otros usuarios y a la iluminación, a la vez que se consiguen tasas de transferencia elevadas. Con este propósito, se proponen igualmente diferentes esquemas OFDM de tasa adaptativa que pretenden explotar al máximo la capacidad del canal, observándose una mejora significativa del rendimiento del sistema cuando se trabaja en ambientes muy ruidosos.

Finalmente, se exponen los resultados obtenidos por el sistema OFDM óptico en entornos con múltiples usuarios. El esquema SDMA-OFDM propuesto hace uso de métodos de detección multiusuario, en conjunción con técnicas de recepción en diversidad angular. Se observa un rendimiento del sistema muy adecuado ante la presencia de múltiples usuarios transmitiendo por encima de los cien Megabits por segundo, mediante el uso de estructuras en recepción relativamente simples. El uso de configuraciones más complejas para los dispositivos transmisores y receptores, que hacen uso de técnicas holográficas en transmisión y recepción, puede permitir alcanzar con este sistema velocidades de transferencia muy por encima de las presentadas en este trabajo, ante la presencia de un mayor número de usuarios.

Abstract

In the last decade, the wired network environment has changed dramatically, with a transfer rate of hundreds of Megabits per second. However, nowadays the philosophy of the personal communications is to offer wireless access to the network at high bit rates, in order to allow user mobility and enough access speeds to applications with large and rich contents like high quality videos.

Two technologies focus on achieve this purpose. On the one hand, companies and reseach centres have undergone a growing interest in radio frequency. The IEEE 802.11 wireless LANs are an example of the important development of this technology. On the other hand, the infrared technology is mainly represented by IrDA standard products, which do not support high enough bit rates. Despite the scarce use in wireless LANs, the great potential of infrared channels make it an attractive candidate for broadband wireless communications.

This work intends to characterize the infrared channel in order to establish the practical limits of infrared systems. We have set up a ray-tracing algoritm based on Monte Carlo simulations, which allows us to analize of the impulse response for irregularly shaped furnished rooms with diffuse and specular reflectors. We also report a method to estimate the accuracy of the algorithm results.

Subsequently, we analyze the application of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) in high speed wireless optical communications. This work is aimed to minimize the effects of multipath dispersion on the desired signal and suppressing interfering signals such as ambient or artificial lights and the signals from other users, thereby increasing both the performance and capacity of wireless systems. Furthermore, several adaptive OFDM schemes are proposed to exploit the time-variant channel capacity. Significant throughput improvement has been observed at very noisy environments.

Finally, we present the results obtained with the proposed optical OFDM system in the context of multiple user communications. The designed system uses multi-user detection techniques applied to SDMA-OFDM schemes, in conjunction with angle diversity reception. The system, which presents not an excessive complexity, supports high bit rates for multiple users, beyond one hundred megabits per second. More complex configurations of emitters and receivers, such as holographic optical systems, can offer significantly higher bit rates, even with a larger number of users accessing to the channel.

Capítulo 1

Introducción

Actualmente, los sistemas de comunicación de datos no guiados han experimentado un enorme desarrollo orientado a reemplazar a los sistemas guiados en la etapa final de acceso al usuario, para permitir una mayor flexibilidad y dinamismo en la configuración de las redes de datos. Sin embargo, este alto grado de crecimiento de la tecnología para telefonía móvil y de las redes de área local inalámbricas (WLAN, *Wireless Local Area Network*), se ha dado de manera simultánea a un crecimiento prácticamente exponencial de Internet, lo que ha provocado un incremento considerable de la demanda, reclamando nuevos métodos que ofrezcan redes inalámbricas de alta capacidad.

La mayoría de los sistemas WLAN hacen uso del estándar IEEE 802.11, bien en su versión b, que proporciona una tasa máxima de transferencia de datos de 11 Mbps, o en sus versiones más recientes como la IEEE 802.11g (extensión este último del estándar IEEE 802.11b) o IEEE 802.11a (con una frecuencia de trabajo en la banda de 5 Ghz). Estas versiones, así como el estándar HiperLAN2 de ETSI [ETSI], están basados en la tecnología OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) y proporcionan tasas que en algunos casos alcanzan hasta 54 Mbps. Sin embargo, en el futuro cercano se requerirán WLAN's que ofrezcan tasas de transferencia superiores a los 100 Mbps, lo que requiere una mejora considerable de la eficiencia espectral y de la capacidad de datos de los sistemas OFDM que trabajan en aplicaciones sobre WLAN's.

Por otro lado, las aplicaciones móviles celulares presenciarán en un futuro cercano una completa convergencia de la tecnología utilizada por la telefonía móvil, las redes de computadores, el acceso a Internet, y otras muchas aplicaciones multimedia tales como el video o el audio de alta calidad. Este es el objetivo de los sistemas de tercera y cuarta generación de sistemas celulares. Las altas tasas de transferencia que se demandarán, harán de la técnica OFDM, en conjunción con la tecnología UWB (*Ultra Wide Band*), una candidata probable para la capa física de estos sistemas de comunicaciones móviles.

En los últimos años, los estudios encaminados a ampliar las capacidades de la técnica OFDM se han centrado en los enlaces por radiofrecuencia (RF). Simultáneamente, se han llevado a cabo grandes esfuerzos investigadores orientados a mejorar las prestaciones de los dispositivos utilizados en comunicaciones ópticas no guiadas. Esto ha permitido ampliar los campos de aplicación de las comunicaciones que hacen uso del canal infrarrojo (IR) a otros

en los que, en principio, sólo parecía factible el uso de enlaces RF. Teniendo en cuenta los últimos avances en la tecnología IR, y en previsión de los que se llevarán a cabo en los últimos años, parece conveniente el estudio de nuevas alternativas a las técnicas de modulación utilizadas hasta la fecha, que permitan un mayor aprovechamiento de la capacidad espectral del canal infrarrojo. Es por esto que, en el presente trabajo, se profundiza en la aplicación de las técnicas de modulación OFDM en el campo de las comunicaciones ópticas no guiadas. Con ello se pretende ofrecer una alternativa a las comunicaciones por radiofrecuencia de alta velocidad, sobre todo en ambientes donde es conveniente por problemas de seguridad (hospitales, centrales nucleares, etc.), existencia de alta interferencia de RF (industria), o simplemente por motivos económicos debido al bajo coste de los dispositivos infrarrojos y a la falta de regularización de las transmisiones que utilizan el espectro IR, salvo la relativa a las restricciones en la máxima potencia de transmisión para evitar daños oculares en las personas que ocupan el recinto donde se establece la comunicación.

El uso de la radiación infrarroja como medio de transmisión en los sistemas de comunicaciones no guiadas comenzó a ser estudiado a partir de la década de los 80. Desde ese momento, gran cantidad de estudios han servido para que el canal IR no guiado constituya una alternativa más, conjuntamente con el de radiofrecuencia, al desarrollo de los enlaces de comunicación no guiados en interiores. La región espectral infrarroja ofrece virtualmente un ancho de banda ilimitado no sujeto a regulación, lo cual constituye una de las ventajas significativas que presenta el canal óptico IR no guiado frente al de RF en interiores, aunque no está exento de desventajas. El canal IR comprende el espacio físico limitado por fronteras opacas a la radiación en las longitudes de onda del infrarrojo. El confinamiento se debe a las paredes, el techo y el suelo de la habitación donde se origina la radiación. Estas superficies, aunque no dejan pasar la radiación a habitaciones contiguas, dan lugar a efectos de reflexión y dispersión de dicha radiación. Este confinamiento le proporciona cierta privacidad y evita la interferencia entre enlaces operando en diferentes habitaciones. El canal está sujeto a sombras provocadas por objetos fijos o móviles y por el mobiliario de la habitación. A diferencia del de radiofrecuencia, en el mismo se pueden despreciar los efectos de desvanecimiento por multitrayectoria (*multipath fading*), dada la dimensión espacial del detector con respecto a la longitud de onda de la radiación. Sin embargo, sí está sujeto a dispersión temporal por multitrayectoria (*multipath dispersion*). Por último, la disponibilidad de emisores y detectores IR de pequeño tamaño, bajo consumo de potencia, capaces de operar a alta velocidad y relativamente bajo coste, lo hace apropiado para aplicaciones portátiles.

Como se comentó anteriormente, el canal IR no está exento de desventajas. El confinamiento hace que la transmisión entre habitaciones requiera la instalación de cableado y la localización de puntos de acceso. La iluminación,

debida a la luz solar y a las lámparas incandescentes y fluorescentes, componen una importante fuente de ruido que contribuye a degradar las prestaciones del canal. Además, presenta elevadas pérdidas por propagación (PL, *Path Loss*) y está limitado en potencia por condiciones de seguridad del ojo humano [Kahn97, IEC_825-1, ANSI_Z136.1, EN_60825-1].

Tabla 1.1. Canal IR frente al de RF

Propiedades	Radiofrecuencia	Infrarrojo
Ancho de banda regulado	Sí	No
Atraviesa las paredes	Sí	No
Desvanecimiento por multitrayectoria	Sí	No
Dispersión por multitrayectoria	Sí	Sí
Pérdidas por propagación	Alta	Muy Alta
Ruido dominante	Otros usuarios	Iluminación y otros usuarios

La tabla 1.1 muestra los aspectos fundamentales que caracterizan el canal infrarrojo y el de radiofrecuencia. El uso de uno u otro canal depende principalmente de la aplicación que vaya a tener el sistema de comunicación. El canal de RF es adecuado para aplicaciones de largo alcance donde se requiere gran movilidad por parte del usuario y que la radiación atraviese obstáculos y paredes, mientras que el infrarrojo conviene ser usado en aplicaciones de corto alcance donde se requiere alta capacidad y velocidad de transmisión, bajo coste y receptores de baja complejidad.

1.1. Clasificación de los enlaces infrarrojos

Los enlaces infrarrojos se pueden clasificar atendiendo a dos criterios. El primer criterio es el grado de direccionalidad del emisor y del receptor. Los enlaces directos se caracterizan por emplear emisores y receptores con un alto grado de direccionalidad, necesitando un apuntamiento entre ambos para establecer el enlace, mientras que los no directos emplean emisores y receptores de baja direccionalidad, aliviando dicha necesidad. Los enlaces directos son más eficientes en cuanto al aprovechamiento de la potencia óptica radiada, presentan menores pérdidas por propagación y son menos sensibles al ruido producido por la iluminación ambiente que los no directos, más convenientes en aplicaciones donde los terminales son móviles. También es posible establecer enlaces híbridos que combinan emisores y receptores con diferentes grados de direccionalidad.

El segundo criterio de clasificación hace referencia a si existe o no una línea de visión directa (LOS, *Line of Sight*), entre el emisor y el receptor. Los enlaces LOS, o con línea de visión directa, son aquellos en los que la radiación llega al receptor directamente desde el emisor sin sufrir ningún tipo de reflexión o

difusión, mientras que los enlaces difusos, o enlaces sin línea de visión directa, se basan en la recepción de la radiación proveniente de diferentes reflexiones o difusiones en el techo, paredes u otras superficies. Los enlaces LOS son más eficientes en cuanto al aprovechamiento de potencia y presentan menor dispersión que los difusos, pero son menos robustos frente a la presencia de obstáculos entre el emisor y el receptor.

En la práctica, las distintas posibilidades que se pueden dar comprenden tres tipos principales de enlaces: enlaces LOS o punto a punto, enlaces en difusión y enlaces en cuasi-difusión.

Como se ha mencionado anteriormente, los enlaces LOS son los que permiten una máxima velocidad de transmisión al carecer de componentes debidas a la multipropagación. Al tratarse de emisores y receptores con un alto grado de direccionalidad, son vulnerables frente a la presencia de obstáculos y muy eficientes en potencia al presentar bajas pérdidas por propagación.

Los enlaces en difusión son los más robustos en lo que a presencia de obstáculos se refiere, ya que el receptor recibe la señal proveniente de reflexiones en distintas superficies del entorno. Este enlace presenta una gran dispersión temporal por multitrayectoria, por lo que su máxima velocidad de transmisión se encuentra más limitada que en el caso de los enlaces LOS. Son poco eficientes en cuanto al aprovechamiento de la potencia óptica radiada, dado que gran parte de ella se pierde en las reflexiones antes de llegar al receptor. El emisor y el receptor presentan diagramas de radiación poco direccionales con la intención de que la señal se distribuya lo máximo posible y se recolecte energía de la mayor cantidad de direcciones posibles. Los enlaces en difusión son enlaces no directos, en los que no existe una línea de visión directa entre el emisor y el receptor.

Las altas pérdidas de potencia y la gran dispersión por multipropagación de los enlaces difusos, a pesar de su mayor robustez frente a la presencia de obstáculos, no los hace del todo adecuados para comunicaciones no guiadas en interiores que requieran altas tasas de transferencia, lo que hace necesario la búsqueda de una alternativa intermedia entre éstos y los enlaces por línea de visión directa. Este es el caso de los enlaces en cuasi-difusión. En este tipo de enlaces, la zona donde se producen las reflexiones está limitada de manera intencionada con el propósito de aglutinar parte de las ventajas de los enlaces LOS y en difusión. Son enlaces más robustos frente a la presencia de obstáculos que los LOS, pero sin alcanzar los niveles de robustez de los enlaces en difusión. Sin embargo, permiten una mayor velocidad de transmisión que los difusos puesto que las componentes debidas a la multipropagación se ven reducidas al utilizarse emisores y receptores con un grado de direccionalidad moderado, y porque la señal llega al receptor después de reflejarse una única vez.

1.2. Objetivos y líneas seguidas

Los estudios que se han venido realizando en el campo de las redes IR en interiores en los últimos años se centran básicamente en tres campos. El primero de ellos se refiere al estudio del canal infrarrojo, en concreto, resolver el problema de la propagación de la radiación IR en interiores en función de la posición de obstáculos, la reflectividad de diversos materiales y la posición relativa de emisores y receptores. El segundo corresponde a la selección de esquemas de modulación adecuados a las condiciones de propagación en función de las particularidades del canal. Se buscan, en este caso, diseños de alta eficiencia espectral y elevada robustez frente a la multipropagación y al *jitter*. El tercero es el diseño de circuitos moduladores, demoduladores, emisores y receptores. En el diseño, las condiciones que se buscan son el bajo consumo, ya que la aplicación fundamental de este tipo de sistemas no guiados está en equipos portátiles, alta potencia emitida, usando amplificadores de alto rendimiento como pueden ser circuitos no lineales, y alta velocidad de conmutación para asegurar elevadas tasas de transmisión. Estas tres líneas son interdependientes entre sí, si bien en esta Tesis se abarcan aspectos relacionados con el primer y segundo campo, mientras que en otros trabajos de este Grupo de Investigación, y en otros con los que se colabora, se entra en profundidad en todos ellos.

En trabajos previos realizados por este Grupo de Investigación se ha llevado a cabo una intensa caracterización de los canales IR en interiores, desarrollándose un algoritmo de simulación que permite caracterizar de manera eficiente diferentes tipos de enlaces, a la vez que se ha trabajado en la búsqueda de modelos que intentan ajustarse lo máximo posible a las características reales de los elementos que se encuentran en este tipo de entornos: superficies reflectoras, emisores, lentes, receptores y concentradores. Para llevar a cabo dicho trabajo, se aprovechó la experiencia acumulada que sobre caracterización de canales ya disponían los dos Grupos de Investigación con los que se ha colaborado hasta la fecha: el Grupo de Tecnología Fotónica del Departamento de Señales y Comunicaciones de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, al cual pertenece el Dr. Pérez Jiménez, uno de los directores de esta Tesis, y el grupo del Dr. López Hernández perteneciente al Departamento de Tecnología Fotónica de la Universidad Politécnica de Madrid.

El objetivo planteado en el presente trabajo consiste en profundizar en el modelado de recintos cerrados, para tratar configuraciones de canal más realistas de habitaciones con formas irregulares y que contuvieran obstáculos en su interior (mobiliario, personas, etc.). Por tanto, la herramienta inicialmente desarrollada fue retocada para tratar estas nuevas situaciones de trabajo. Asimismo, un estudio del error cometido por la herramienta de simulación

durante el proceso de caracterización del canal fue también llevado a cabo, a fin de disponer de una medida del grado de confianza de los resultados obtenidos.

El segundo objetivo planteado fue, una vez disponíamos de un mejor conocimiento del canal infrarrojo en entornos reales, comprobar la eficacia de las técnicas de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), cuando se aplican al campo de las comunicaciones ópticas no guiadas, partiendo de los buenos resultados que se han ido observando hasta la fecha en el campo de las comunicaciones no guiadas por radiofrecuencia. Se buscaba con ello encontrar en las comunicaciones ópticas no guiadas una alternativa factible para ser utilizada en el diseño de redes de comunicación de alta velocidad en recintos cerrados ante la presencia de alta iluminación y con usuarios compitiendo por el medio, incluso algunos de ellos en continuo movimiento. Los resultados obtenidos, en conjunción con los últimos avances en cuanto a la tecnología de los dispositivos emisores y receptores, muestran que dicha alternativa es posible, si bien queda aún mucho trabajo por hacer, lo cual abre muchísimas líneas futuras de investigación.

1.3. Estructura del trabajo

El presente trabajo se organiza de la siguiente manera: tras esta introducción, en el capítulo 2 se expone la situación actual de los sistemas de comunicación de datos no guiados, introduciendo aspectos generales sobre los sistemas ópticos no guiados IR en interiores. De esta forma, se estudia la evolución de las comunicaciones ópticas y las particularidades de su aplicación a las comunicaciones no guiadas en interiores. Igualmente, se realiza un breve repaso a la historia de la técnica OFDM en su utilización en comunicaciones a través del canal de radiofrecuencia. Finalmente, se describen algunas de las características más importantes de los elementos que constituyen los sistemas de comunicaciones no guiadas mediante enlace infrarrojo: emisor y receptor, posponiéndose la descripción del canal óptico IR en interiores para el capítulo 4.

En el capítulo 3 se realiza un análisis exhaustivo de la técnica de modulación OFDM en su aplicación en las comunicaciones no guiadas por radiofrecuencia. En dicha exposición se hace especial hincapié en las peculiaridades de dicha técnica en cuanto a las ventajas que puede ofrecer su aplicación en las comunicaciones ópticas no guiadas en interiores.

En el capítulo 4, como primera aportación de este trabajo y tras una breve revisión del algoritmo desarrollado en otros trabajos previos por este Grupo de Investigación y que se basa en la técnica de trazado de rayos y en el método de Monte Carlo, se describen las adaptaciones realizadas al algoritmo de simulación que permite estimar la respuesta al impulso del canal IR en interiores, para poder tratar con nuevas configuraciones más realistas de habitaciones con formas

irregulares y que contengan obstáculos en su interior. Además, y debido a que el método en el que se basa el algoritmo proporciona una solución de tipo aproximada, se propone una expresión analítica que permite estimar el error cometido al computar dicha respuesta con este nuevo algoritmo adaptado.

El capítulo 5 introduce, como segunda aportación, el estudio teórico sobre la implementación de sistemas de comunicación que utilicen la técnica OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas en interiores. Para ello, los resultados obtenidos con el algoritmo de trazado de rayos tienen especial relevancia porque suministran una estimación con un grado de exactitud conocido del tipo de canal que nos encontraríamos en una aplicación real. Igualmente, se presenta una versión adaptativa del sistema de comunicación OFDM óptico que permite incrementar de manera importante la tasa de transferencia de datos ajustándose a las características espectrales del canal en todo momento.

En el capítulo 6 se aborda el problema de las comunicaciones en entornos con múltiples usuarios, mediante la conjunción de las técnicas de recepción en diversidad angular y de combinación lineal. De los resultados obtenidos se desprende que el uso de la técnica OFDM constituye una solución viable para la implementación de redes no guiadas en interiores de alta velocidad, aún ante la presencia de múltiples usuarios. A pesar de ello, es necesario realizar todavía un intenso trabajo para mejorar las prestaciones de los dispositivos actuales de comunicaciones ópticas en vías de constituir una alternativa complementaria a las redes que utilizan el enlace por radiofrecuencia.

Finalmente, en el último capítulo, se enumeran las conclusiones y principales aportaciones de este trabajo, así como las líneas abiertas que han surgido a lo largo del mismo y que se espera llevar a cabo en futuras investigaciones.

Capítulo 2

Redes de datos no guiadas, antecedentes

Como se ha comentado en el capítulo anterior, los sistemas de comunicación de datos no guiados representan un sector de rápido crecimiento e importancia en el conjunto de la industria de las comunicaciones. En este capítulo se realiza una breve revisión sobre la situación actual de dichos sistemas, haciendo especial hincapié en el caso particular de las redes de datos en interiores y de los principales estándares de comunicación utilizados en los sistemas vía enlace infrarrojo.

Posteriormente, se realiza un breve repaso de la evolución que ha experimentado en los últimos años la técnica de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), mediante la descripción de algunas de las contribuciones más importantes que se han producido en dicho campo.

Finalmente, se analizan las características generales de los elementos que constituyen un sistema IR no guiado en interiores: fuentes de señal y receptores; puesto que las características de este tipo de sistemas son de especial relevancia para llevar a cabo los estudios descritos en esta Tesis.

2.1. Sistemas no guiados de transmisión de datos

En general, cuando se habla de sistemas no guiados de transmisión de datos se piensa en aplicaciones de telefonía vocal. Un campo complementario a estos sistemas son las redes locales no guiadas (WLAN), que al contrario de las anteriores, se diseñan para funcionar en interiores (oficinas, plantas industriales, etc.) y además se diseñaron para trabajar con un número reducido de usuarios, fijos o con baja movilidad, pero que buscaban velocidades mayores (originalmente alrededor de los 2 Mb/s, aunque ya se ofrecen valores cercanos a los 60 Mb/s), con tasas de error similares a las de las redes de datos de área metropolitana (10^{-6}), mucho menores que las de telefonía vocal (10^{-3}) [Pahlavan94].

Las dos principales tecnologías que se emplean en el campo de la transmisión de datos en interiores son: enlaces vía radiofrecuencia o redes de área local no guiadas por radiofrecuencia (RF-WLAN, *Radio Frequency Wireless Local Area Network*) y enlaces vía infrarrojo o redes de área local no guiadas por IR (IR-WLAN, *Infrared Wireless Local Area Network*). El uso de estas dos tecnologías fue

definido inicialmente por el comité 802.11 del IEEE [IEEE], si bien las redes ópticas basadas en este estándar no alcanzaron un gran desarrollo, apareciendo en cambio un estándar comercial de comunicación infrarroja de corta distancia definido por la organización IrDA (*Infrared Data Association*) [IrDA].

2.2. Sistemas no guiados de transmisión de datos por radiofrecuencia

Las comunicaciones mediante enlace de radiofrecuencia han experimentado un gran desarrollo en los últimos años, apareciendo multitud de estándares que han buscado adaptarse a las crecientes necesidades de los usuarios. En este apartado se enumeran las características más relevantes de los sistemas no guiados de transmisión de datos por radiofrecuencia orientados a comunicaciones a corta y media distancia.

2.2.1. Redes punto a punto y redes locales no guiadas en radiofrecuencia

Entre los sistemas no guiados de datos por radiofrecuencia se debe distinguir entre las redes punto a punto y las redes locales no guiadas. Dentro de los sistemas punto a punto para la interconexión de equipos informáticos y de uso doméstico, sin duda el estándar más importante es el denominado *Bluetooth* [Bluetooth]. Este protocolo, adoptado por el estándar 802.15.1, es una especificación de la industria que describe la manera en que teléfonos móviles, ordenadores y PDA's pueden conectarse entre sí de una forma sencilla con cualquier otro tipo de dispositivo utilizando radiofrecuencia. El alcance máximo es de unos 10 metros. La comunicación se realiza usando un sistema FHSS (*Frequency-Hopping Spread Spectrum*) donde las transmisiones de datos alcanzan tasas de hasta 3 Mbps en la banda ISM (*Industrial-Scientific-Medical*) de 2,45 GHz con la nueva especificación *Bluetooth 2.0*. El protocolo también proporciona encriptación y verificación de los datos transmitidos. Los primeros equipos comerciales que cumplen la especificación *Bluetooth* aparecieron en el primer semestre de 2000, así como el primer *chipset* comercial desarrollado por Ericsson [Ericsson]. El consorcio *Bluetooth SIG* (*Special Interest Group*), formado por Agere, Nokia [Nokia], Ericsson, Motorola, IBM, Intel, Microsoft y Toshiba, engloba gran cantidad de empresas asociadas en todo el mundo, entre ellas algunas muy destacadas como 3Com [3Com], Compaq, Dell, HP, Lucent, Motorola, Philips, Siemens [Siemens] y Texas Instruments [TI].

El IEEE 802.15 *Working Group*, que surge en 1999 con el objetivo de definir una serie de estándares para las redes personales inalámbricas (WPAN, *Wireless Personal Area Network*), decidió utilizar la especificación *Bluetooth* como base de su estándar 802.15.1, publicado en 2002. Igualmente se han desarrollado

los estándares IEEE 802.15.3 para soportar mayores tasas de datos, de hasta 54 Mbps, con el objetivo de dar soporte a aplicaciones multimedia y procesado de imagen, y el IEEE 802.15.4 que soporta menores tasas de datos, por debajo de los 250 kbps, pero que optimiza el uso de las baterías, con el objetivo de ser utilizado en redes de sensores, controles remotos, dispositivos de domótica, etc. El futuro estándar 802.15.3a, aún en desarrollo, pretende alcanzar tasas de transferencia de centenares de Megabits por segundo utilizando técnicas de *ultra-wide band* (UWB) [IEEE].

En el proceso de definición de las redes de área local no guiadas por radiofrecuencia, o RF-WLAN, coexisten dos zonas de trabajo distintas: sistemas de espectro ensanchado en las bandas ISM (902-928 MHz, 2,4-2,5 GHz y 5,7 GHz) y sistemas en la banda de 17-19 GHz. En las bandas ISM encontramos diferentes estándares de comunicación. El estándar IEEE 802.11 fue definido en el año 1997 para permitir a los usuarios inalámbricos conectarse con la red de área local. Fue diseñado para ser compatible con el resto de estándares LAN cableados de la familia 802 del IEEE. Este estándar define un mismo nivel MAC que utiliza el algoritmo de acceso múltiple por detección de portadora con prevención de colisión (CSMA/CA, *Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance*). A nivel físico, sobre el estándar original en la banda de 2,4 GHz se han definido varias ampliaciones para alcanzar mayores tasas binarias. En primer lugar, encontramos el estándar IEEE 802.11b que utiliza *Complementary Code Keying* (CCK) sobre DSSS y que consigue tasas de 5,5 y 11 Mbps. Esta es la versión más utilizada y es conocida comercialmente como WiFi (*Wireless Fidelity*). Actualmente, existe una extensión de este estándar denominada IEEE 802.11g, compatible con la anterior, que utiliza OFDM y permite tasas de transferencia de hasta 54 Mbps.

Posteriormente, apareció el IEEE 802.11a que utiliza modulación por división de frecuencia ortogonal (OFDM, *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) en la banda de 5 GHz y que alcanza tasas de hasta 54 Mbps. Para que la Unión Europea aceptase su uso, se tuvieron que realizar ciertas modificaciones al estándar que se recogieron en el IEEE 802.11h, en el que se incluyeron también mecanismos de control de la potencia de transmisión.

Además, existen otro tipo de especificaciones, como el 802.11e y 802.11i, que permiten introducir calidad de servicio y mejoras en los mecanismos de seguridad sobre las implementaciones 802.11a, b y g. Actualmente se trabaja en un nuevo estándar para WLAN's de alta velocidad, denominado IEEE 802.11n, que busca superar los 100 Mbps.

Como alternativa, las redes basadas en el estándar HiperLAN, desarrollado en Europa por ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*), trabajan en las bandas de 5,1-5,5 GHz y 17,1-17,3 GHz con modulaciones con multiportadora MSM (*Multiple Subcarrier Modulation*) y usan técnicas de ecualización y recepción en

diversidad para evitar el efecto de la multipropagación en interiores [ETSI]. En la década de los 90, la Comisión Europea desarrolló, dentro del V Programa Marco el proyecto BRAN (*BRoadband Access Network* o Red de Acceso de Banda Ancha), dos tipos de estándares: HiperLAN/1 e HiperLAN/2. El objetivo fue crear sistemas de comunicación vía radio para pequeños recintos dado que la distancia máxima que pueden cubrir es de unos 150 metros. Mientras que el primero se basa en técnicas de espectro ensanchado y apenas alcanzaba los 20 Mbps, el segundo utiliza OFDM trabajando en la banda de 5 GHz y está diseñado para alcanzar hasta 54 Mbps. Este estándar permite interoperar con redes IP, redes ATM, redes celulares de tercera generación y redes IEEE 1394.

Para establecer una comparación entre las prestaciones de los sistemas infrarrojos y en radiofrecuencia, un primer parámetro puede ser la robustez frente a interferencias electromagnéticas (como puede ser el caso de redes en instalaciones industriales o plantas nucleares). Los sistemas infrarrojos no se ven afectados por este tipo de perturbaciones. De hecho, no precisan de la concesión de una banda de espectro radioeléctrico, ya que no interfieren ni se ven interferidas por otras bandas de emisión (como las de telefonía celular o sin hilos), y no están sujetas a las normativas de organismos reguladores como la FCC (*Federal Communications Commission*) salvo en lo relativo a niveles de transmisión por seguridad del ojo humano.

Para la planificación de la arquitectura de estas redes, debe tenerse en cuenta que, si se parte de una estructura celular, en radiofrecuencia las bandas de emisión en células vecinas tienen que ser distintas, mientras que en enlaces infrarrojos todas las células pueden ser idénticas, pudiendo usarse redes con características similares en habitaciones adyacentes sin interferencias entre ellas. Esto facilita la portabilidad de los equipos y la gestión de red, evitando problemas de *Hand-on* y *Hand-off*. Además, la radiación IR no atraviesa las paredes, lo que proporciona gran seguridad en cuanto a la privacidad de las comunicaciones en el campo de los sistemas de empresa. Esta señal sólo se puede detectar a través de las ventanas e incluso esto se puede evitar usando cortinas.

Los emisores y receptores de infrarrojo (IRED's, láseres, APD's y fotodiodos) son más baratos que los equipos equivalentes para sistemas en radiofrecuencia. Por el contrario, su mayor limitación es su zona de cobertura, más reducida que en las redes en radiofrecuencia. Además, son sistemas muy sensibles al ruido (no solo eléctrico en los equipos emisores y receptores, sino también provocado por la iluminación) y a la interposición de obstáculos.

2.2.2. Sistemas de espectro ensanchado y redes CDMA

Uno de los problemas más acuciantes a la hora de realizar la planificación de servicios en redes de comunicaciones mediante enlace RF es la escasez de frecuencias disponibles. Por ello se hacen necesarios nuevos métodos de

explotación del espectro, lo cual da paso a técnicas como las utilizadas en los sistemas de acceso múltiple por división de código (CDMA, *Code-Division Multiple Access*) [Tsui94]. Estos sistemas están basados en las técnicas de transmisión de espectro ensanchado [Pickholtz82], que utilizan un ancho de banda mucho mayor que el necesario, pero permiten compartir dicho ancho de banda entre varias comunicaciones simultáneas, con lo que al final se consigue economizar este recurso. Además, los sistemas CDMA introducen una serie de mejoras en las prestaciones del sistema, como son un mayor rechazo a las interferencias y una disminución del efecto de la multipropagación [Milstein88][Iqbal91][Laster97]. Esta tecnología ha experimentado un crecimiento espectacular en los últimos años, registrándose un gran número de aplicaciones, como los sistemas de telefonía móvil UMTS [UMTSForum]. También se ha aplicado en sistemas de redes locales no guiadas IEEE 802.11 [López-Hernández01].

Se utilizan las comunicaciones con CDMA para realizar transmisiones en una banda ocupada por otros sistemas sin que se deterioren las prestaciones de ninguno de los dos sistemas. Este método se conoce con el nombre de *overlaying* [Milstein96], término que se podría traducir por solapamiento, y tiene la ventaja de que no hace necesario una reasignación de frecuencias para introducir un servicio nuevo. En la actualidad se están desarrollando comunicaciones con *overlaying* en las bandas asignadas a los radioenlaces [Marshall96] y se utilizan transmisiones de este tipo en comunicaciones acústicas submarinas, donde el canal de comunicaciones presenta fuertes efectos de multipropagación [Stojanovic98]. Por otra parte, se están utilizando sistemas de espectro ensanchado para mejorar la fiabilidad de las medidas obtenidas en los hospitales de los pacientes (electrocardiogramas, encefalogramas...) [Kyoso96]. Con ello se intenta mantener la integridad de los datos frente a las altas interferencias provocadas, entre otros, por los bisturís eléctricos. De esta forma es posible tener acceso a las constantes de un paciente mientras se le opera, sin perderlas en los instantes en los que actúa el bisturí.

En el caso concreto de los sistemas de comunicación que utilizan la técnica FHSS, existen diferentes trabajos orientados a las técnicas de detección [Liu02, Yang00, Yang02] y al estudio del comportamiento de los diferentes tipos de canales [Kim00, Yang01a, Kamiya03]. En cuanto a las aplicaciones concretas en comunicaciones, éstas se centran en dos grandes aspectos: por un lado se tienen los estudios sobre los sistemas de telefonía celular [Kostic02, Tomisato00, Torrieri00] y, por otro, los llevados a cabo sobre aplicaciones en interiores tales como los desarrollados para *Bluetooth* [Park01a, Min00].

2.3. Sistemas no guiados de transmisión de datos por enlace infrarrojo en interiores

Como primera aproximación se pueden establecer tres grandes familias de sistemas de transmisión de datos mediante enlaces ópticos no guiados: los enlaces punto a punto de alta velocidad para la interconexión de redes, para el acceso a edificios o para unir puntos remotos como pueden ser cámaras de vigilancia o establecimientos de control, los enlaces punto a punto para la interconexión de dispositivos a baja/media velocidad y los enlaces en difusión para el establecimiento de redes de datos.

A continuación se describen brevemente, según esta clasificación, los sistemas actualmente comercializados o bajo desarrollo.

2.3.1. Enlaces punto a punto de alta velocidad

Todos aquellos sistemas de comunicación que utilizan este tipo de enlace punto a punto no guiado de alta velocidad, engloban lo que se conoce como *Free Space Optics* (FSO) [Acampora99]. Esta tecnología hace uso de láseres de alta potencia que emiten a receptores ubicados en su línea de visión directa a través del espacio libre, lo que permite tasas de transferencia similares a la de la fibra óptica a distancias de varios kilómetros. Originalmente, esta tecnología fue utilizada para aplicaciones militares desarrolladas por la NASA y el Departamento de Defensa de los Estados Unidos. Hoy en día, existen soluciones comerciales de todos los tipos que ofrecen velocidades de transferencia de hasta 2,5 Gbps [LightPointe, AirFiber]. Entre sus campos de aplicación destacan, sobre todo, la interconexión de las redes locales de los distintos edificios de una misma empresa, la instalación de redes temporales durante un espacio corto de tiempo ante la destrucción de la red principal debido a algún tipo de desastre natural o de otro tipo, la instalación de una red redundante de apoyo a otra principal para prevenir posibles desconexiones temporales de esta última, etc.

Los sistemas de comunicación anteriores quedan fuera del ámbito de trabajo de esta Tesis Doctoral, pues plantean el empleo de dispositivos de elevada potencia que, por cuestiones de seguridad, caen fuera de las aplicaciones en interiores.

2.3.2. Enlaces punto a punto de baja/media velocidad

Los sistemas punto a punto, o por visión directa, también se denominan enlaces DBC (*Directive Beam Configuration*) [Hashemi94a, Hashemi94b], o DBIR (*Directed Beam Infrared*) [Chu87, Yen85]. El mayor inconveniente que presentan es que requieren una alineación muy estricta. Sin embargo, permiten altas velocidades de transmisión al no presentar fenómenos de multipropagación. En estas aplicaciones pueden emplearse emisores láser [Santamaría93] o IRED

[IrDA, Siemens] ya que al ser enlaces fijos es más sencillo diseñarlos de modo que no se produzcan reflexiones que puedan afectar al ojo humano, evitando, simultáneamente, que la presencia de obstáculos interrumpa la comunicación.

El sistema comercial más conocido es el desarrollado por el consorcio IrDA [Goldberg95, IrDA]. Se trata de sistemas baratos, de alcance limitado (1 a 3 metros), con velocidades desde 115 kbps hasta 16 Mbps y con muy bajo consumo de potencia. Estas características hacen que este sistema haya sido adoptado por los mayores fabricantes de sistemas informáticos: Canon, Dec, Hewlett-Packard e IBM; y que esté soportado por los principales sistemas operativos (Microsoft, LINUX, MAC), coexistiendo con los actuales puertos serie RS-232 y USB. Estos sistemas han dado lugar a un estándar de comunicaciones, el estándar IrDA, cuyas características básicas se exponen en un apartado posterior.

2.3.3. Enlaces en difusión

Como se ha indicado anteriormente, una de las características que deben tener las redes WLAN es asegurar una cierta movilidad de los equipos. Esto hace necesario trabajar con sistemas que operen en difusión (*broadcast*). Para sistemas infrarrojos, esto significa que el sistema no se basa en la componente LOS sino que aprovecha las múltiples reflexiones que sobre obstáculos sufre la señal transmitida. De acuerdo con esto, se pueden distinguir tres modelos distintos de propagación: enlaces punto a punto (a la que corresponden los enlaces del apartado anterior), difusos (que usa las reflexiones en todas las paredes) y en cuasi-difusión (o Q-difusos), que utilizan sólo las reflexiones en una cierta superficie reflectora.

Son los enlaces en difusión, denominados también DIC (*Diffuse Infrared Configuration*) [Hashemi94a], o DFIR (*DiFfuse InfraRed*) [Pahlavan94], los que mayor aplicación tienen dentro del campo de las redes WLAN y a los que mayoritariamente se refiere este trabajo. No requieren una componente de visión directa entre el emisor y el receptor, lo que los hace más apropiados para redes de datos. Sin embargo, tienen un gran consumo de potencia y una velocidad de transmisión limitada debido al fenómeno de la multipropagación. Los primeros antecedentes del empleo de enlaces infrarrojos por difusión total, para redes de datos de alta velocidad en interiores, fueron publicados por F.R. Gfeller en 1979 [Gfeller79]. En este artículo se describe una red de área local por difusión total, en la que cada emisor óptico envía la señal en todas direcciones de forma que se reciba en todos los receptores simultáneamente.

Los sistemas en cuasi-difusión [Gabiola93, Santamaría94, Pérez-Jiménez95a], también conocidos como sistemas QDIR (*Quasi-Diffuse InfraRed*) [Pahlavan94, Hashemi94a] constituyen una solución de compromiso entre los sistemas punto a punto y difusos ya que usan un enlace de alta direccionalidad

(punto a punto) para la conexión emisor-reflector (*uplink*) y otro difuso para la conexión reflector-receptor (*downlink*). Puede distinguirse también una subdivisión entre aquellos sistemas que usan un reflector activo, en los que un repetidor, llamado generalmente satélite, regenera y reenvía la señal; o pasivo, los más utilizados, que se limitan a reflejar la señal.

Desde esos primeros trabajos se ha venido manifestando un creciente interés por este tipo de tecnologías, reflejado mediante la publicación de artículos tutoriales y libros [Barry94, Kahn97, Santamaría94, Rabadán03]. También se han publicado números especiales en revistas de nueva creación sobre redes de datos no guiados (como *Wireless Networks* de ACM, *Personal Communications* de Kluwer Publishers o *Optical Networks* patrocinada por SPIE). Posteriormente, han aparecido artículos tutoriales sobre redes no guiadas donde se hace especial mención a este tipo de sistemas [Pahlavan95, Bluetooth, IrDA]. De estas publicaciones puede extraerse una clasificación, dentro del tema de las redes locales no guiadas vía enlace infrarrojo, de varias sub-líneas de investigación, como podrían ser: circuitos emisores y receptores, estudio de fuentes de ruido, propagación en interiores, esquemas de codificación/modulación y el estudio de modelos de acceso múltiple. En un apartado posterior, se realiza un breve apunte sobre todas las líneas actuales de trabajo, si bien esta Tesis se centra básicamente en la modelización del canal infrarrojo, y en las técnicas de modulación y acceso múltiple al canal.

Los sistemas infrarrojos inalámbricos que se describen en este estudio, presentan, además de su utilización en redes de datos de alta velocidad en interiores, una amplia gama de aplicaciones. Dominan el mercado de sistemas de control remoto de baja velocidad en electrónica de consumo en aplicaciones de sistemas más sofisticados: sistemas de vídeo [JVC] y audio [JVC, Bang], transmisión de datos a baja velocidad [Siemens, Hamamatsu], control industrial [Hamamatsu], sistemas de seguridad y aplicaciones en medicina [Hok88, Hogan00].

2.4. Estándares de transmisión

A continuación se recoge un breve resumen del estándar de comunicación implementado por la organización IrDA, el cual se ha desarrollado para las redes locales que hacen uso del enlace infrarrojo. El comité IEEE 802.11 también definió, en su primera versión del estándar para WLAN's, una especificación para comunicaciones utilizando el enlace infrarrojo, si bien en la práctica se ha impuesto la especificación basada en el enlace por radiofrecuencia.

El nivel físico de transmisión (IrPHY, *IrDA Physical Layer*) de los sistemas IrDA, queda caracterizado por los siguientes parámetros: la fuente usa diodos que emiten en la banda de 850-880 nm de longitud de onda, con una potencia del

orden de 40 mW/sr y un ciclo de trabajo desde 1,6 μ s, como mínimo, hasta 3/16 veces el período de bit. El receptor debe ser capaz de detectar señales con una potencia de 4 a 500 μ W/cm² dentro de un campo de visión de 30°, con una tasa de error máxima de 10⁻⁹. El nivel siguiente, acceso al medio, denominado IrLAP (*IrDA Link Access Protocol*), se encarga de establecer, mantener y finalizar la comunicación entre dos sistemas, y se basa en el protocolo DIC para enlaces semiduplex. Las tramas que usa este nivel se dividen en tramas de información (I), tramas de supervisión (S) y tramas sin numerar (U) para iniciar la comunicación con otros sistemas.

El nivel 3 sería el equivalente a un nivel de enlace (IrLMP o *IrDA Link Management Protocol*) que permite mantener el enlace de cada máquina hasta con 127 sistemas más, además de distinguir el tipo de servicio que se proporciona (impresión, módem, etc.).

Sobre esta estructura básica, existe toda una gama de protocolos desarrollados por cada uno de los fabricantes y que permiten realizar funciones específicas. Esto se debe al carácter no oficial de este estándar, que permite colocar el distintivo IrDA a cualquier protocolo que sea capaz de comunicarse con los niveles más bajos del estándar.

En Julio de 1999, IrDA publica una extensión a su estándar para transmisión de datos que recibe el nombre de VFIR (*Very Fast InfraRed*) y con la que pretende satisfacer las necesidades presentes del mercado. La velocidad de transmisión elegida para dicho protocolo es de 16 Mbps, constituyéndose como la tasa de transferencia máxima soportada por los sistemas IrDA hasta la fecha. Sin embargo, el rápido crecimiento de la tecnología multimedia hace insuficiente las posibilidades de esta nueva recomendación. Por ese motivo, en enero de 2001, IrDA conviene la creación del IrBurst SIG (*IrBurst - Special Interest Group*), cuya misión consiste en diseñar las especificaciones de un sistema que soporte transmisiones infrarrojas en ráfagas para permitir la transferencia a altas velocidades de contenido multimedia. Actualmente, y desde febrero de 2004, IrDA viene trabajando en las especificaciones del protocolo UFIR (*Ultra Fast InfraRed*), el cual pretender alcanzar en el futuro velocidades de transmisión superiores a los 100 Mbps propuestos por el IrBurst SIG, hasta llegar a los 500 Mbps. Se espera que la primera versión de dichas especificaciones aparezca durante los primeros meses del año 2005.

2.5. Multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM)

Si bien el concepto de multiplexación por división de frecuencia ortogonal es conocido desde 1966 [Chang66], éste no alcanzó hasta los años 90 la suficiente

madurez como para ser empleado en sistemas de comunicación. En los años siguientes, los trabajos de Weinstein [Weinstein71], Peled, Ruiz, Hirosaki [Hirosaki80, Hirosaki81], Kolb, Cimini [Cimini85], Schüssler, Preuss, Rückriem, Kalet [Kalet89] y muchos otros dieron lugar a una gran desarrollo de dicha técnica. Como resultado de los mismos, la técnica OFDM fue estandarizada por los esquemas europeos de difusión de audio digital (DAB, *Digital Audio Broadcasting*) [DAB] y difusión de video digital (DVB, *Digital Video Broadcasting*) [DVB]. Además, esta técnica se constituye como una de las candidatas más probables para la tecnología móvil de cuarta generación. Por otro lado, la técnica OFDM fue seleccionada para la transmisión en redes de área local de alto rendimiento (HIPERLAN) y forma parte del estándar IEEE 802.11 para redes de área local no guiadas (WLAN). En comunicaciones guiadas, OFDM se emplea en la línea digital asimétrica del abonado (ADSL, *Asymmetric Digital Subscriber Line*) y la línea digital de alta velocidad del abonado (HDSL, *High-bit-rate Digital Subscriber Line*) [ADSL, Chow91a, Chow91b].

El principio básico de funcionamiento de los sistemas OFDM consiste en que el ancho de banda original se divide en un alto número de sub-bandas, en las cuales el canal se puede considerar no dispersivo. Por tanto, no se requiere el uso de ecualización de canal y, además, los bancos de módems necesarios para demodular la información transmitida por cada sub-banda pueden ser convenientemente sustituidos por una implementación de la transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*).

Ya desde los años 60, estos sistemas OFDM – denominados con frecuencia como sistemas con multiplexación por división de frecuencia (FDM – *Frequency Division Multiplexing*) o sistemas multi-tono – fueron empleados en aplicaciones militares [Bello65, Zimmermann67, Chang68]. El empleo de la transformada discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) para reemplazar a los bancos de generadores sinusoidales y de demoduladores fue sugerido por Weinstein y Ebert en 1971 [Weinstein71], lo que produjo una reducción considerable de la complejidad en la implementación de los módems OFDM. En 1980, Hirosaki propuso un algoritmo de ecualización que permitía suprimir tanto la interferencia intersímbolo (ISI, *Inter-Symbol Interference*) como la interferencia inter-subportadora (ICI, *Inter-subCarrier Interference*) causadas por la respuesta al impulso del canal o por los errores de sincronización en tiempo y en frecuencia [Hirosaki80]. Otros trabajos se encaminaron al estudio de implementaciones más sencillas basadas en la DFT. Cimini [Cimini85] y Kalet [Kalet89] publicaron los primeros resultados experimentales obtenidos con módems OFDM trabajando en canales de comunicaciones móviles. Recientemente, se han publicado varios libros que contemplan el estado del arte hasta la fecha sobre la técnica OFDM [Nee00a, Vandenameele01, Hanzo03].

Los trabajos más recientes que tratan sobre la técnica OFDM se han orientado a resolver el conjunto de dificultades inherentes a la misma, como pueden ser la alta relación pico a potencia media (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*), la sincronización en tiempo y en frecuencia, y los efectos de desvanecimiento selectivo de frecuencia (*frequency selective fading*) de los canales de radiofrecuencia.

Dado que la señal OFDM se constituye de la superposición de un alto número de señales moduladas, cada una de ellas en una determinada sub-banda, esta señal puede exhibir un alto valor de pico con respecto al nivel medio de la misma. Además, estas señales presentan grandes cambios de amplitud a lo largo del tiempo, lo que se traduce en un alto grado de distorsión armónica fuera de la banda de transmisión (OOB, *Out-Of-Band*), a menos que el amplificador del transmisor exhiba una linealidad extremadamente alta a lo largo de todo el rango de trabajo. Esta distorsión fuera de banda produce interferencia en los canales adyacentes de transmisión. Además, los amplificadores en la práctica presentan un rango finito de trabajo, en el cual se puede considerar que tienen un comportamiento casi lineal. Para prevenir recortes (*clipping*) severos de los picos altos de la señal OFDM – que además constituyen la principal fuente de emisiones OOB – el amplificador de potencia debe operar con un cierto margen de guarda (BO, *Back-Off*) que reduzca el riesgo de saturación del amplificador y, por tanto, de emisión OOB. Los dos tipos de soluciones propuestas para dicho problema han sido, por un lado, reducir la relación pico a potencia media de las señales transmitidas y, por otro, mejorar la etapa de salida del transmisor.

Shepherd [Shepherd95], Jones [Jones94] y Wulich [Wulich96a] propusieron diferentes técnicas de codificación con el objeto de minimizar la potencia pico de la señal OFDM mediante el empleo de diferentes esquemas de codificación de los datos, previamente al proceso de modulación, con la filosofía de elegir aquellos bloques de códigos cuyas palabras de código legítimas presentasen un bajo factor de cresta, es decir, una baja fluctuación de la envolvente pico a potencia media. Wulich [Wulich96b] y otros autores también sugirieron diferentes algoritmos de post-procesado en el dominio del tiempo de la señal OFDM previamente a la amplificación. Otros trabajos proponen el uso de técnicas adaptativas que permitan distribuir los símbolos por las diferentes subportadoras de manera que se minimice el factor de cresta. Asimismo, sistemas que presentan una alta robustez frente a la distorsión no lineal han sido propuestos por Okada [Okada98] y Dinis [Dinis98].

La sincronización en tiempo y en frecuencia entre el transmisor y el receptor son de crucial importancia para un buen rendimiento del enlace OFDM [Pollet95, Nikookar96]. Una amplia variedad de técnicas han sido propuestas para estimar y corregir este tipo de problemas de sincronización en el receptor. En la literatura se pueden encontrar diversos algoritmos de sincronización en tiempo y

frecuencia que se basan en el uso de símbolos pilotos conocidos, imbuidos en los símbolos OFDM [Warner93, Sari95, Moose94], u otros que explotan la extensión cíclica de la señal OFDM para realizar la sincronización [Moose94, Sandell95].

Otra línea de investigación de especial interés es aquella que trata la combinación de las transmisiones multiportadora OFDM con el acceso múltiple por división de código (CDMA, *Code Division Multiple Access*), lo que permite explotar la diversidad en frecuencia inherente a los canales de banda ancha mediante la distribución de los símbolos a través de múltiples subportadoras [Yee93, Chouly93, Fettweis94]. La combinación de ambos métodos dio lugar a tres tipos diferentes de estructuras: CDMA multiportadora (MC-CDMA, *Multi-Carrier CDMA*), CDMA por secuencia directa multiportadora (MC-DS-CDMA, *Multi-Carrier Direct Sequence CDMA*) y CDMA multi-tono (MT-CDMA, *Multi-Tone CDMA*) [Hara97].

En los últimos años han aparecido numerosas contribuciones en el campo de la estimación de la función de transferencia del canal aplicada en escenarios de un único usuario empleando una sola antena de transmisión, lo que se debe al hecho de que la detección coherente de símbolos con receptores OFDM requiere de estimaciones muy precisas de la respuesta del canal. Las técnicas propuestas en la literatura se pueden clasificar en tres: métodos asistidos por pilotos (PSAM, *Pilot Symbol-Assisted Modulation*), guiados por decisión (DD, *Decision-Directed*) y de estimación ciega (*blind*) del canal (CE, *Channel Estimation*).

En el primer método, un subconjunto de todas las subportadoras disponibles se dedica a la transmisión de unos símbolos piloto específicos conocidos por el receptor, los cuales se utilizan para “muestrear” la función de transferencia del canal y determinar la respuesta en el resto de las subportadoras mediante procesos de interpolación. Este método tiene el inconveniente de que se reduce el número de portadoras disponibles para transmitir información. Existen diversas contribuciones que investigan esta técnica de estimación de la función de transferencia del canal [Höher97a, Höher97b, Li00a, Yang01b, Yang01c, Chang02].

Por el contrario, en la técnica DDCE (*Decision-Directed Channel Estimation*) todos los símbolos demodulados y remodulados son utilizados como pilotos. En ausencia de errores, se observa una buena estimación de la respuesta del canal, que en muchas ocasiones supera en calidad a la de los esquemas PSAM. Las aportaciones en este campo se deben a van den Beek [Beek95], Edfors [Edfors96, Edfors98], Li [Li98, Li01a], Münster [Münster02], Rim [Rim03] y otros. La familia de las técnicas ciegas de estimación del canal han sido estudiadas por Lu [Lu01], Zhou [Zhou01], Necker [Necker02] y Chang [Chang04].

Para escenarios con múltiples usuarios que hacen uso de múltiples antenas de recepción, han aparecido también numerosos trabajos relacionados con la

estimación de la respuesta del canal [Li99a, Li00b, Jeon00, Jeon01, Li02a, Barhumí03, Deneire03, Zeng04, Zelst04, Yang05, Qiao05]. También en el contexto de las transmisiones OFDM en entornos con múltiples usuarios, están los trabajos que hacen uso de técnicas de antenas adaptativas para suprimir la interferencia co-canal en sistemas de comunicaciones celulares [Li99b]. Igualmente, los sistemas de comunicaciones de acceso múltiple por división de espacio (SDMA, *Space Division Multiple Access*) han captado recientemente el interés de los investigadores. Se han publicado numerosos trabajos sobre técnicas de detección multiusuario (MUD, *Multi-User Detection*) aplicadas en el contexto de SDMA-OFDM, algunas de las cuales son las técnicas de mínimos cuadrados (LS, *Least-squares*) [Degen01, Thoen01, Thoen03], mínimo error cuadrático medio (MMSE, *Minimum Mean Square Error*) [Vook98, Wang98, Wong01, Vandenameele99, Vandenameele00, Li01b, Lu02, Jiang04], cancelación paralela de interferencia (PIC, *Parallel Interference Cancellation*) [Sellathurai01], cancelación sucesiva de interferencia (SIC, *Successive Interference Cancellation*) [Golden99, Vandenameele99, Vandenameele00, Degen01, Benjebbour01, Bhargave01, Li02b] y detección de máxima probabilidad (ML, *Maximum Likelihood*) [Speth99, Vandenameele99, Vandenameele00, Awater00, Nee00b, Zelst00, Li00c, Zhu01, Zelst01, Tellado03].

Recientemente, han aparecido trabajos relacionadas con el uso conjunto de las técnicas OFDM y UWB, impulsado por las organizaciones *Multiband OFDM Alliance* (MBOA) y Wi-Media para la definición del estándar 802.15.3a [IEEE, MBOA, WiMedia, Batra04].

2.6. Características generales de los canales no guiados en interiores

Todo sistema de comunicaciones consta de una fuente de señal, un canal y un receptor de información. En el caso de las comunicaciones no guiadas vía enlace infrarrojo, existen diferentes posibilidades para cada uno de ellos.

La fuente óptica, formada básicamente por el emisor óptico (diodo infrarrojo o láser), puede incorporar una lente para aumentar su directividad, además de los circuitos de excitación necesarios para llevar el emisor a su punto de trabajo.

El circuito receptor está formado por un fotodiodo al que se le puede incorporar también una lente (concentrador) para aumentar la potencia óptica recibida, y una cadena de amplificación (preamplificador y amplificador).

Por último, el canal de comunicaciones, atmosférico, puede incluir eventualmente la presencia de superficies reflectoras. Las características más

importantes de este canal y las aportaciones realizadas en su caracterización se detallan en el capítulo 4.

2.6.1. Fuente de señal

Una fuente de señal está formada por un codificador, un modulador y un emisor óptico.

Los sistemas de transmisión más extendidos se pueden dividir en dos subgrupos principales: sistemas que trabajan en banda base y sistemas paso banda. En ambos casos se realiza una transformación de la señal binaria original para aprovechar mejor las propiedades del canal. Para el primer grupo es más exacto hablar de codificación que de modulación, ya que en sistemas con portadora se supone que no se trabaja sobre la subportadora óptica, sino sobre una portadora eléctrica a la que se superpone la señal.

En banda base, la codificación más sencilla es OOK (*On-Off Keying*) [Barry91, Chen91, Kahn94, Audeh95], en la que la señal binaria ataca directamente al emisor óptico. Si se introduce un codificador, los sistemas más extendidos son *L*-PPM (*Pulse Position Modulation*) en los que la información se transmite según la posición del pulso dentro de una palabra de longitud *L* [Barry94, Chen94a, Chen94b, Moreira93, Moreira94a-d, IrDA, Tsauro94, Velidi95, Audeh96]. Han surgido multitud de trabajos que hacen uso de esquemas OOK o PPM modificados o que introducen codificación para tratar de mejorar las prestaciones de los esquemas PPM más básicos [Chen94c, Pérez-Jiménez96a, Park96, Park98, Shiu98, Ohtsuki99, García-Zambrana01, García-Zambrana03, Park01b]. Otros trabajos exponen métodos CDMA de acceso al medio en conjunción con técnicas de modulación PPM [Elmirghani95, Chan96, Ohtsuki00]. Existen también diversos artículos que comparan las prestaciones de los sistemas OOK y PPM ante las interferencias y la dispersión por multipropagación, observándose normalmente un mejor desempeño de la segunda alternativa [Narasimhan96, Elmirghani97, Chan98]. Asimismo, han aparecido otros métodos de modulación como DPIM (*Digital Pulse Interval Modulation*) [Glassemlouy98] o AB-QAM (*Adaptively Biased Quadrature Amplitude Modulation*) [Hranilovic99].

También se han propuesto sistemas con subportadora eléctrica, que permiten un mejor aprovechamiento del espectro, si bien presentan complicaciones adicionales en el diseño del circuito emisor. Como alternativas fundamentales se han utilizado varios esquemas derivados del modelo QPSK básico. Éstos son OQPSK [Kato93], FQPSK [Pérez-Jiménez96b], GMSK [Pérez-Jiménez00] y MSM (*Multiple Subcarrier Modulation*) [Carruthers96, Chayat93a, Chayat93b, Kahn95, Kahn97]. Además, se han propuesto algunas aplicaciones basadas en espectro ensanchado, entre las que cabe destacar las realizadas por la Universidad de Leeds [Wong00, Wong03], la Universidad

Politécnica de Madrid [Vento98, Vento99] y la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria [Delgado00, Rabadán00, Rabadán02, Delgado02, Delgado03, Rabadán04, Delgado04].

El diseño de emisores y receptores ópticos para este tipo de sistemas se basa en trabajos realizados inicialmente por S.D. Personik [Personik73], y J.E. Goell [Goell74a, Goell74b], continuados por J.L. Hullet [Hullet81] y T.V. Muoui [Muoi83]. En los últimos años se han producido nuevas aportaciones, estudiadas en los grupos formados en las Universidades de California-Berkeley [Barry90] y Georgia-Tech [Barry94] y en empresas como British Telecom [McCullagh94a, McCullagh94b], Siemens y Hamamatsu, que se refieren a sistemas con velocidad de transmisión más allá de los 100 Mbps. Grupos de la Universidad Politécnica de Madrid [Santamaría94] y la Universidad Tsing-Hua de Taiwán [Chen92, Chen94a, Chen94b, Tsaur94] también trabajan en esta línea. Igualmente, en la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria se han realizado Tesis Doctorales [Melián97] y Proyectos de investigación enmarcados en dicha línea.

Para mejorar las prestaciones de los enlaces IR, principalmente obtener una mayor eficiencia en potencia y minimizar el efecto de la dispersión por multitrayectoria, lo cual limita la máxima velocidad de transmisión, en muchas aplicaciones suele hacerse uso de estructuras de transmisores que presenten múltiples lóbulos de emisión [Yun92]. En este sentido, se han propuesto dos formas prácticas para obtener este tipo de transmisores: mediante difusores holográficos [Pakravan97, Akhavan00a, Akhavan00b, Jivkova00, Jivkova01, Akhavan02a, Akhavan02b, Kavehrad03, Jivkova04, Al-Ghamdi04a, Al-Ghamdi04b] o mediante combinación de varios diodos láser (LD, *Laser Diode*) emitiendo en diferentes direcciones [Kahn97, Kahn98, Carruthers00, Tang96, Djahani00].

2.6.2. Receptores

En lo que se refiere al receptor, éste comprende un receptor óptico (con su circuitería asociada), eventualmente un ecualizador y un demodulador, y un decodificador.

Un receptor óptico básico consta de un dispositivo sensor de radiación IR y una etapa adicional de amplificación. El dispositivo sensor puede ser del tipo fotoconductor o fotovoltaico y se encarga de realizar la conversión de potencia luminosa a corriente eléctrica (o tensión). La disponibilidad a bajo coste de fotodiodos de silicio de gran área y relativa baja capacidad es uno de los factores por los que en la actualidad se ve favorecida la elección de la banda de 780-950 nm sobre la de 1400 nm. Los fotodiodos de silicio más utilizados en esta banda son los PIN (*Positive Intrinsic Negative*) y los de avalancha, APD (*Avalanche PhotoDiode*). En los receptores ópticos basados en detección directa en condiciones de ruido *shot* bajo (debido a la iluminación ambiente), los APD son

una buena elección puesto que presentan una ganancia interna que hace que el nivel de señal se vea incrementado respecto al ruido térmico del preamplificador, con la consiguiente mejora de la relación señal a ruido (SNR). Cuando el ruido *shot* inducido por la iluminación ambiente es dominante, el uso de APD's da lugar a una reducción de la SNR, debido a la que naturaleza aleatoria de su ganancia interna incrementa la varianza del ruido *shot* en un factor mayor que la ganancia aplicada a la señal. Como desventajas adicionales a los APD's, hay que indicar su alto coste, la dependencia de su ganancia con la temperatura y que requieren tensiones de polarización elevadas.

De igual forma que para los emisores IR, para obtener una mayor eficiencia en potencia y minimizar el efecto de dispersión por multipropagación, se suelen utilizar estructuras de receptores que usan diversidad angular. Un receptor en diversidad angular utiliza múltiples elementos receptores para recibir la señal proveniente de diferentes direcciones. Básicamente existen tres formas de conseguir detección en diversidad angular: usando un receptor basado en múltiples fotodiodos (equipados con concentradores no formadores de imagen) orientados en diferentes direcciones [Kahn97, Pakravan98a, Pakravan98b, Carruthers00, Akhavan00a, Akhavan00b, Jivkova00, Jivkova01, Akhavan02a, Akhavan02b, Kavehrad03, Jivkova04, Al-Ghamdi04a, Al-Ghamdi04b], mediante un receptor basado en una matriz de fotodetectores situados en el plano focal de una lente formadora de imagen [Yun92, Tang96, Kahn98, Djahani00], o a través de un receptor sectorizado, es decir, un conjunto de fotodiodos formando una semiesfera [Valadas94, Lomba95, Mendoza04, Mendoza05].

Las bases del diseño de los receptores ópticos fueron sentadas por Personick en 1973 [Personick73]. En principio, estos trabajos se referían a sistemas guiados, si bien posteriormente Gfeller [Gfeller79] aplicó esta teoría básica a comunicaciones no guiadas. Las diferencias entre estos dos enfoques provienen del hecho de considerar el ruido ambiente de distintas fuentes ópticas presentes en entornos de oficina, y dar un límite para la velocidad de transmisión en función de las dimensiones del recinto. Las topologías a emplear en el diseño de receptores pueden agruparse de acuerdo con la siguiente clasificación [Melián97, Alexander97]:

- Amplificadores de alta impedancia: se caracterizan por presentar la mejor sensibilidad e inmunidad frente al ruido. Por el contrario, precisan de una ecualización posterior debido a que integran la señal que reciben y presentan un margen dinámico pequeño. Son útiles cuando el parámetro restrictivo es el ruido ambiente.
- Amplificadores de baja impedancia: presentan un elevado ancho de banda y un amplio margen dinámico, si bien su sensibilidad es deficiente. Se aplican en diseños de transmisores de alta velocidad y entornos de bajo nivel de ruido.

- Amplificadores de transimpedancia: constituyen una solución de compromiso para mejorar la sensibilidad manteniendo el ancho de banda y el margen dinámico. Usan un bucle de realimentación (transimpedancia) que puede ser pasivo (una resistencia), activo (con microFET o integrador y capacidad) o una realimentación óptica.
- Amplificadores con circuito resonante: su filosofía de diseño es similar a los sistemas heterodinos convencionales. Se diseñan para mejorar la relación señal a ruido en una banda determinada, para lo que se utiliza un circuito resonante o tanque.
- Amplificadores con bobina de entrada: consiste en utilizar una topología como las descritas anteriormente y añadirle a la entrada un elemento inductor (bobina) de tal forma que se aprovechen las características en cuanto a sensibilidad de la etapa amplificadora y se aumente el ancho de banda del sistema. Su utilización se recomienda para sistemas de muy alta velocidad.

Es de destacar que estas dos últimas topologías presentan elevada inestabilidad y dificultad de sintonización, lo que hace que deban ser descartadas en muchas aplicaciones.

Una de las maneras tradicionales de mejorar la probabilidad de error de un sistema de comunicaciones que trabaja en un medio muy dispersivo, y que se ve afectado por fenómenos como la multipropagación y el *jitter*, consiste en introducir un dispositivo que disminuya la influencia de la función de transferencia del canal sobre la señal recibida. Los sistemas de ecualización tratan de estimar la función de transferencia del canal (de forma estática o adaptativa) y, mediante operaciones de filtrado, eliminar su efecto y así realizar una detección subóptima sobre la señal recibida. De las diversas estructuras de ecualización, la que más extensamente ha sido estudiada es la DFE (*Decision Feedback Equalizer*), que se compone de dos filtros (en general FIR), uno directamente sobre la señal recibida (*forward*) y otro de realimentación (*backward*), además de un decisor, el cual puede soportar decisión binaria o por bloques, en cuyo caso al ecualizador se le suele denominar BDFE (*Block-Decision Feedback Equalizer*) [Barry94, Lee99].

Introducción a la multiplexación por división de frecuencia ortogonal

En este capítulo se examinará la técnica de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) como un medio para contrarrestar los efectos de distorsión inducidos en los canales de comunicaciones. El principio fundamental de funcionamiento se debe originalmente a Chang [Chang66], pero, debido a su complejidad de implementación, hasta hace poco esta técnica estaba limitada únicamente a aplicaciones militares.

En la figura 3.1 se muestra un esquema simplificado de un módem que recibe un flujo de datos en serie y lo distribuye en paralelo a través de varios canales. Los datos de cada canal son tratados por un modulador, por lo que para N canales se dispone de un total de N moduladores cuyas frecuencias portadoras son $f_0, 2f_0, \dots, Nf_0$. La diferencia entre canales adyacentes es de Δf y el ancho de banda total W utilizado es $N\Delta f$. La combinación de las N señales moduladas da lugar a una señal de OFDM. En el receptor, la señal de OFDM recibida se demultiplexa en N bandas de frecuencia, y cada una de las N señales moduladas es demodulada separadamente. Las señales en banda base obtenidas son posteriormente recombinadas haciendo uso de un conversor paralelo a serie.

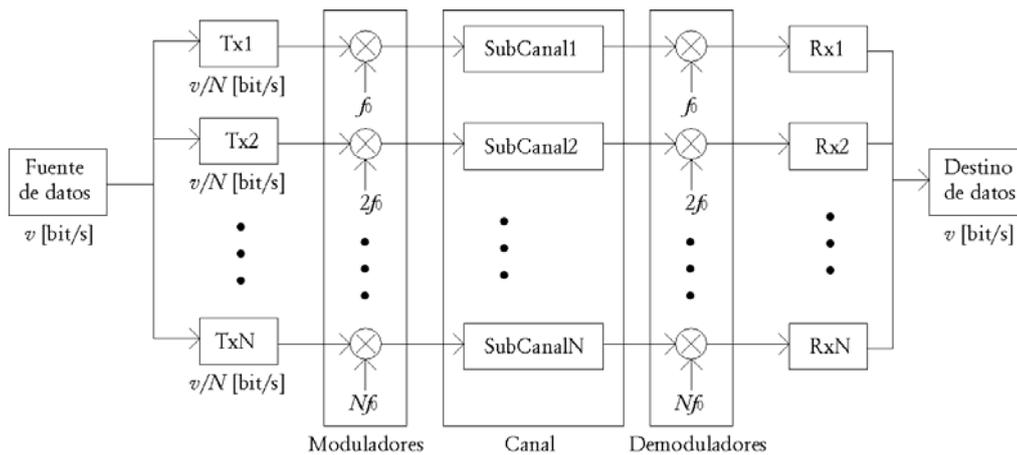


Figura 3.1. Esquema simplificado de un módem paralelo ortogonal

En un sistema convencional de transmisión serie, los datos serían aplicados directamente a un modulador cuya frecuencia de trabajo estuviese justo en el centro de la banda comprendida entre f_0 y Nf_0 , es decir, en $(N + 1)f_0/2$. La señal modulada ocuparía enteramente el ancho de banda W . Si se produce, por algún motivo, un fuerte desvanecimiento de la señal durante unos instantes, éste provocaría que se perdieran varios bits de datos. En el caso de un sistema OFDM, cada subcanal transmite uno de los N símbolos de un paquete durante un tiempo N veces mayor. Por lo tanto, ante condiciones equivalentes de desvanecimiento, el sistema OFDM únicamente sufre el mismo durante una fracción de la duración de los símbolos transmitidos en paralelo. Por lo tanto, sería capaz de recuperar finalmente la información, mientras que con el sistema convencional se observaría una ráfaga de errores.

Otra ventaja debido al hecho de incrementar el período del símbolo, es que el retardo por multipropagación (*delay spread*) constituye una fracción del mismo considerablemente más corta que en el caso de los sistemas convencionales serie, lo que hace a los sistemas OFDM bastante menos sensibles a la dispersión del canal.

Sin embargo, una de las desventajas de los sistemas OFDM, tales como el de la aproximación de la figura 3.1, es su elevada complejidad en contraposición a los sistemas serie, ya que requieren para el transmisor N moduladores e igual número de filtros muy selectivos de transmisión, y para el receptor otros tantos demoduladores y filtros de recepción. A pesar de ello, la complejidad puede ser reducida considerablemente empleando la transformada discreta de Fourier (DFT), o la transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) cuando el número de canales es suficientemente elevado. La razón de esto es que los moduladores de los subcanales del sistema OFDM utilizan portadoras cuyas frecuencias están armónicamente relacionadas, y que coinciden justamente con las funciones base de la DFT.

3.1. Fundamentos de los sistemas QAM-OFDM

El sistema OFDM más básico dispone de N sub-bandas, cada una de las cuales está separada de su vecina más próxima por un intervalo de guarda suficientemente grande para prevenir interferencias entre señales correspondientes a bandas adyacentes. Sin embargo, el espectro disponible se puede usar de manera más eficiente si permitimos cierto solapamiento entre las sub-bandas. Si se utiliza detección coherente y tonos ortogonales para las sub-bandas, aún se podrá recuperar la información transmitida.

En el sistema que se muestra en la figura 3.2, el flujo de datos serie se dispone en una secuencia $\{d_n\}$ de N símbolos codificados mediante una modulación por amplitud en cuadratura (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*)

en banda base. Cada símbolo QAM serie está espaciado $\Delta t = 1/f_s$, donde f_s es la velocidad de señalización o tasa de símbolo serie. En el instante n -ésimo, el símbolo QAM $d(n) = a(n) + jb(n)$ está representado por una componente en fase $a(n)$ y otra en cuadratura $b(n)$. Cada bloque de N símbolos QAM se distribuye a N moduladores, a través de un conversor serie a paralelo. Las dos componentes de cada uno de estos símbolos son moduladas por las portadoras $\cos \omega_n t$ y $\text{sen } \omega_n t$. Hay que tener en cuenta que la velocidad de señalización para cada sub-banda es N veces inferior a la del sistema serie, teniéndose que el intervalo entre símbolos es $T = N\Delta t$. Así, las frecuencias de las portadoras $\omega_n = 2\pi n f_0$ están espaciadas $\omega_0 = 2\pi/T$.

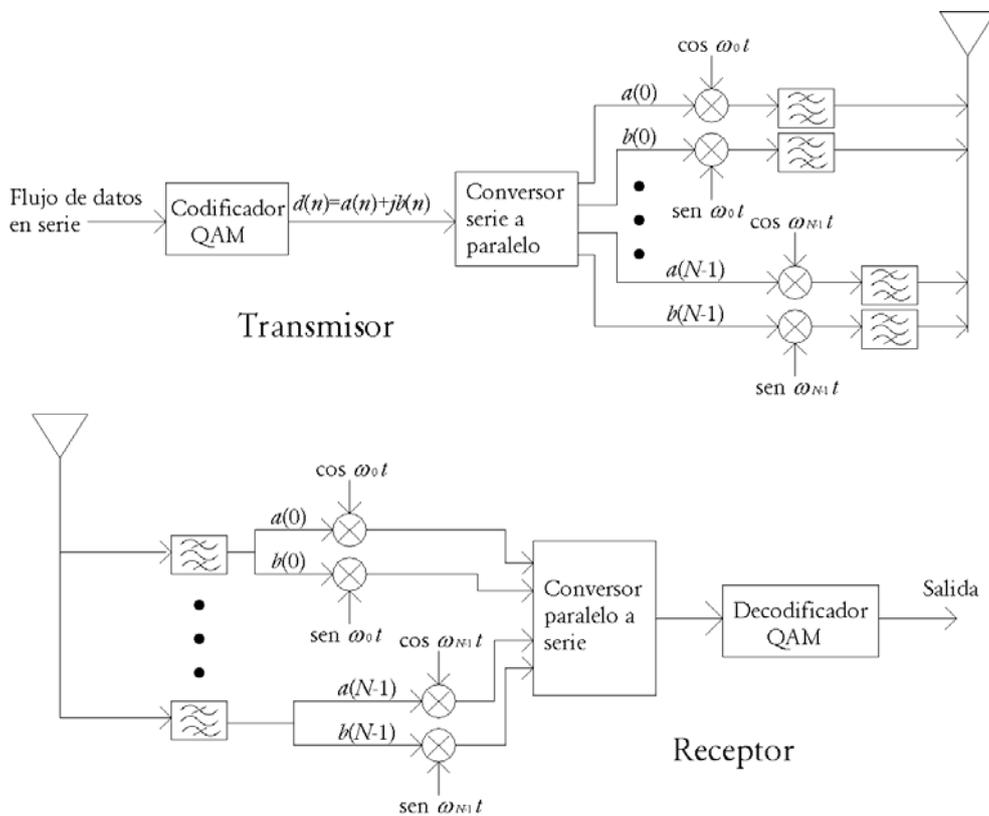


Figura 3.2. Esquema detallado de un sistema QAM-OFDM

Las portadoras moduladas $a(n) \cos \omega_n t$ y $b(n) \text{sen } \omega_n t$ se suman para dar lugar a una señal de QAM, donde $n = 0, 1, \dots, N-1$, disponiendo por tanto de N señales de QAM que se transmiten por la banda de radiofrecuencia. La señal de QAM n -ésima viene dada por:

$$X_n(t) = a(n) \cos \omega_n t + b(n) \text{sen } \omega_n t = \gamma(n) \cos(\omega_n t + \psi_n) \quad (3.1)$$

donde se tiene que:

$$\gamma(n) = \sqrt{a^2(n) + b^2(n)} \quad (3.2)$$

$$\psi_n = \arctg\left(\frac{b(n)}{a(n)}\right) \quad n = 0, 1, K, N-1 \quad (3.3)$$

Si se suman las señales $X_n(t)$ que encontramos a la salida de cada sub-canal, y cuyas portadoras están separadas en frecuencia $\omega_0 = 2\pi/T$, se obtiene una señal FDM/QAM de la forma:

$$D(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n(t) \quad (3.4)$$

En el receptor, la señal de FDM/QAM es demultiplexada haciendo uso de un banco de N filtros con lo que obtenemos nuevamente N señales de QAM. Las señales de QAM en banda base $a(n)$ y $b(n)$ son recuperadas y distribuidas en el formato serie $\{d_n\}$, mediante los demoduladores de QAM.

Teóricamente, este sistema es capaz de alcanzar la máxima tasa de transmisión posible, $\log_2 Q$ bits/s/Hz, donde Q es el número de niveles QAM. Sin embargo, en la práctica existen ciertas pérdidas de energía que dan lugar a interferencias con las bandas adyacentes utilizadas por otros usuarios, aparte de las que se dan entre las propias sub-bandas por imperfecciones de los filtros extremadamente selectivos que se requieren. Esto exige que se separen las sub-bandas algo más de lo que en teoría sería preciso, disminuyendo la eficiencia espectral. Para conseguir una alta eficiencia espectral, el número de portadoras debe ser lo mayor posible y los filtros deben cumplir estrictamente con unas especificaciones muy exigentes. En ese caso, el ancho de banda de cada una de estas sub-bandas es muy pequeño en comparación con el ancho de banda de coherencia del canal. De esta forma, se puede considerar que cada sub-banda tiene una característica prácticamente plana y, por tanto, casi cualquier esquema de modulación puede ser utilizado sobre ella, entre ellos, la modulación por amplitud en cuadratura o QAM.

3.2. Modulación mediante la transformada discreta de Fourier

Es evidente que el gran problema del sistema descrito con anterioridad es que si se desea disponer de una gran resistencia frente a desvanecimientos de la señal, el tamaño del bloque de datos a modular, N , debe ser muy grande y se requerirá un gran número de módems para los distintos sub-canales. Afortunadamente, se puede demostrar matemáticamente que, realizar la DFT

sobre el bloque de N símbolos QAM y luego transmitir en serie sus coeficientes, es equivalente a las operaciones realizadas por el sistema mostrado en la figura 3.2. Por tanto, podemos simplificar considerablemente la estructura *hardware* del sistema anterior, mediante la implementación del par de transformadas rápidas de Fourier (IFFT/FFT, *Inverse Fast Fourier Transform / Fast Fourier Transform*).

La señal de salida del transmisor FDM/QAM, $m(t)$, viene dada por:

$$m(t) = \Re\{s(t)e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (3.5)$$

donde $s(t)$ es la señal de información equivalente en banda base y f_0 es la frecuencia de la portadora. Si usamos una función de forma rectangular, $m_T(t - kT) = \text{rect}((t - kT)/T)$, para los símbolos QAM, $X(k) = I(k) + jQ(k)$, que se van a transmitir, donde $I(k)$ y $Q(k)$ son sus componentes en fase y cuadratura, la señal de información equivalente en banda base viene dada por:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k)m_T(t - kT) \quad (3.6)$$

donde

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (3.7)$$

donde k es el índice del intervalo de señalización y T su duración. Sustituyendo la expresión anterior en (3.5), se llega a que:

$$m(t) = \Re\left\{\sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k)m_T(t - kT)e^{j2\pi f_0 t}\right\} \quad (3.8)$$

Sin pérdida de generalidad, se puede considerar únicamente el intervalo de señalización $k = 0$, en el cual se tiene que:

$$m_0(t) = m(t)\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (3.9)$$

La señal modulada está constituida por la suma de las señales de salida de los moduladores de cada una de las sub-bandas:

$$m_0(t) = \sum_{n=0}^{N-1} m_{0n}(t) \quad (3.10)$$

Si $X_n = X_{n,k=0}$ es el símbolo QAM en banda base que se va a transmitir a través del sub-canal n en el intervalo de señalización $k = 0$, entonces:

$$m_0(t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \Re\{X_{n,0} e^{j2\pi f_{0n} t}\}, & \text{para } |t| < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{, en otro caso} \end{cases} \quad (3.11)$$

Teniendo en cuenta que $m_0(t)$ está confinada en el intervalo $|t| < T/2$, para simplificar el formalismo anterior podemos eliminar el índice $k = 0$ de la expresión (3.11), quedándonos:

$$m_0(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Re\{X_n e^{j2\pi f_{0n} t}\} \quad (3.12)$$

Al realizar el cálculo de la parte real usando el complejo conjugado, se tiene que:

$$m_0(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2} \{X_n e^{j2\pi f_{0n} t} + X_n^* e^{-j2\pi f_{0n} t}\} = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} \frac{1}{2} X_n e^{j2\pi f_{0n} t} \quad (3.13)$$

donde para $n = 0, \dots, N-1$, se cumple que:

$$X_{-n} = X_n^*, X_0 = 0, f_{0(-n)} = -f_{0n}, f_{00} = 0 \quad (3.14)$$

La simetría anterior es inherente a cualquier señal real. Si denominamos F_n a los coeficientes de Fourier, tal que:

$$F_n = \begin{cases} \frac{1}{2} X_n, & 1 \leq n \leq N-1 \\ \frac{1}{2} X_n^*, & -(N-1) \leq n \leq -1 \\ 0 & n = 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

entonces la ecuación (3.13) queda de la forma:

$$m_0(t) = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} F_n e^{j2\pi f_{0n} t} \quad (3.16)$$

Si ahora asumimos que las portadoras de los sub-canales toman los valores $f_{0n} = nf_0$, $n = 0, \dots, N-1$, donde nuevamente $f_0 = 1/T$ representa el espacio entre las subportadoras y además es el recíproco del intervalo de señalización de los sub-canales, tendremos que el ancho de banda (considerando sólo una de las dos bandas laterales) es $B = (N-1)f_0$.

Hasta ahora, se ha supuesto que las señales $m_{0n}(t)$ son funciones continuas en el tiempo dentro del intervalo de señalización $k = 0$. Dado que es necesario muestrear dicha señal en el intervalo $k = 0$ para poder realizar la DFT, vamos a introducir la discretización de la variable de tiempo $t = i\Delta t$, donde $\Delta t = 1/f_s$ es la inversa de la frecuencia de muestreo, la cual debe ser convenientemente seleccionada de acuerdo al teorema de Nyquist para que pueda representar adecuadamente a $m_0(t)$. De hecho, Δt es el espacio entre símbolos QAM serie, tal como lo definimos anteriormente, y f_s es la tasa de símbolos serie. Se tiene por tanto:

$$m_0(t) = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} F_n e^{j2\pi f_0 n \Delta t} \quad (3.16)$$

donde:

$$f_s > 2(N-1)f_0 \quad (3.17)$$

para cumplir el criterio de Nyquist. Si asumimos que f_s es un múltiplo entero del espacio entre portadoras f_0 , esto es, $f_s = Mf_0$, se tendrá que $f_0\Delta t = 1/M$. Teniendo en cuenta que el espectro de una señal muestreada se repite a múltiplos de la frecuencia de muestreo f_s , con una periodicidad de $M = f_s/f_0$ muestras, y explotando la simetría del espectro, tendremos que:

$$F_n = \begin{cases} F_{n-M} = F_{M-n}^*, & (\frac{M}{2} + 1) \leq n \leq M-1 \\ 0, & N-1 < n \leq \frac{M}{2} \end{cases} \quad (3.18)$$

La región de frecuencias que comprende $(N-1)f_0 < f_n \leq (M/2)f_0$ representa la típica banda de transición de los sistemas de comunicaciones que no se utiliza puesto que presenta elevada distorsión de retardo de grupo y amplitud. Sin embargo, esto no tiene por qué ser el caso en un sistema OFDM, siempre y cuando se utilice un número suficientemente elevado de sub-canales, con lo que se podrá considerar que todos ellos son aproximadamente planos.

El conjunto de símbolos QAM puede interpretarse como una secuencia en el dominio de la frecuencia, que debido a la simetría de su complejo conjugado

tendrá una IDFT (*Inverse DFT*) real en el dominio del tiempo que se corresponde con la señal modulada real. Ésta puede representarse de la siguiente manera:

$$m_0(i\Delta t) = \sum_{n=0}^{M-1} F_n e^{j\frac{2\pi}{M}ni}, \quad i=0, \dots, M-1 \quad (3.19)$$

La expresión anterior coincide con la DFT y puede calcularse utilizando la IFFT si la longitud M es un entero potencia de 2. Las funciones de onda rectangulares introducidas en la expresión (3.6) requieren un ancho de banda infinito, puesto que constituyen una ventana rectangular en el tiempo para las funciones base ortogonales $\cos \omega_{0n} t$ y $\sin \omega_{0n} t$. Por otro lado, la representación de $m_0(t)$ a través de sus muestras sólo puede realizarse si la señal está limitada en banda a $2(N-1)f_0$, pero evidentemente esto requeriría que la señal se expandiera en el tiempo desde $-\infty$ a ∞ . Para poder cumplir esto y que no se produzca *aliasing*, es necesario que la señal $m_0(t)$, obtenida a través de la IFFT a partir de su información en banda base X_n , tiene que ser cuasi-periódicamente extendida antes de transmitirla por el canal, al menos durante la duración de la memoria del canal. Esto será discutido en una sección posterior.

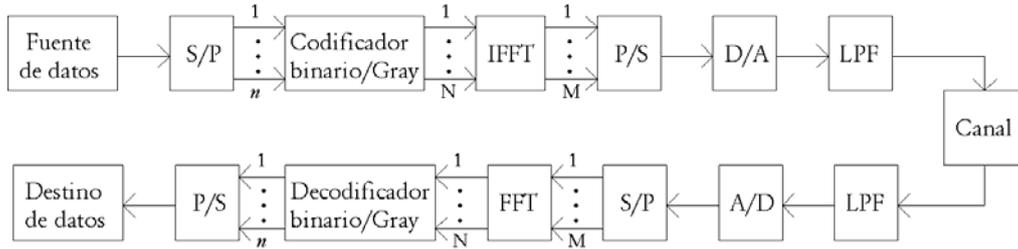


Figura 3.3. Esquema de un módem OFDM basado en la FFT

En la figura 3.3 se muestra el esquema de un módem QAM/FDM que se basa en el uso de la FFT para sustituir a los bancos de moduladores y filtros requeridos. Los bits de datos suministrados por la fuente de información son pasados de manera paralela a un codificador binario de códigos Gray de n niveles. Los N símbolos de salida del codificador son transformados por la IFFT para generar la señal de salida en el dominio del tiempo. La señal convertida de digital a analógica y filtrada paso bajo, es entonces transmitida a través del canal. En el receptor se realiza el proceso inverso. La señal de entrada al receptor es muestreada y convertida a digital, y luego es transformada por la FFT para recuperar los símbolos transmitidos. Éstos son decodificados y, finalmente, suministrados al destino de datos. A pesar de utilizar un número muy elevado de sub-canales de transmisión y, por tanto, los símbolos de los sub-canales tener una duración muy larga, éstos pueden experimentar alguna dispersión si las tasas de transmisión son muy altas. En ese caso será necesario conocer la respuesta en

frecuencia del canal para poder contrarrestar dicho efecto, por lo que se hará necesario el uso de técnicas de estimación de la misma.

3.3. Transmisión a través de canales limitados en banda

Las operaciones de la FFT/IFFT asumen que la señal de entrada es periódica tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Si la secuencia muestreada de la expresión (3.19) se repite periódicamente y se transmite a través del filtro paso bajo (LPF, *Low Pass-Filter*) que precede al canal (figura 3.3), el canal será excitado por una señal periódica continua. Sin embargo, esto significaría desperdiciar mucho tiempo de transmisión y, por lo tanto, sólo transmitiríamos un único periodo de la señal $m_0(t)$, constituida por M muestras. Si suponemos que la frecuencia de corte del filtro paso bajo es $f_c = 1/(2\Delta t) = f_s/2$, y sólo transmitimos un período de $m_0(i\Delta t)$, la señal de entrada al canal es:

$$m_{0,LPF}(t) = m_0(i\Delta t) * \frac{1}{\Delta t} \frac{\text{sen}(\pi t/\Delta t)}{\pi t/\Delta t} = m_0(i\Delta t) * \frac{1}{\Delta t} \text{sinc}\left(\frac{\pi t}{\Delta t}\right) \quad (3.20)$$

donde el símbolo “*” denota convolución. Obsérvese que la respuesta al impulso del filtro viene dada por la función *sinc*, suponiendo un filtrado ideal, lo que lleva a que su duración en el tiempo sea infinita. Un ciclo de la señal periódica $m_{0,p}(i\Delta t)$ viene dado por:

$$m_0(t) = m_{0,p}(i\Delta t) \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (3.21)$$

La convolución de la expresión (3.20), puede ser rescrita de la siguiente manera:

$$m_{0,LPF}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} m_0(i\Delta t) \frac{1}{\Delta t} \text{sinc}\left[\frac{\pi(t-i\Delta t)}{\Delta t}\right] \quad (3.22)$$

En el dominio de la frecuencia, lo anterior es equivalente a:

$$M_{0,LPF}(f) = M_0(f) \text{rect}\left(\frac{f}{f_c}\right) \quad (3.23)$$

donde $M_0(f) = FFT\{m_0(i\Delta t)\}$ y $H_{LPF}(f) = \text{rect}(f/f_c)$ es la función de transferencia del filtro en el dominio de la frecuencia. Si transformamos (3.21) al dominio de la frecuencia tenemos:

$$M_0(f) = \text{FFT} \left\{ m_{0,p}(i\Delta t) \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \right\} = M_{0,p}(f) * \frac{1}{f_0} \text{sinc} \left(\frac{\pi f}{f_0} \right) \quad (3.24)$$

donde $M_{0,p}(f)$ es la representación en el dominio de la frecuencia de $m_{0,p}(i\Delta t)$, la cual se convoluciona con la función $\text{rect}(t/T)$. A continuación, $M_0(f)$ es filtrada paso bajo según la expresión (3.23), con lo que tenemos:

$$M_{0,LPF}(f) = M_0(f) \text{rect} \left(\frac{f}{f_c} \right) = \left[M_{0,p}(f) * \frac{1}{f_0} \text{sinc} \left(\frac{\pi f}{f_0} \right) \right] \text{rect} \left(\frac{f}{f_c} \right) \quad (3.25)$$

Si bien el truncamiento en el tiempo de la señal $m_{0,p}(i\Delta t)$ a un solo periodo da lugar a una señal de ancho de banda infinito, el truncamiento en el dominio de la frecuencia, provocado por el filtro paso bajo, produce una señal de duración infinita en el dominio del tiempo. Este fenómeno provoca interferencias entre bloques transmitidos de manera consecutiva, lo que puede resolverse extendiendo cuasi-periódicamente $m_0(i\Delta t)$ mientras dure la memoria del canal, antes de ser transmitida por el mismo. En el receptor, únicamente será de utilidad la parte no dañada por dicha interferencia, que constituye la sección central del bloque recibido.

Cuando se utiliza la técnica OFDM, aparecen dos tipos de interferencias [Etten75, Kaye70, Hanzo03]. Por un lado, encontramos interferencia intersímbolo (ISI) que se corresponde con la existente entre tramas FFT's consecutivas. Por otro lado, tenemos la interferencia interportadoras (ICI) producida entre sub-canales adyacentes o *slots* de frecuencia correspondientes a una misma trama FFT.

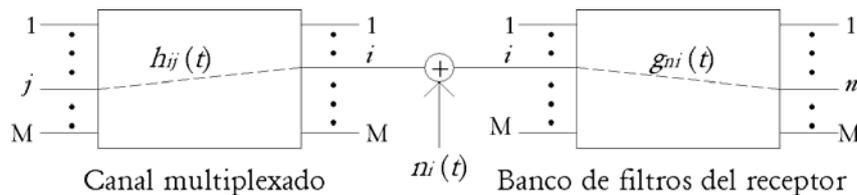


Figura 3.4. Modelo de interferencia multidimensional (MDI)

En la figura 3.4 se muestra el modelo de un sistema lineal que dispone de M sub-canales de transmisión y un receptor constituido por un número igual de filtros de recepción. La respuesta al impulso entre la entrada j y la salida i la denotaremos por $h_{ij}(t)$, mientras que el filtro receptor lo denotaremos por $g_{ni}(t)$. Teniendo en cuenta la suposición de sistema lineal, la salida del filtro de recepción es la superposición de las respuestas del sistema debidas a todas las

señales de entrada $1, \dots, M$. Lo que se pretende es optimizar el receptor lineal con la idea de minimizar los efectos del ruido AWGN y de la interferencia multidimensional (MDI, *MultiDimensional Interference*). Para que eso ocurra, las funciones de transferencia $g_{mi}(f)$, desde la entrada i -ésima a todas las salidas del filtro, tienen que estar acopladas a las respuestas $h_{ij}(f)$ entre todas las entradas de los sub-canales $j = 1, \dots, M$ y la salida i -ésima [Etten75].

Se puede demostrar que para que no exista MDI, la función de transferencia total entre la entrada j y la salida n , $f_{nj}(f)$, muestreada en el intervalo de tiempo l -ésimo, debe cumplir que:

$$f_{nj}(f) = \delta_{1l} \delta_{nj} \quad (3.26)$$

donde δ_{ij} es la función *delta de Kronecker*, que viene dada por:

$$\delta_{nj} = \begin{cases} 1, & n = j \\ 0, & n \neq j \end{cases} \quad (3.27)$$

Lo anterior se conoce como criterio generalizado de Nyquist, e implica que no sólo debe cumplirse que en los instantes de muestreo subsiguientes ($l \neq 0$) los símbolos anteriores no provoquen interferencia con el símbolo actual, sino que además la interferencia en el dominio de la frecuencia debe ser nula. De ahí el término *ortogonal*, puesto que los espectros de las distintas portadoras no deben interferirse para que se cumpla el criterio anterior, es decir, en el máximo del espectro de una portadora, el resto de portadoras deben presentar un valor nulo.

La interferencia interportadoras (ICI) puede dar lugar a un aumento considerable de la tasa de error de símbolo, llegando a una pérdida total de la comunicación cuando ésta es muy severa. Sin embargo, en sistemas estacionarios o cuasi-estacionarios, como el canal óptico no guiado en interiores, donde el cambio de la respuesta del canal se produce de manera muy lenta en comparación con el envío de una trama de datos OFDM, nunca se producirá ICI. No es éste el caso de los sistemas de radiofrecuencia, donde una alta dispersión Rayleigh puede provocar desplazamientos en frecuencia de las portadoras, rompiéndose la ortogonalidad impuesta por el transmisor, y empeorando de manera importante el desempeño del sistema.

No ocurre, sin embargo, lo mismo con la interferencia intersímbolo (ISI), la cual se debe a la dispersión por multitrayectoria del canal. Vamos a ver qué ocurre cuando se transmiten dos períodos de una determinada trama de símbolos OFDM, constituida por M muestras, si la respuesta al impulso del canal tiene una longitud de $n = M - 1$ muestras. Tras excitar el canal de transmisión con una determinada señal periódica, su respuesta estará constituida por una respuesta transitoria \mathbf{y}_{in} y una respuesta estacionaria periódica \mathbf{y}_{st} . La respuesta estacionaria

tiene una periodicidad de M muestras, mientras que la respuesta transitoria decae tras n muestras. La respuesta del canal tras ese primer período de M muestras vendrá dado por:

$$Y_1 = Y_{in} + Y_{st} = \begin{bmatrix} h_0 u_0 \\ h_1 u_0 + h_0 u_1 \\ h_2 u_0 + h_1 u_1 + h_0 u_2 \\ \mathbf{M} \\ h_n u_0 + h_{n-1} u_1 + h_{n-2} u_2 + \mathbf{K} + h_0 u_n \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

donde:

$$\mathbf{u} = [u_0, u_1, u_2, \mathbf{K}, u_M]^T \quad (3.29)$$

es el vector de las M muestras que constituyen la trama OFDM transmitida a través del canal y $[\]^T$ representa la traspuesta de $[\]$. Dado que $n < M$, durante el segundo período de la excitación, la respuesta transitoria no afecta a la respuesta del sistema. Así, la respuesta del canal en este segundo período únicamente está constituida por la contribución estacionaria periódica:

$$Y_2 = Y_{st} = \begin{bmatrix} h_0 u_0 + h_n u_1 + h_{n-1} u_2 + \mathbf{K} + h_1 u_n \\ h_1 u_0 + h_0 u_1 + h_n u_2 + \mathbf{K} + h_2 u_n \\ h_2 u_0 + h_1 u_1 + h_0 u_2 + \mathbf{K} + h_3 u_n \\ \mathbf{M} \\ h_n u_0 + h_{n-1} u_1 + h_{n-2} u_2 + \mathbf{K} + h_0 u_n \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

La respuesta anterior es la que se obtendría de manera periódica si el canal es excitado por una señal periódica, donde las muestras que constituyen uno de esos períodos están definidas por el vector \mathbf{u} . De esta forma, se puede considerar que:

$$Y_2 = \mathbf{H} \mathbf{u} \quad (3.31)$$

donde \mathbf{H} constituye la matriz de transferencia del canal. Una vez cese la excitación, la respuesta obtenida tendría la forma:

$$Y_3 = Y_{out} = \begin{bmatrix} h_n u_1 + h_{n-1} u_2 + K + h_1 u_n \\ h_n u_2 + K + h_2 u_n \\ M \\ h_n u_n \\ 0 \end{bmatrix} = -Y_{in} \tag{3.32}$$

extinguíéndose finalmente antes de M muestras. Si la respuesta del canal es conocida, se podrá determinar el vector \mathbf{u} de muestras transmitidas a partir, únicamente, de la respuesta \mathbf{y}_2 , puesto que las otras dos restantes están contaminadas por transitorios. Pero lo que realmente nos interesa es transmitir un solo período de la trama OFDM k -ésima. Sin embargo, según el análisis anterior, se requerirá al menos la transmisión de dos períodos de dicha trama y, además, un período adicional donde no se transmita nada para dejar que decaiga el transitorio. Realmente no hay que ser tan estrictos. De hecho, sólo se requerirá la transmisión de dos períodos de una determinada trama, si la longitud de la respuesta del canal dura M muestras, pero éste no es normalmente el caso en aplicaciones reales. Cuando la longitud de dicha respuesta sea inferior a M muestras ($n \ll M$), bastará con una reproducción de las últimas n muestras de la trama OFDM a transmitir, las cuales se deberían añadir, durante la transmisión, como prefijo a la trama. Además, no se requerirá un post-fijo de n muestras de valor cero tras la trama k -ésima para permitir el decaimiento del transitorio, sino que podremos enviar a continuación la trama $(k+1)$ -ésima precedida de su correspondiente *prefijo cíclico*. Así, el prefijo cíclico de la trama k -ésima que llega al receptor, estará contaminada tanto por el transitorio de la trama $(k-1)$ -ésima, enviada en el intervalo anterior, como del suyo propio. El receptor debe, por tanto, descartar dicho prefijo contaminado por ISI, y post-procesar únicamente la porción de M muestras no contaminadas, mediante la FFT. En la figura 3.5 se muestra el proceso de extensión quasi-periódica de una trama OFDM.

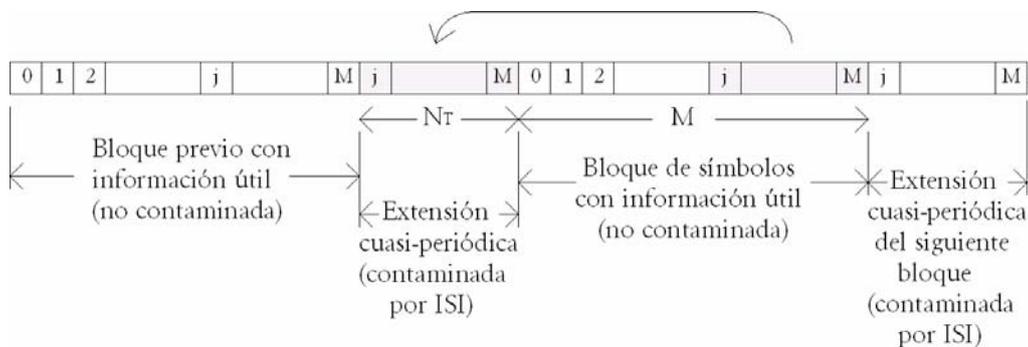


Figura 3.5. Reducción de la ISI mediante extensión quasi-periódica de la señal

Evidentemente, la adición de un prefijo cíclico da lugar a una reducción de la tasa efectiva de transferencia de datos por un factor de $M/(M + N_T)$, donde N_T es el número de muestras utilizadas en la extensión cuasi-periódica de la trama transmitida. Esto se debe al hecho de que, si anteriormente se requerían T segundos para transmitir dicha trama OFDM, ahora se requerirán $T + T_T$, sin introducir ningún tipo de información adicional. Sin embargo, esta pérdida de tasa de transmisión puede reducirse considerablemente, transmitiendo tramas con un número de muestras M muy grande. Esto implica disponer de un sistema con un número de portadoras elevado y, por tanto, requerirá la implementación de una IFFT cuya longitud así lo sea.

3.4. Estimación de la función de transferencia del canal

Si la respuesta de un canal varía muy lentamente con respecto a la duración de una trama de símbolos OFDM, como es el caso de los canales ópticos no guiados en interiores, ese canal puede considerarse estacionario. En ese caso, la convolución de la respuesta al impulso del canal con la señal transmitida se corresponde simplemente con la multiplicación del espectro de la señal con la función de transferencia del canal $H(f)$:

$$s(t) * h(t) \leftrightarrow S(f) \cdot H(f) \quad (3.33)$$

Los símbolos de información $S(n)$ se codifican en la amplitud y la fase de cada una de las portadoras de frecuencia f_n que constituyen el espectro de la señal OFDM transmitida. De esta forma, para la portadora n -ésima, el símbolo recibido $r(n)$ será el producto del símbolo transmitido $S(n)$ por la función de transferencia $H(n)$ en el dominio de la frecuencia, más una componente compleja de ruido gaussiano $n(n)$:

$$r(n) = S(n) H(n) + n(n) \quad (3.34)$$

Los algoritmos de estimación del canal en el dominio de la frecuencia generan estimaciones de las funciones de transferencia $H(n)$ del canal, para a continuación utilizarlas en la corrección de los símbolos recibidos, previamente al proceso de demodulación.

Los esquemas que utilizan modulación asistida por símbolos pilotos (PSAM), permiten obtener una estimación de la función de transferencia del canal en base al uso, en el dominio de la frecuencia, de símbolos pilotos conocidos, los cuales se transmiten entremezclados con los símbolos de información [Cavers91, Morelli01]. De esta forma, un número n_p de símbolos pilotos, P_i , son transmitidos en las portadoras cuyos índices son p_i , $i = 1, \dots, n_p$, dentro del total M de portadoras utilizadas por el transmisor OFDM. En el

receptor, la función de transferencia del canal, $\hat{H}(p_i)$, en las portadoras pilotos puede estimarse a partir de los símbolos recibidos, $r(p_i)$:

$$\hat{H}(p_i) = r(p_i) / P_i \quad (3.35)$$

A continuación, la función de transferencia del resto de portadoras que transmiten información, puede estimarse mediante técnicas de interpolación. Evidentemente, el número de pilotos utilizados y la técnica de interpolación influirán muchísimo en la calidad de las estimaciones del resto de portadoras. Aunque los primeros trabajos sobre estimación por PSAM utilizaban patrones en el dominio de la frecuencia, es decir, con una única dimensión, los trabajos más recientes se han centrado más en patrones con dos dimensiones, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, para llevar a cabo el proceso de interpolación [Höher97a, Höher97b, Yang01a, Yang01b].

Otro campo importante de trabajo sobre la estimación del canal son las técnicas DDCE, donde los símbolos de todas las portadoras son demodulados y, posteriormente, nuevamente modulados para utilizarlos como pilotos [Beek95, Edfors96, Edfors98, Li98, Li01a, Al-Susa99]. En esta técnica, inicialmente se envía un preámbulo, conocido por el receptor, por el que se determina la función de transferencia del canal. La evolución en el tiempo que pueda padecer dicha respuesta puede determinarse mediante la demodulación y, posterior decisión del símbolo transmitido. Tras realizar la FFT en el receptor, los símbolos recibidos vendrán dados por:

$$\tilde{X}_i = H(jf_0) X_i, \quad i=1, \dots, M \quad (3.36)$$

donde X_i son los símbolos transmitidos, $H(jf_0)$ son las funciones de transferencia del canal a las frecuencias jf_0 de las distintas portadoras, y M el número total de ellas. Durante el proceso de ecualización, cada símbolo recibido es dividido por la correspondiente estimación de la respuesta del canal y, posteriormente, el demodulador toma una decisión sobre el símbolo que fue transmitido:

$$\hat{X}_i = D \left\{ \frac{\tilde{X}_i}{H(jf_0)} \right\}, \quad i=1, \dots, M \quad (3.37)$$

Los símbolos recuperados, según el proceso anterior de ecualización y demodulación, pueden utilizarse para, a continuación, actualizar el valor de la función de transferencia del canal:

$$H_a(f_0) = \frac{\tilde{X}_i}{\hat{X}_i} = \frac{\tilde{X}_i}{D \left\{ \frac{\tilde{X}_i}{H(f_0)} \right\}}, \quad i=1, \dots, M \quad (3.38)$$

En ambientes con una alta tasa de error de bit, suelen aplicarse coeficientes correctores para tener en cuenta las estimaciones anteriores de la función de transferencia, en lugar de realizar una estimación únicamente basada en el último símbolo demodulado. Existen también muchos trabajos para la estimación del canal mediante técnicas DDCE en entornos con múltiples usuarios [Jeon00, Jeon01, Li99a, Li00b, Li02].

Algoritmo para la obtención de la respuesta al impulso de canales ópticos no guiados en interiores

En los enlaces infrarrojos, la técnica de modulación viable es la modulación de intensidad (IM, *Intensity Modulation*), donde la forma de onda deseada es modulada sobre la potencia instantánea de la portadora óptica. La técnica factible de conversión óptico-eléctrica es la detección directa (DD, *Direct Detect*), en la cual un fotodetector suministra una corriente proporcional a la potencia óptica instantánea recibida.

El canal IR con IM/DD se puede modelar como un sistema lineal en banda base. Al tratarse de un sistema lineal, éste queda perfectamente caracterizado mediante su respuesta al impulso, la cual es fija para una configuración física de emisor, receptor y superficies reflectoras. Si consideramos que las variaciones de la respuesta al impulso, debidas a desplazamientos del emisor o del receptor, o por alteraciones de las superficies reflectoras debidas a desplazamientos de las personas u objetos que se encuentran en el interior de la habitación, son muy lentas en comparación a la velocidad de transmisión de datos, el canal se podrá considerar invariante en el tiempo [Hashemi93a, Hashemi93b]. Para el estudio de dichas respuestas, se han desarrollado diferentes tipos de algoritmos que hacen uso de modelos que describen cada uno de los elementos que constituyen el entorno de simulación. Podemos distinguir entre tres tipos de algoritmos atendiendo al método de resolución que utilizan: basados en métodos analíticos, iterativos y estadísticos.

El primer trabajo desarrollado para la caracterización de canales IR en interiores se debe a Gfeller [Gfeller79], y busca resolver el problema mediante métodos analíticos. Sin embargo, de esta manera sólo es posible resolver configuraciones muy sencillas, lo que motivó el interés por desarrollar herramientas que permitieran obtener la respuesta de canales con configuraciones más complejas, aunque ésta fuera de manera aproximada. Entre las herramientas que utilizan métodos iterativos se encuentran las propuestas de Barry [Barry93], Pérez-Jiménez [Pérez-Jiménez95a] y López-Hernández [López-Hernández97]. En cuanto a las herramientas basadas en la utilización de métodos estadísticos, encontramos los primeros trabajos de Pérez-Jiménez [Pérez-Jiménez97] y López-Hernández [López-Hernández98a, López-Hernández98b], y las posteriores modificaciones de López-Hernández [López-Hernández00] y Rodríguez [Rodríguez02, Rodríguez03a, Rodríguez03b, Rodríguez03c], destinadas a

aumentar la eficiencia computacional del algoritmo y a mejorar la caracterización de los elementos que constituyen el canal.

En este capítulo se describe este último algoritmo, el cual se basa en la técnica de trazado de rayos y en el método de Monte Carlo. Dado que la respuesta al impulso obtenida por dicho algoritmo es de tipo aproximada, también se presenta una expresión de tipo analítica que nos permite determinar el grado de confianza de los resultados obtenidos por el mismo [González02a, González02b, González05a]. El conocimiento del margen de error de la respuesta al impulso obtenida por dicho método, permite, como se verá, determinar el grado de confianza de cualquier tipo de análisis subsiguiente sobre sistemas de comunicaciones donde se haga uso de dicha respuesta para caracterizar el canal.

4.1. El canal óptico IR no guiado en interiores

El modelo del canal con IM/DD (Figura 4.1) permite analizar alguna de las características fundamentales del canal óptico IR no guiado. La forma de onda transmitida $x(t)$ es la potencia óptica instantánea radiada por el emisor IR, y la forma de onda recibida $y(t)$, es la corriente instantánea en cada punto multiplicada por su sensibilidad. Afortunadamente, las áreas de los detectores IR son mucho más grandes que la longitud de onda (miles de longitudes de onda), dando lugar a una diversidad espacial que previene el desvanecimiento por multitrayectoria, a diferencia de lo que ocurre en el canal de radiofrecuencia. Este hecho permite considerar que el canal permanece inalterado cuando el fotodetector se desplaza una distancia comparable a la longitud de onda. Sin embargo, aparecen fenómenos de dispersión por multitrayectoria debidos a las diferentes reflexiones que sufre la señal transmitida antes de llegar al receptor.

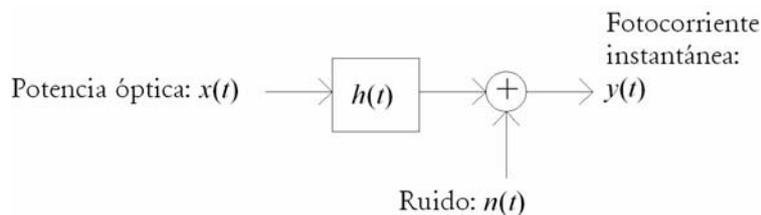


Figura 4.1. Modelo del canal infrarrojo con IM/DD

El canal IR con IM/DD puede ser modelado como un sistema lineal en banda base (Figura 4.1), con una potencia de entrada $x(t)$, una corriente de salida $y(t)$, y una respuesta al impulso $h(t)$. Alternativamente, el canal puede ser descrito en términos de su respuesta en frecuencia:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4.1)$$

La respuesta al impulso o respuesta en frecuencia, es fija para una determinada configuración física del emisor, receptor y reflectores. Asimismo, la respuesta al impulso es cuasiestática, debido a la alta velocidad de señalización, la diversidad espacial que brinda el gran área del fotodetector y la baja velocidad de movimiento de los objetos presentes en el canal. Como se ha comentado, existen multitud de trabajos destinados al modelado de los canales infrarrojos [Barry93, Abtahi95, Pérez-Jiménez95a, Pérez-Jiménez95b, Pérez-Jiménez97, López-Hernández97, Carruthers97, Lomba98, López-Hernández98a, López-Hernández98b, López-Hernández00, Pohl00, Rodríguez02, Rodríguez03b, Rodríguez03c]. Asimismo, se han presentado también los resultados de diversas experiencias realizadas en laboratorio con la idea de validar los modelos anteriores [Hashemi94a, Hashemi94b, Kahn95, Lomba98, Pakravan01].

En la mayoría de las aplicaciones, los enlaces infrarrojos operan en presencia de alta radiación infrarroja y luz visible (artificial y natural). Ambas radiaciones provocan interferencia óptica, lo que se traduce en ruido en el receptor. La luz visible es la más perjudicial ya que siempre está presente y es de potencia muy superior a la señal transmitida. En la figura 4.2 se representan distintas fuentes de luz y su distribución espectral [Kahn97].

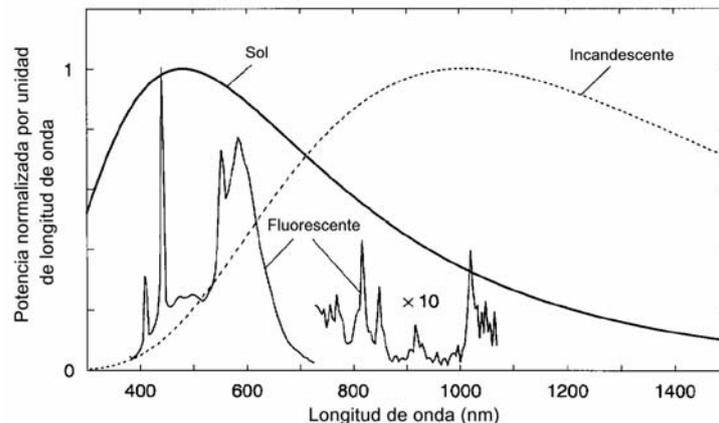


Figura 4.2. Densidad espectral de potencia de distintas fuentes de iluminación

La luz solar supone una fuente de ruido no modulada con un pico alrededor de los 450 nm. Las lámparas incandescentes tienen componentes en longitudes de onda entre 400 y 1400 nm, y producen una interferencia con componentes de frecuencia entre los 50 Hz y los 2 kHz. Peores efectos produce la iluminación de los fluorescentes que introducen perturbaciones entre los 780 y los 950 nm, consistentes en señales cuyo espectro contiene componentes de amplitud importante desde los 50 Hz a los 300 kHz, llegando a extenderse en algunas ocasiones hasta 1 MHz [Moreira95, Boucouvalas96, Moreira96, Narasimhan96]. Incluso con el uso de filtros ópticos, la fotocorriente generada

por la iluminación ambiente es muy superior a la señal deseada. Esta fotocorriente, en el caso de las perturbaciones no moduladas (como la luz solar y espacial), genera un ruido *shot* que sigue la expresión [Samaras98]:

$$n = 2qR P_N \quad (4.2)$$

donde q es la carga del electrón, R la responsividad del fotodiodo (A/W) y P_N es la potencia óptica de ruido. Debido a su alta intensidad, el ruido *shot* puede ser modelado como Gaussiano blanco aditivo (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*), e independiente de la señal $x(t)$. Cuando no existe radiación de fondo, o dicha radiación es baja, el ruido dominante en el receptor es el producido por el preamplificador. Éste también puede ser modelado como AWGN e independiente de la señal, aunque a menudo no sea blanco [Hollenhorst95]. En general, se puede considerar el ruido del canal, $n(t)$, como AWGN e independiente de la señal.

Considerando lo mencionado anteriormente, la corriente del fotodetector se puede expresar como:

$$y(t) = R (x(t) * h(t)) + n(t) \quad (4.3)$$

En este caso, $x(t)$, la entrada del canal, nunca puede ser negativa, pues es la potencia óptica instantánea transmitida por el emisor IR, cuyo valor medio P_t es:

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt \quad (4.4)$$

La potencia óptica media recibida, P , viene dada por:

$$P = H(0) P_t \quad (4.5)$$

donde $H(0)$ representa la ganancia en continua (DC, *Direct Component*) del canal:

$$H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt \quad (4.6)$$

La relación señal a ruido eléctrica recibida en un enlace digital para una velocidad de transmisión de R_b bit/s, está dada por la ecuación:

$$\text{SNR} = \frac{(RP)^2}{R_b N_0} = \frac{R^2 H^2(0) P_t^2}{R_b N_0} \quad (4.7)$$

asumiendo que $n(t)$ se ha modelado como AWGN con una componente de densidad espectral de doble banda lateral de $N_0/2$. Como se puede observar, la SNR depende del cuadrado de la potencia óptica media recibida implicando que los enlaces infrarrojos con IM/DD deben utilizar alta potencia óptica de transmisión a diferencia de los canales de transmisión convencionales donde la SNR es proporcional a la primera potencia de la misma.

4.2. Descripción del algoritmo

El algoritmo de trazado de rayos permite obtener una aproximación de la respuesta al impulso del canal existente entre el emisor y el receptor. En dicho algoritmo, el emisor queda caracterizado por su posición dentro del recinto \mathbf{p}_E , su orientación \mathbf{n}_E , la potencia emitida P_E , y el diagrama de radiación modelado según un perfil lambertiano generalizado de índice modal n , $R_E(\phi, n)$. Las superficies reflectoras se caracterizan mediante el modelo de Phong [Rodríguez02, Lomba98], el cual aproxima el patrón de reflexión mediante la suma de dos componentes: una difusa y otra especular (figura 4.3). Por último, el receptor queda caracterizado, además de por su posición \mathbf{p}_R y su orientación \mathbf{n}_R , por su área activa A_R y su campo de visión (FOV, *Field Of View*).

En el algoritmo, la respuesta al impulso total es la suma de la respuesta al impulso por visión directa entre el emisor y el receptor, la cual se determina analíticamente, y la respuesta al impulso debida a la señal que alcanza al receptor después de sufrir una o varias reflexiones.

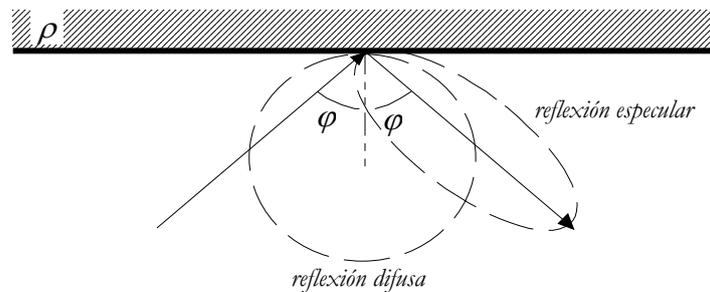


Figura 4.3. Patrón de reflexión según el modelo de Phong

4.2.1. Contribución por línea de visión directa

Si consideramos una fuente puntual y un receptor prácticamente puntual en comparación con las distancias recorridas, en un entorno carente de superficies reflectoras, la potencia recibida en el receptor tiene la siguiente expresión [Barry93]:

$$P_R = \frac{1}{d^2} R_E(\phi, n) A_{\text{eff}}(\varphi) \quad (4.8)$$

donde d es la distancia entre el emisor y el receptor, A el área física del detector y $A_{\text{eff}}(\varphi)$ su área efectiva de detección, la cual se puede expresar como:

$$A_{\text{eff}}(\varphi) = A_r \cos\varphi \text{rect}(\varphi / \text{FOV})$$

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases} \quad (4.9)$$

donde FOV es el campo de visión o semi-ángulo de observación (ver figura 4.4). El patrón de emisión $R_E(\phi, n)$ se ha considerado lambertiano de índice modal n :

$$R_E(\phi, n) = \frac{n+1}{2\pi} P_E \cos^n(\phi), \quad -\pi/2 \leq \phi \leq \pi/2 \quad (4.10)$$

Obsérvese que ϕ y φ representan el ángulo del haz emitido medido con respecto a la orientación del emisor \mathbf{n}_E , y el ángulo formado por el haz que llega al receptor y su orientación \mathbf{n}_R , respectivamente (figura 4.4).

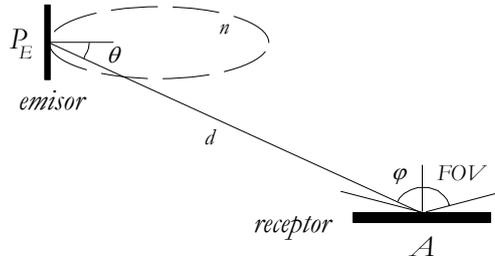


Figura 4.4. Contribución por línea de visión directa

4.2.2. Contribución tras múltiples reflexiones

El cálculo de la respuesta al impulso, en el caso de que la radiación llegue al receptor tras sufrir al menos una reflexión, se realiza haciendo uso de la técnica de trazado de rayos y el método de Monte Carlo. Para ello, se genera un número N elevado de rayos que parten desde la posición del emisor \mathbf{p}_E , con una orientación \mathbf{n}_{rayo} , asignada aleatoriamente según una función de distribución de probabilidad obtenida a partir del diagrama de radiación de dicho emisor. La potencia de cada uno de esos rayos será inicialmente P_E/N . A continuación, cada

rayo se propaga hasta que colisione con alguna de las superficies del recinto. En ese momento, se calcula la contribución de potencia detectada por el receptor debida a dicho rayo, a la vez que se genera un nuevo rayo de manera aleatoria, en este caso atendiendo al patrón de reflexión de la superficie dado por el modelo de Phong. A este nuevo rayo se le asigna toda la potencia remanente tras la reflexión, según el coeficiente de reflexión de la superficie (ρ), de tal forma que $P_{reflejada} = \rho P_{incidente}$. El algoritmo calcula en todo momento la distancia recorrida por el rayo hasta el instante de la colisión, a la vez que actualiza, tras cada reflexión, su potencia. Para determinar el instante de tiempo en el que se produce la contribución de potencia de un determinado rayo, en cada reflexión, se tiene en cuenta tanto el tiempo que ha estado propagándose hasta esa última colisión, como el tiempo necesario para alcanzar directamente el receptor desde dicho punto. Dado que los rayos se propagan a la velocidad de la luz ($c = 3 \cdot 10^8$ m/s), el instante de tiempo en el que se produce la contribución de la k -ésima reflexión del rayo i -ésimo, vendrá dado por:

$$T_{i,k} = \sum_{j=1}^k (t_{p,i})_j + (t_{p,i})_{kr} = \sum_{j=1}^k \frac{(d_{p,i})_j}{c} + \frac{(d_{p,i})_{kr}}{c} \quad (4.11)$$

donde $(t_{p,i})_j$ son los tiempos de propagación hasta cada nueva reflexión y $(t_{p,i})_{kr}$ es el tiempo de propagación hasta el receptor desde el punto de colisión en la k -ésima reflexión. Las distancias recorridas por el rayo correspondientes a los parámetros de tiempo anteriores son $(d_{p,i})_j$ y $(d_{p,i})_{kr}$. Para el caso de la contribución por línea de visión directa, el sumatorio de (4.11) no interviene, y se tiene que el instante de tiempo de la contribución viene dado por $(t_{p,i})_{0,r}$, el cual se corresponde con el tiempo que tarda un rayo en cubrir la distancia existente entre el emisor y el receptor propagándose a la velocidad de la luz.

Para la contribución de la potencia incidente en el receptor tras una reflexión, se puede razonar de manera similar. Dado que las superficies se caracterizan mediante el modelo de Phong, la ecuación (4.8) debe adaptarse para considerar esta nueva situación, con lo que se llega a que la potencia con la que contribuye un rayo tras incidir sobre una pared, viene dada por [Rodríguez02]:

$$P_R = \frac{1}{d^2} R_s(\theta, \theta_i; \rho, n, r_d) A_{\text{eff}}(\varphi) \quad (4.12)$$

donde d es la distancia entre el receptor y el punto de reflexión, $A_{\text{eff}}(\varphi)$ es el área efectiva del receptor dada por (4.9), y $R_s(\theta, \theta_i; \rho, n, r_d)$ es el patrón de reflexión de la superficie, que viene dado por:

$$R_s(\theta, \theta_i; \rho, n, r_d) = \rho P_I \left[\frac{r_d}{\pi} \cos \theta + \frac{n+1}{2\pi} (1 - r_d) \cos^n(\theta - \theta_i) \right] \quad (4.13)$$

donde θ_i es el ángulo de incidencia del rayo con respecto a la normal de la superficie, ρ el coeficiente de reflexión, P_I la potencia incidente en el reflector, r_d el porcentaje de reflexión difusa y n el índice del perfil de reflexión especular. En la figura 4.5 se representa la reflexión de un rayo y la contribución de potencia detectada por el receptor.

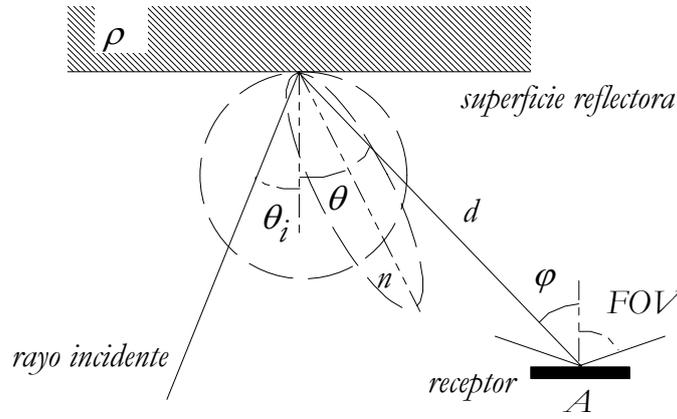


Figura 4.5. Contribución de potencia debida a la reflexión de un rayo

La potencia del rayo i -ésimo tras su k -ésima reflexión vendrá dada por la siguiente expresión:

$$P_{i,k} = \prod_{j=1}^k (\rho_i)_j P_{i,0} = \frac{P_E}{N} \prod_{j=1}^k (\rho_i)_j \quad (4.14)$$

donde $(\rho_i)_j$ son los coeficientes de reflexión de las superficies con las que choca el rayo durante su recorrido y $P_{i,0}$ es la potencia inicial del rayo, es decir, P_E/N . Para el cálculo de la contribución de potencia de la k -ésima reflexión se haría uso de la ecuación (4.12), donde ahora la potencia incidente P_I coincide con el valor $P_{i,k-1}$ de la ecuación anterior. De esta forma, el uso conjunto de las expresiones (4.11), (4.14) y (4.12) nos permite obtener una representación de la potencia incidente en el receptor a lo largo del tiempo, es decir, la respuesta al impulso del canal para una determinada configuración de emisor y receptor.

4.2.3. Generación de los rayos desde la posición del emisor

Las ecuaciones que definen las coordenadas cartesianas (x', y', z') , que constituyen los vectores unitarios \mathbf{n}'_{rayo} que definen las orientaciones aleatorias de

los rayos según el diagrama de radiación lambertiano, vienen dadas por [López-Hernández98a]:

$$\begin{aligned}
 z &\leftarrow \sqrt[n+1]{\mu}, \mu, \nu \in [0,1] \\
 r &\leftarrow \sqrt{1-z^2} \\
 x &\leftarrow r \cos(2\pi\nu) \\
 y &\leftarrow r \sin(2\pi\nu)
 \end{aligned}
 \tag{4.15}$$

donde μ y ν son variables aleatorias distribuidas uniformemente entre 0 y 1. Las coordenadas anteriores representan la orientación del rayo con respecto a la superficie del emisor, y z' coincide con la dirección del vector \mathbf{n}_E . En la figura 4.6 se muestra el diagrama de radiación lambertiano difuso ($n = 1$), obtenido mediante la generación de manera aleatoria de 100.000 rayos según las ecuaciones anteriores.

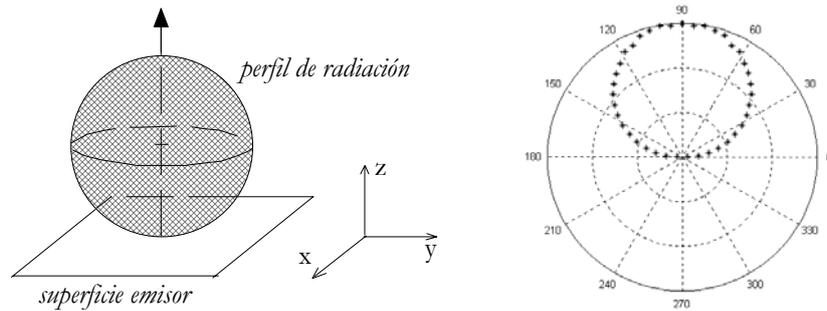


Figura 4.6. Histograma de la orientación de los rayos generados según la función de distribución $R_E(\phi, n=1)$.

Dado que lo que se desea es obtener el vector de orientación \mathbf{n}_{rayo} con respecto del sistema de referencia del recinto o habitación (x, y, z) , se debe realizar un proceso de rotación, mediante la siguiente matriz:

$$M = \begin{bmatrix} \cos\psi \cos\theta & -\sin\psi & \cos\psi \sin\theta \\ \sin\psi \cos\theta & \cos\psi & \sin\psi \sin\theta \\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix}
 \tag{4.16}$$

donde ψ es el ángulo con respecto al eje x de la proyección del vector \mathbf{n}_E sobre el plano XY (azimut), y θ es el ángulo que forma el vector \mathbf{n}_E con el eje z (elevación). Así, en coordenadas cilíndricas, el vector \mathbf{n}_E se representaría de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
r_E &= \|n_E\| \\
x_E &= r_E \operatorname{sen}\theta \cos\psi \\
y_E &= r_E \operatorname{sen}\theta \operatorname{sen}\psi \\
z_E &= r_E \cos\theta
\end{aligned}
\tag{4.17}$$

De esta forma, el vector de orientación del rayo, respecto de las coordenadas generales, se obtendría a partir de la siguiente operación:

$$\begin{aligned}
n_{\text{rayo}}^T &= M n'_{\text{rayo}}^T \\
n_{\text{rayo}} &= [x \ y \ z], \ n'_{\text{rayo}} = [x' \ y' \ z'] \\
\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\psi \cos\theta & -\operatorname{sen}\psi & \cos\psi \operatorname{sen}\theta \\ \operatorname{sen}\psi \cos\theta & \cos\psi & \operatorname{sen}\psi \operatorname{sen}\theta \\ -\operatorname{sen}\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix}
\end{aligned}
\tag{4.18}$$

4.2.4. Propagación del rayo

El algoritmo de simulación desarrollado puede trabajar con dos tipos de superficies: paralelogramos y triángulos. Cada una de estas superficies debe definirse por tres puntos o *nodos*. El primero de ellos indica el origen de la superficie y los otros dos restantes, los vértices más cercanos a dicho origen. En la figura 4.7 se observan los nodos que nos permiten caracterizar ambos tipos de superficies.

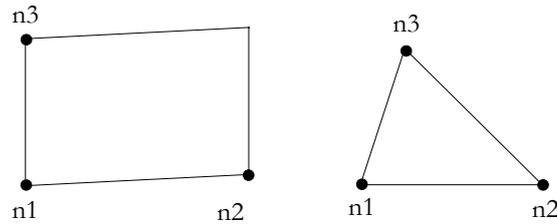


Figura 4.7. Caracterización de superficies planas

Se puede comprobar que cualquier punto en el interior de un paralelogramo puede definirse mediante la siguiente expresión:

$$r = n_1 + s(n_2 - n_1) + t(n_3 - n_1) \tag{4.19}$$

donde s y t son dos constantes cuyos valores oscilan entre 0 y 1. Para las superficies triangulares puede hacerse uso de la misma ecuación, con la salvedad de que, en este caso, la suma de dichas constantes no puede ser superior a la unidad. Por otro lado, debido a la forma de trabajar del algoritmo, a la hora de

definir las superficies debe hacerse desde las más interiores hacia las exteriores. Esto significa que, si dos superficies se solapan, por ejemplo, una ventana sobre una pared, las características de la superficie que sea definida primero serán las que prevalecerán. De esta forma, en el ejemplo anterior debe definirse primero la ventana y posteriormente la pared. Además, esto nos permite definir el número mínimo de superficies necesarias, lo que influye positivamente en el tiempo de cálculo empleado por el algoritmo para determinar la respuesta al impulso del canal. En la figura 4.8 se esquematiza esto. Como se puede observar, la norma anterior nos permite definir únicamente dos superficies rectangulares: la pared y la ventana. Si la regla anterior no existiese, necesitaríamos cinco superficies no superpuestas para definir lo mismo, tal como se muestra en la configuración (b), lo que daría lugar a un incremento del cálculo computacional de 2,5 veces respecto al primero.

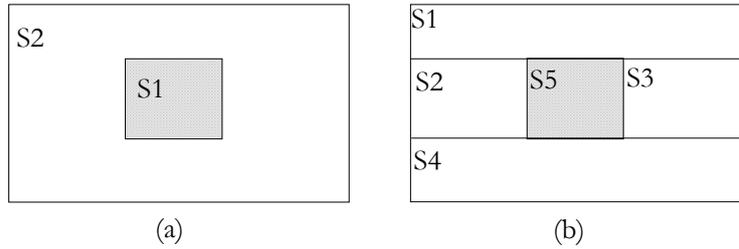


Figura 4.8. Definición mínima de superficies

El algoritmo, para determinar cuándo un rayo choca con una determinada superficie, realiza un barrido por todas ellas intentando encontrar la primera con la que se encuentra el rayo y el punto donde se produce la reflexión. Para ello, se consideran a los rayos como rectas de la forma:

$$\mathbf{r}_{\text{rayo}} = \mathbf{r}_{\mathbf{o},\text{rayo}} + \lambda \mathbf{o}_{\text{rayo}} \tag{4.20}$$

donde $\mathbf{r}_{\mathbf{o},\text{rayo}}$ es la posición de salida del rayo (una pared o el emisor), \mathbf{o}_{rayo} es la dirección de propagación del rayo y λ es una constante mayor que cero. De esta forma, puede determinarse cualquier punto en la dirección de propagación del rayo. Por el contrario, cualquier punto de una superficie plana puede definirse mediante la siguiente ecuación:

$$\mathbf{r}_s = \mathbf{r}_{\mathbf{o},s} + \alpha \mathbf{u}_s + \beta \mathbf{v}_s \tag{4.21}$$

donde $\mathbf{r}_{\mathbf{o},s}$ es el origen de la superficie, \mathbf{u}_s y \mathbf{v}_s son dos vectores unitarios que definen perfectamente la orientación de la superficie y α , β dos constantes mayores que cero. Si comparamos (4.21) con (4.19), podemos deducir fácilmente que:

$$\begin{aligned}
\mathbf{r}_{o,s} &= \mathbf{n}_1 \\
\mathbf{u}_s &= (\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1) / \|\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1\| \\
\mathbf{v}_s &= (\mathbf{n}_3 - \mathbf{n}_1) / \|\mathbf{n}_3 - \mathbf{n}_1\| \\
\alpha &= s \|\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1\| \\
\beta &= t \|\mathbf{n}_3 - \mathbf{n}_1\|
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Dado que s y t varían entre 0 y 1, se tendrá que los valores máximos de α y β serán $\|\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1\|$ y $\|\mathbf{n}_3 - \mathbf{n}_1\|$, respectivamente. Para el caso de superficies triangulares se tendrá que tener en cuenta además que la suma de s y t no supere la unidad o, lo que es lo mismo, que:

$$0 \leq \frac{\alpha}{\|\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1\|} + \frac{\beta}{\|\mathbf{n}_3 - \mathbf{n}_1\|} \leq 1 \tag{4.23}$$

Aplicando las leyes de geometría analítica, se tendrá que el punto de choque de un rayo con una superficie, se producirá en el punto en que:

$$\mathbf{r}_{\text{rayo}} = \mathbf{r}_s \Rightarrow \mathbf{r}_{o,\text{rayo}} + \lambda \mathbf{o}_{\text{rayo}} = \mathbf{r}_{o,s} + \alpha \mathbf{u}_s + \beta \mathbf{v}_s \tag{4.24}$$

para λ , α y β mayores de cero, y dentro de sus valores máximos permitidos. En el caso de λ no existe un límite superior máximo para su valor. Si (4.24) se desglosa para cada una de las coordenadas cartesianas, llegamos al siguiente sistema de ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned}
\alpha u_{x,s} + \beta v_{x,s} - \lambda o_{x,\text{rayo}} &= r_{ox,\text{rayo}} - r_{ox,s} \\
\alpha u_{y,s} + \beta v_{y,s} - \lambda o_{y,\text{rayo}} &= r_{oy,\text{rayo}} - r_{oy,s} \\
\alpha u_{z,s} + \beta v_{z,s} - \lambda o_{z,\text{rayo}} &= r_{oz,\text{rayo}} - r_{oz,s}
\end{aligned} \right\} \tag{4.25}$$

donde se tienen tres incógnitas: λ , α y β . El sistema anterior tendrá solución única siempre y cuando el determinante de sus coeficientes (Δ) sea distinto de cero:

$$\Delta = \begin{vmatrix} u_{x,s} & v_{x,s} & -o_{x,\text{rayo}} \\ u_{y,s} & v_{y,s} & -o_{y,\text{rayo}} \\ u_{z,s} & v_{z,s} & -o_{z,\text{rayo}} \end{vmatrix} \tag{4.26}$$

$$\alpha = \frac{\begin{vmatrix} r_{ox,\text{rayo}} - r_{ox,s} & v_{x,s} & -o_{x,\text{rayo}} \\ r_{oy,\text{rayo}} - r_{oy,s} & v_{y,s} & -o_{y,\text{rayo}} \\ r_{oz,\text{rayo}} - r_{oz,s} & v_{z,s} & -o_{z,\text{rayo}} \end{vmatrix}}{\Delta} \quad \beta = \frac{\begin{vmatrix} u_{x,s} & r_{ox,\text{rayo}} - r_{ox,s} & -o_{x,\text{rayo}} \\ u_{y,s} & r_{oy,\text{rayo}} - r_{oy,s} & -o_{y,\text{rayo}} \\ u_{z,s} & r_{oz,\text{rayo}} - r_{oz,s} & -o_{z,\text{rayo}} \end{vmatrix}}{\Delta} \quad \lambda = \frac{\begin{vmatrix} u_{x,s} & v_{x,s} & r_{ox,\text{rayo}} - r_{ox,s} \\ u_{y,s} & v_{y,s} & r_{oy,\text{rayo}} - r_{oy,s} \\ u_{z,s} & v_{z,s} & r_{oz,\text{rayo}} - r_{oz,s} \end{vmatrix}}{\Delta}$$

coincidentes con la anterior. Esto puede apreciarse en la figura 4.10, donde se observa claramente como ninguna de las tres superficies coincidentes mostradas será un futuro destino del rayo que parte de una de ellas.

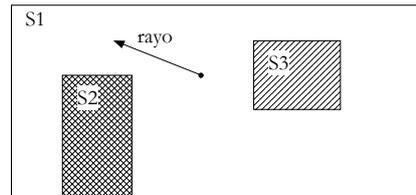


Figura 4.10. Desconsideración de superficies en la búsqueda del punto de choque

Para determinar cuándo dos superficies coinciden, basta con comprobar si se cumplen las dos condiciones siguientes:

- (1) Que ambas superficies sean paralelas o, lo que es lo mismo, que sus vectores normales tengan la misma dirección.
- (2) Que un vector que vaya de un punto cualquiera de una de las superficies a otro punto cualquiera en la otra sea perpendicular al vector normal de ambas.

Las dos condiciones anteriores pueden desarrollarse analíticamente mediante dos ecuaciones. Si tenemos que los vectores \mathbf{u} y \mathbf{v} , utilizados para definir la orientación de las superficies en el espacio, son unitarios, el producto vectorial de ambos dará lugar a un vector unitario normal a la superficie. Los vectores normales a ambas superficies serán paralelos entre sí, si el producto escalar entre ambos es 1 o -1 . En cuanto a la segunda condición, tenemos que los nodos de origen de las dos superficies son puntos de las mismas. Por tanto, el vector de unión de los dos orígenes será perpendicular a la normal de una de las dos superficies si el producto escalar entre ambos es cero. Por tanto, las dos condiciones para superficies coincidentes podemos resumirlas en las ecuaciones siguientes:

$$\begin{aligned} 1) \quad & \mathbf{n}_1 = \mathbf{u}_1 \times \mathbf{v}_1, \quad \mathbf{n}_2 = \mathbf{u}_2 \times \mathbf{v}_2 \rightarrow |\mathbf{n}_1 \cdot \mathbf{n}_2| = 1 \\ 2) \quad & \mathbf{r} = \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1 \rightarrow \mathbf{n}_1 \cdot \mathbf{r} = 0 \quad \text{ó} \quad \mathbf{n}_2 \cdot \mathbf{r} = 0 \end{aligned} \quad (4.27)$$

Basta, por tanto, con determinar inicialmente las superficies que son coincidentes unas con otras y, cada vez que se realice la búsqueda del punto de choque de un rayo con una superficie, no considerar aquellas de las que parte o que son coincidentes con la misma.

4.3. Ejemplo de aplicación

Para mostrar las posibilidades de esta nueva herramienta de simulación, basada en el algoritmo de trazado de rayos desarrollado por López-Hernández [López-Hernández98a] y Rodríguez [Rodríguez03b], en esta sección se expone el cálculo de la respuesta al impulso en una habitación que presenta diferentes tipos de superficies reflectoras. Concretamente, se corresponde con el aula 14 de la Facultad de Física de la Universidad de La Laguna (figura 4.11). Los parámetros que caracterizan tanto la habitación, como el emisor y los receptores, así como los diagramas de reflexión de las superficies según el modelo de Phong, se muestran en la tabla 4.1.

Tabla 4.1. Parámetros para la simulación

Parámetro		Valores		
Habitación:				
	longitud (x)	6 m		
	ancho (y)	13,14 m		
	alto (z)	2,75 m		
Emisor:				
	modo (n)	1		
	x	5,0		
	y	12,14		
	z	1,5		
	elevación	78°		
	acimut	-110°		
Receptores:				
	área	1 cm ²	1 cm ²	
	FOV	85°	85°	
	x	1 m	3 m	
	y	1,14 m	10,14 m	
	z	1,5 m	1,5 m	
	elevación	0°	0°	
	acimut	0°	0°	
Resolución:				
	Δt	0,2 ns		
	reflexiones	3		
Materiales		ρ	r_d	n
	Mosaico	0,16	1	-
	Cemento	0,57	1	-
	Madera	0,73	1	-
	Pizarra	0,75	0,3	97
	Vidrio	0,03	0	280

Por cada rayo generado para determinar la respuesta al impulso de la habitación bajo estudio, se debe realizar el cálculo de la contribución de potencia debida a cada una de las reflexiones consideradas, además de determinar el punto de choque del rayo en cada nueva reflexión. Por tanto, el tiempo de cálculo

empleado por el algoritmo para determinar la respuesta al impulso será proporcional tanto al número de rayos utilizados para caracterizar la respuesta al impulso, como al número de reflexiones tenidas en cuenta para cada uno de ellos. Pero, además, dicho tiempo de cálculo será también proporcional a una fracción del número de superficies que conforman la habitación bajo estudio. Este valor estará comprendido entre el número máximo de superficies y el número de grupos de superficies coincidentes. Así, para la configuración de la figura 4.11, se tienen seis grupos de superficies no coincidentes, que se corresponden con las seis paredes de la habitación. Dichos grupos se enumeran a continuación:

- **Grupo 1:** Puerta 1, puerta 2, cristal 1, cristal 2, zócalo 1, pared norte
- **Grupo 2:** Cristal 3, cristal 4, cristal 5, cristal 6, zócalo 3, pared sur
- **Grupo 3:** Pizarra, zócalo 2, pared oeste
- **Grupo 4:** Zócalo 4, pared este
- **Grupo 5:** Suelo
- **Grupo 6:** Techo

De lo anterior se desprende que, durante la búsqueda de la pared con la que colisiona el rayo, aunque es posible que se corresponda con la primera superficie analizada, siempre será necesario evaluar el resto de grupos, para confirmar que dicha superficie es la primera que encuentra el rayo durante su propagación. Por tanto, el número mínimo de superficies a evaluar posteriormente, será igual al número de superficies totales menos las de ese primer grupo.

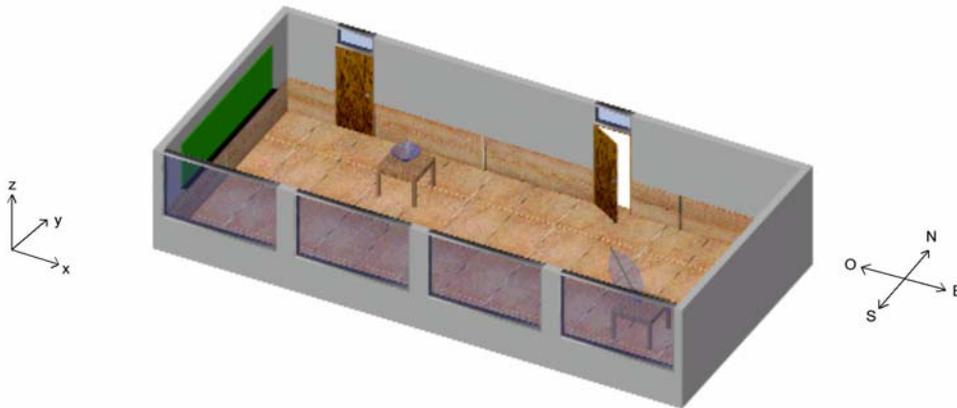


Figura 4.11. Aula 14 de la Facultad de Física

Supóngase, por ejemplo, que el rayo parte del techo y que la pared con la que colisiona es la puerta 2. Durante la búsqueda de esta superficie, tendríamos que analizar primero la puerta 1. A continuación, el resto de superficies de ese grupo serían ignoradas. Sin embargo, sería necesario estudiar las otras trece

restantes salvo el techo, pertenecientes a los otros grupos. Se tendría, por tanto, que se habrían evaluado un total de catorce superficies para determinar aquella con la que colisiona el rayo. En el peor de los casos, se tendrían que evaluar todas las superficies, salvo el techo. Por el contrario, en el mejor de los casos, el número de superficies analizadas sería igual al total de superficies menos el valor máximo de superficies coincidentes. En definitiva, y tomando como valor promedio de superficies analizadas la media entre el peor y mejor caso, se tiene que el tiempo de cálculo para determinar la respuesta al impulso de la habitación viene dado aproximadamente por:

$$T_{\text{cálculo}} = \frac{(2N_S - N_{SC, \text{max}} - 1)}{2} kN t_{\text{proc}} \quad (4.28)$$

donde N_S es el número total de superficies, $N_{SC, \text{max}}$ el número máximo de superficies coincidentes, k el número de reflexiones tenidas en cuenta para cada rayo, N el número de rayos utilizados para el estudio y t_{proc} el tiempo de procesamiento requerido por rayo y reflexión. Para el caso de habitaciones vacías, constituidas únicamente por seis paredes, la expresión anterior se reduce a la siguiente:

$$T_{\text{cálculo}} = (N_S - 1)kN t_{\text{proc}} \quad (4.29)$$

Evidentemente, en el tiempo de cálculo influyen otro tipo de factores, como puede ser la orientación del emisor y de que el choque de los rayos se produzca con mayor probabilidad en unas superficies u otras, por lo que la expresión (4.28) sólo puede considerarse una aproximación. Lo que sí es importante destacar es la dependencia proporcional del tiempo de cálculo con el número de superficies que conforman la habitación, así como al número de rayos y reflexiones consideradas. Esto puede contrastarse con algoritmos iterativos como el desarrollado por Barry [Barry93], donde el tiempo de cálculo crece exponencialmente con el número de reflexiones consideradas, además de depender del número de elementos de superficie en los que se ha discretizado la habitación bajo estudio. De esta forma, con el algoritmo iterativo anterior, si se desea una buena resolución en la respuesta al impulso obtenida, es necesario utilizar un gran número de dichos elementos. Así, por ejemplo, para el cómputo de la respuesta al impulso de una habitación vacía (seis superficies) en la que se consideren $k = 3$ reflexiones, el algoritmo propuesto por Barry requiere un total de $N_C = 2776$ elementos de superficie para obtener una resolución temporal de 0,2 ns, lo que da lugar a $N_C^k = 2,1 \cdot 10^{10}$ operaciones elementales de cálculo ($5,9 \cdot 10^{13}$ para $k = 4$) [Barry93]. Con el algoritmo de trazado de rayos, el número de operaciones elementales de cálculo, requeridas para el estudio de esa misma habitación cuando se utilizan $N = 10.000.000$ rayos – lo que da lugar a un error

en la respuesta al impulso obtenida inferior al 1% –, es de $1,5 \cdot 10^8$ si se consideran tres reflexiones ($2,0 \cdot 10^8$ para $k = 4$).

En la figura 4.12 se muestran los resultados de las respuestas al impulso obtenidas para dos posiciones diferentes del receptor. Asimismo, se dan los porcentajes de contribución de cada reflexión a la potencia total recibida por el detector de infrarrojos. En ambas configuraciones, la primera reflexión contribuye en mayor medida que las restantes, por lo que a partir de una cierta reflexión, se puede considerar despreciable la aportación a la potencia total recibida. De esta forma, algoritmos como los desarrollados por Barry, pueden justificar el hecho de considerar únicamente tres reflexiones para determinar la respuesta al impulso. Sin embargo, en habitaciones con geometrías más complejas donde se utilice el modelo de Phong para caracterizar sus superficies, no siempre es adecuada la suposición anterior, como puede ser el caso de la primera configuración mostrada en la figura 4.12. En este caso, se aprecia que una cuarta, o incluso una quinta reflexión, deben ser consideradas para caracterizar adecuadamente la respuesta al impulso del canal. Los resultados mostrados se corresponden perfectamente con los obtenidos por Rodríguez haciendo uso del mismo algoritmo [Rodríguez03b].

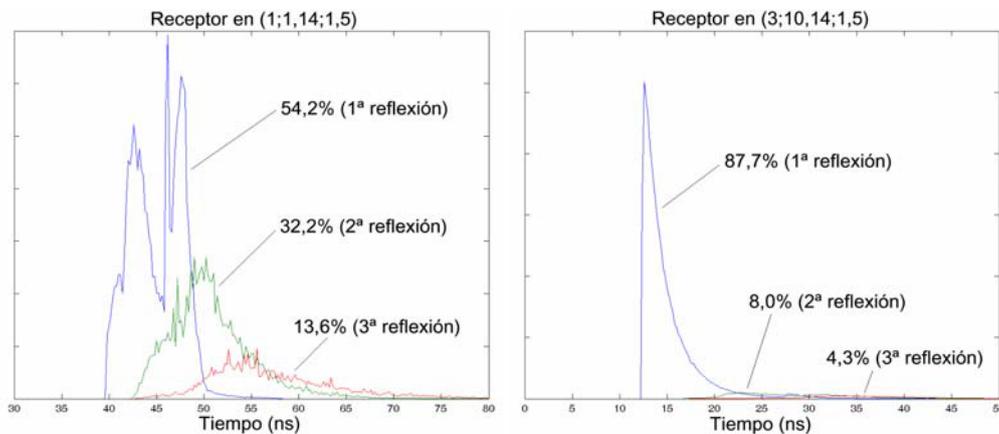


Figura 4.12. Respuesta al impulso para dos posiciones del receptor

4.4. Evaluación del error en el método de Monte Carlo

Los algoritmos basados en el método de Monte Carlo tienen la limitación de que las soluciones aportadas son de tipo aproximado. De hecho, el error cometido por dicho método es proporcional a $1/\sqrt{N}$, donde N es el número de pruebas realizadas para obtener la solución [López88]. Por tanto, si se desea disminuir el error en una proporción de diez, será necesario realizar 100 veces más pruebas. Esto pone de manifiesto la incapacidad del método para alcanzar

una solución con una exactitud muy elevada, aunque el error obtenido se encuentre dentro de unos márgenes aceptables (inferiores al 1% si el número de rayos utilizados es suficientemente grande).

La técnica de trazado de rayos se ha venido utilizando también en el marco de la acústica geométrica para obtener la respuesta al impulso de salas acústicas y auditorios, y se han aportado expresiones que permiten calcular el error cometido por dicho algoritmo [Giner99, Giner01]. Basados en estos trabajos, se han desarrollado expresiones que permiten determinar el error cometido por el algoritmo de trazado de rayos propuesto por López-Hernández para habitaciones constituidas por reflectores puramente difusos en el campo de las comunicaciones ópticas no guiadas en interiores [González02a, González02b]. La aplicación de las expresiones expuestas en dicho trabajo, se ha extendido al algoritmo descrito en las secciones previas, el cual permite la evaluación de la respuesta al impulso en recintos con formas geométricas más complejas y caracterizados por superficies que siguen el modelo de Phong [González05a].

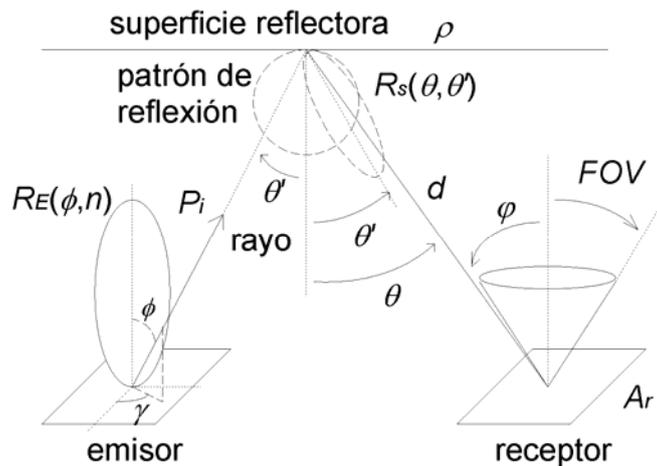


Figura 4.13. Configuración de emisor y receptor con superficies reflectoras

4.4.1. Estimación del error cometido por el algoritmo de trazado de rayos en el cálculo de la respuesta al impulso

El problema planteado del cálculo de la respuesta al impulso, mediante la técnica de trazado de rayos, consiste en obtener la distribución temporal de potencia de la señal recibida por el detector. Partiendo del problema general de una configuración de emisor y receptor ubicados en un recinto conformado por diversos tipos de superficies reflectoras, el cual se esquematiza en la figura 4.13, se tendrá que el diferencial de potencia recibida en un determinado instante de tiempo t , debido a un diferencial de ángulo sólido de emisión $d\Omega(\phi, \gamma)$, viene dado por:

$$dP(t, \Omega) = \frac{R_s [\theta(\Omega, t), \theta'(\Omega, t), m(\Omega, t), r_q(\Omega, t)] R_E(\Omega, n) A_{\text{eff}}[\varphi(\Omega, t)] d\Omega}{[d(\Omega, t)]^2} \quad (4.30)$$

donde los parámetros θ , θ' , r_q , m , φ y d están referidos a la última reflexión padecida por la potencia emitida por el diferencial de ángulo sólido $d\Omega$ tras sufrir l rebotes previamente al instante de tiempo t (véase Fig. 4.13). Lo anterior puede deducirse sin más que analizar las expresiones (4.9) a (4.13), donde, en este caso, se han utilizado los símbolos θ' y m para denotar el ángulo de incidencia del diferencial de potencia sobre el reflector y la directividad del patrón de reflexión especular, respectivamente, para no confundirlo con el índice modal del diagrama de radiación del emisor, n . De esta forma, la distribución temporal de potencia, cuando se considera todo el ángulo sólido de emisión Ω , viene dada por la siguiente expresión:

$$P(t) = \int_{\Omega} \frac{\rho(t, \Omega) P_E (n+1) \cos^2 \phi A_x \cos \varphi(t, \Omega)}{2\pi^2 [d(t, \Omega)]^2} \left\{ r_q(t, \Omega) \cos \theta(t, \Omega) + \frac{[m(t, \Omega) + 1]}{2} [1 - r_q(t, \Omega)] \cos^{m(t, \Omega)} [\theta(t, \Omega) - \theta'(t, \Omega)] \right\} \text{rect}[\varphi(t, \Omega) / \text{FOV}] d\Omega \quad (4.31)$$

$$d\Omega = \sin \phi d\phi d\gamma, \quad 0 \leq \phi \leq \pi/2, \quad 0 \leq \gamma \leq 2\pi$$

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases}$$

donde $\rho(t, \Omega)$ define las pérdidas totales de potencia debido a las múltiples reflexiones, antes de alcanzar al receptor en el instante de tiempo t . Aplicando el método de Monte Carlo, se puede promediar el valor de una función g , mediante muestras distribuidas según una función de probabilidad f en el espacio de direcciones Ω , de tal forma que la distribución temporal de potencia puede obtenerse según la siguiente expresión:

$$P(t) = \int_{\Omega} g(\Omega, t) f(\Omega) d\Omega \quad (4.32)$$

De (4.31), se deduce que las funciones $g(\Omega, t)$ y $f(\Omega)$ están dadas por:

$$\begin{aligned}
g(\Omega, t) &= \rho P_E \left[r_d \cos\theta + \frac{m+1}{2} (1-r_d) \cos^m(\theta - \theta') \right] \frac{A_r \cos\phi}{\pi d^2} \text{rect}(\phi / \text{FOV}) \\
f(\Omega) &= \begin{cases} \frac{n+1}{2\pi} \cos^n \phi & 0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}, 0 \leq \gamma \leq 2\pi \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (4.33)
\end{aligned}$$

Obsérvese que $f(\Omega)$ está gobernada por el diagrama de radiación del emisor dado por (4.10), y que se satisface la condición de ortogonalidad:

$$\int_{\Omega} f(\Omega) d\Omega = 1 \quad (4.34)$$

Por tanto, para resolver la integral dada por (4.31) utilizando la técnica de trazado de rayos, deben generarse N rayos de manera aleatoria según la función de distribución de probabilidad $f(\Omega)$ y, a continuación, evaluar la función $g(\Omega, t)$ para cada uno de ellos a partir de (4.12). De esta forma, se obtendrá una estimación del valor de la integral:

$$P \cong \sum_{j=1}^{N_f} \frac{A_r \left\{ r_{d,j} \cos\theta_j + \left[(m_j+1)/2 \right] \cos^{m_j}(\theta_j - \theta'_j) \right\} \cos\phi_j \rho P_E}{\pi d_j^2 N} = \sum_{j=1}^{N_f} p_j \quad (4.35)$$

Debe tenerse en cuenta que p_j corresponde a la contribución de potencia del rebote l -ésimo del i -ésimo rayo generado desde el emisor ($1 \leq i \leq N$), y que dicha contribución únicamente sólo puede producirse, en un determinado instante de tiempo, para una determinada posición del receptor. Puede demostrarse que el número máximo de contribuciones de potencia de un rayo en un intervalo de tiempo ΔT nunca puede superar su *número de vuelos* durante ese intervalo:

$$N_f \cong \frac{\Delta T}{\delta T} N \quad (4.36)$$

donde δT es el valor medio del tiempo transcurrido entre sucesivos impactos de los rayos contra las superficies del recinto. El número de vuelos de un rayo es el número de veces que rebota en distintas superficies hasta que éste es descartado debido al tiempo de simulación transcurrido o al nivel de potencia del mismo. Este parámetro puede calcularse fácilmente en algoritmos de trazado de rayos, ya que, como se ha explicado anteriormente, la propagación de los distintos rayos se controla continuamente durante la simulación. Por tanto, la expresión (4.35) representa el total de potencia detectada por el receptor durante el tiempo de simulación. En el caso de que se esté interesado únicamente en la potencia

recibida por el detector en un pequeño intervalo de tiempo (Δt), se considerará sólo aquellos N_k rayos que contribuyen. El mayor tamaño admisible para Δt será aquél que asegure que, para un receptor cercano a las paredes, un mismo rayo no contribuye más de una vez a la potencia recibida en dicho intervalo. Téngase en cuenta que $N_k \leq N \leq N_f$. De esta forma, la contribución de potencia en dicho intervalo vendrá dada por:

$$P_k' = \sum_{j=1}^{N_k} \left\{ r_{d,j,k} \cos \theta_{j,k} + \left[(m_{j,k} + 1) / 2 \right] \cos^{m_{j,k}} (\theta_{j,k} - \theta'_{j,k}) \right\} \frac{\rho P_E}{N} \frac{A_r \cos \varphi_{j,k}}{\pi d_{j,k}^2} = \sum_{j=1}^{N_k} P_{j,k} \quad (4.37)$$

donde:

$$P_{j,k} = \frac{\left\{ r_{d,j,k} \cos \theta_{j,k} + \left[(m_{j,k} + 1) / 2 \right] \cos^{m_{j,k}} (\theta_{j,k} - \theta'_{j,k}) \right\} A_r \cos \varphi_{j,k} \rho P_E}{\pi d_{j,k}^2 N} \quad (4.38)$$

En la expresión (4.38), N es el número total de rayos generados desde la posición del emisor, N_k el número de rayos que contribuyen en el k -ésimo intervalo de tiempo ($k = 1, 2, \dots, K$; K es el número total de intervalos considerados en el histograma de potencia), y $P_{j,k}$ la contribución de potencia del j -ésimo rayo ($j = 1, 2, \dots, N_k$) que alcanza el receptor durante ese intervalo. De esta forma, P_k' se corresponde con el valor de la potencia en el intervalo k -ésimo, calculada mediante el algoritmo de trazado de rayos. Para intervalos de tiempo ΔT mayores, es decir, sin restricciones en cuanto a su tamaño, se puede razonar de manera similar, llegando a que la potencia recibida en dicho intervalo es:

$$P = \sum_{j=1}^{N_{\Delta T}} \frac{\left\{ r_{d,j} \cos \theta_j + \left[(m_j + 1) / 2 \right] \cos^{m_j} (\theta_j - \theta'_j) \right\} A_r \cos \varphi_j \rho P_E}{\pi d_j^2 N} = \sum_{j=1}^{N_{\Delta T}} P_j \quad (4.39)$$

donde:

$$P_j = \frac{\left\{ r_{d,j} \cos \theta_j + \left[(m_j + 1) / 2 \right] \cos^{m_j} (\theta_j - \theta'_j) \right\} \rho P_E A_r \cos \varphi_j}{\pi d_j^2 N} \quad (4.40)$$

En la expresión anterior, $N_{\Delta T}$ es el número total de rayos que contribuyen en la potencia recibida por el detector en el intervalo ΔT , y P_j es la contribución

de potencia de cada rayo. El método de Monte Carlo muestra que el error cometido por el algoritmo está relacionado con la desviación estándar del número de pruebas realizadas. Si el número de rayos utilizados es suficientemente elevado, se podrá estimar el error cometido por el método a partir de los resultados de una sola simulación [Giner01]. De esta forma, el error cometido durante el cálculo, a partir de (4.35), de la potencia total recibida puede estimarse a partir de su varianza:

$$\text{var}(P') = \text{var}\left(\sum_{j=1}^{N_f} p_j\right) = \frac{1}{N^2} \text{var}\left(\sum_{j=1}^{N_f} g_j\right) = \frac{N_f \text{var}(g)}{N^2} \quad (4.41)$$

$$g_j = \left\{ r_{a,j} \cos\theta_j + \left[(m_j + 1) / 2 \right] \cos^{m_j}(\theta_j - \theta'_j) \right\} \frac{\rho P_E A_r \cos\varphi_j}{\pi d_j^2}$$

donde, para llegar a lo anterior, se ha tenido en cuenta que [López88]:

$$\begin{aligned} \text{var}(\lambda x) &= \lambda^2 \text{var}(x) \\ \text{var}(x_1 + x_2) &= \text{var}(x_1) + \text{var}(x_2) \end{aligned} \quad (4.42)$$

Por definición, la varianza de g viene dada por:

$$\text{var}(g) = \int_{\Omega} (g(\Omega) - \langle g(\Omega) \rangle)^2 f(\Omega) d\Omega = \langle g^2 \rangle - \langle g \rangle^2 \quad (4.43)$$

donde $\langle x \rangle$ representa el valor esperado de x , y $g(\Omega)$, $f(\Omega)$ quedan descritas según (4.33), cuando se consideran todos los instantes de tiempo t . Por tanto, la varianza muestral de g puede ser aproximada por:

$$\text{var}(g) = \frac{1}{N_f} \sum_{j=1}^{N_f} g_j^2 - \left(\frac{1}{N_f} \sum_{j=1}^{N_f} g_j \right)^2 = \frac{N_f}{N_f} \left[\sum_{j=1}^{N_f} p_j^2 - \frac{1}{N_f} \left(\sum_{j=1}^{N_f} p_j \right)^2 \right] \quad (4.44)$$

De esta forma, combinando (4.41) y (4.44), se llega a que la estimación de la varianza de P viene dada por:

$$\text{var}(P') = \sum_{j=1}^{N_f} p_j^2 - \frac{1}{N_f} \left(\sum_{j=1}^{N_f} p_j \right)^2 \quad (4.45)$$

La expresión anterior puede particularizarse para un intervalo de tiempo pequeño Δt o un intervalo de tiempo grande ΔT , sin más que reemplazar N_f en el sumatorio por el número N_k o $N_{\Delta T}$ de rayos que contribuyen en dicho intervalo.

Además, la noción de *número de vuelos* desaparece para el caso de intervalos de tiempo pequeños, ya que, en un cierto Δt , sólo existirán los N rayos generados por el emisor (por definición de Δt , no puede contribuir en la potencia más de una de las reflexiones de cada rayo). Nótese también que N_f no es un valor acumulativo, sino el número de vuelos en ese intervalo. Por lo tanto, la varianza de P_k' viene dada por:

$$\text{var}(P_k') = \sum_{j=1}^{N_k} p_{j,k}^2 - \frac{1}{N} \left(\sum_{j=1}^{N_k} p_{j,k} \right)^2 \quad (4.46)$$

Cuando consideramos como medida del error a una desviación estándar, el error relativo se puede calcular como la raíz cuadrada de la varianza de P_k' dada por (4.46) dividida por la contribución de potencia calculada mediante (4.37):

$$\varepsilon(P_k') = \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_k} p_{j,k}^2}}{\left(\sum_{j=1}^{N_k} p_{j,k} \right)^2} - \frac{1}{N} \quad (4.47)$$

La expresión anterior permite estimar el error relativo en el k -ésimo intervalo de tiempo. Para intervalos de tiempo ΔT grandes, a partir de (4.45) se llega a que la varianza muestral de la contribución de potencia durante ese intervalo viene dada por:

$$\text{var}(P_{\Delta T}') = \sum_{j=1}^{N_{\Delta T}} p_j^2 - \frac{1}{N_f} \left(\sum_{j=1}^{N_{\Delta T}} p_j \right)^2 \quad (4.48)$$

Esta expresión nos permite determinar el error acumulado durante todo el tiempo de simulación, si ΔT es el tiempo transcurrido desde el instante inicial hasta el tiempo final de la simulación. De igual forma, el error relativo acumulado en un intervalo de tiempo ΔT viene descrito por:

$$\varepsilon(P_{\Delta T}') = \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_{\Delta T}} p_j^2}}{\left(\sum_{j=1}^{N_{\Delta T}} p_j \right)^2} - \frac{1}{N_f} \quad (4.49)$$

De todo lo anterior se desprende que, a partir de los resultados de una única simulación, puede estimarse el error cometido durante el cálculo de la contribución de potencia, para cada uno de los instantes de tiempo de simulación. Asimismo, partiendo de (4.41) y el análisis subsiguiente, se desprende que dicho error, cuando se considera igual a la raíz de la varianza, es proporcional a $1/\sqrt{N}$, como se había comentado al inicio de esta sección.

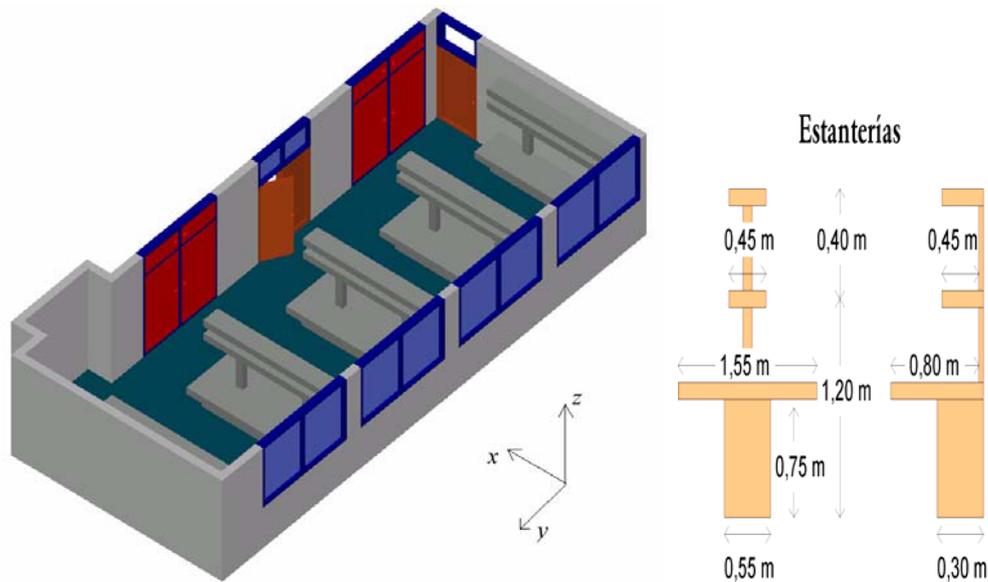


Figura 4.14. Laboratorio de Comunicaciones y Teledetección

4.4.2. Validación numérica de las ecuaciones de estimación del error

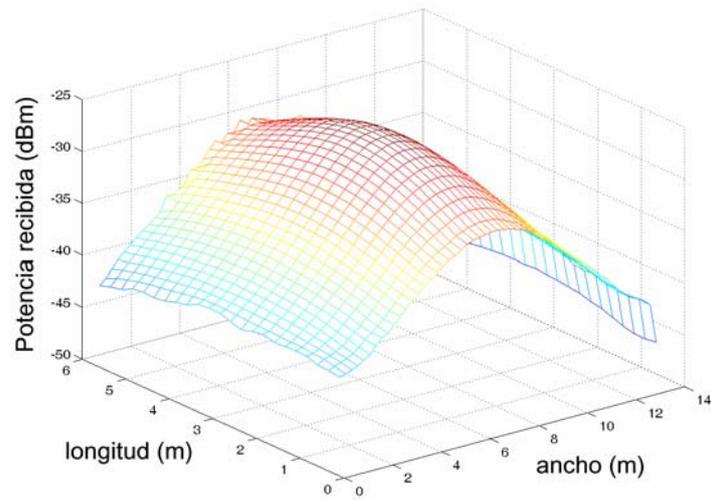
Con la idea de validar las expresiones deducidas en el apartado anterior, se ha estudiado la propagación de la señal infrarroja dentro de un recinto amueblado, el cual se corresponde con el laboratorio de Comunicaciones y Teledetección del edificio de Física de la Universidad de La Laguna (figura 4.14). Las características principales de dicho laboratorio se describen en la tabla 4.2. La habitación tiene una amplia variedad de materiales reflectantes, incluyendo madera, vidrio (ventanas), cemento y mosaico, cuyos parámetros de reflexión (modelo de Phong) se muestran en la tabla 4.2. Las dimensiones de las estanterías son 1,60 m de alto, 4,60 m de largo y 1,55 m de ancho, y existe una separación entre ellas de 1,75 m. Los receptores se disponen a 0,75 m de altura sobre el suelo, sobre el primer nivel de la estantería. Se requirieron aproximadamente 50 superficies para definir todo el laboratorio. Tanto el emisor como los receptores se consideraron apuntando hacia el techo. El emisor, considerado lambertiano puro de índice modal 2, se dispuso en el centro de la habitación, en el nivel más alto de la estantería, de tal forma que la emisión hacia el techo no estuviese

obstaculizada por nada. El número máximo de reflexiones consideradas en este caso únicamente estuvo limitado por el tiempo de simulación (120 ns, a partir del instante en que los rayos se generan desde la posición del emisor).

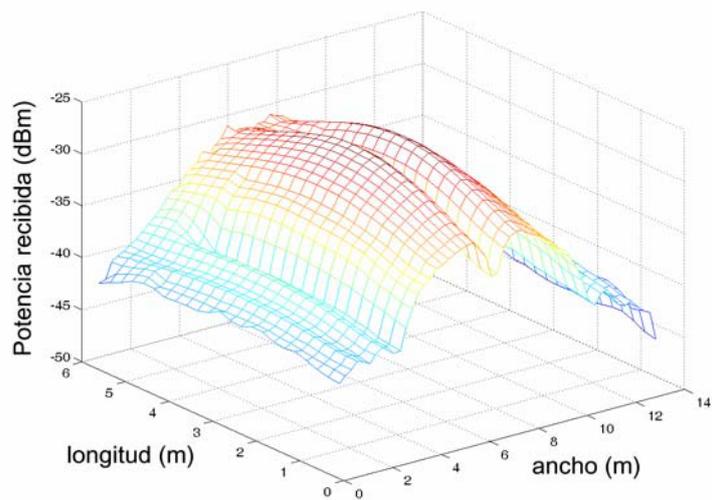
Tabla 4.2. Parámetros para la simulación

Laboratorio	Emisor		Receptor
largo (x): 5,80 m ancho (y): 13,25 m altura (z): 3 m	Modo (n): 2 Posición: 2,9; 6,6; 1,6 elevación: 0° acimut: 0°		Área: 1 cm ² FOV: 70° altura (z): 0,75 m elevación: 0° acimut: 0°
Materiales	ρ	r_d	m
Mosaico	0,16	1	-
Cemento	0,57	1	-
Madera	0,73	1	-
Madera barnizada	0,75	0,3	97
Cristal	0,03	0	280
resolución (Δt): 0.2 ns			
Tiempo de simulación (t_{max}): 120 ns			

Las distribuciones de potencia para el laboratorio, tanto vacío como amueblado, se muestran en la figura 4.15. Los receptores se distribuyeron de manera uniforme a lo largo de toda la habitación cada 0,25 m y a una altura constante de 0,75 m. El número de rayos utilizados para el cálculo del nivel de potencia en cada posición del receptor fue de 100.000. El reflector principal de la habitación es el techo, el cual puede verse desde casi cualquier posición del receptor. Por ese motivo, únicamente se observa un decremento importante del nivel de potencia recibida, con respecto a la distribución de potencia del laboratorio vacío, en la zona central de la habitación, esto es, para aquellos receptores que se ubican justamente debajo del emisor, donde la radiación emitida es obstruida por la estructura de la estantería. Sin embargo, no se aprecian cambios importantes entre ambas contribuciones de potencia en el resto de zonas de la habitación. También se observa que el nivel de potencia decrece considerablemente en las zonas laterales de la habitación, lo que se debe a las largas distancias existentes entre el emisor y los receptores. Asimismo, se pone de manifiesto que en las zonas cercanas a cualquier tipo de obstáculo, como pueda ser una estantería, las respuestas obtenidas para ambas configuraciones difieren considerablemente. De esta forma, y aunque en la mayoría de los casos los cambios sean prácticamente inapreciables debido a que el reflector principal es el techo, cualquier superficie suficientemente grande en la habitación debe ser tomada en cuenta, puesto que puede modificar de manera relevante las características del canal en zonas próximas a ella.



(a)



(b)

Figura 4.15. Distribuciones de potencia en el laboratorio. (a) vacío, (b) amueblado

Una vez mostradas las posibilidades del algoritmo para caracterizar recintos con formas geométricas complejas, se pretende corroborar las expresiones dadas en el apartado anterior para estimar el error cometido durante el cálculo de la respuesta al impulso durante una sola simulación. Para ello, se realizaron cien simulaciones, de 500.000 rayos cada una, sobre el laboratorio amueblado descrito anteriormente, y se extrajeron una serie de parámetros estadísticos. En estas simulaciones, se dispuso al receptor en una esquina (posición $x = 6,25$; $y = 1,5$;

$\alpha = 0,75$) apuntando hacia arriba, es decir, se ha estudiado el peor caso en cuanto a máxima dispersión de retardo y pérdidas por multipropagación. La dispersión de retardo (τ_{rms}) viene dada por [Carruthers97, Kahn95]:

$$\tau_{rms} = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - \tau_m) h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt} \right]^{1/2} \quad (4.50)$$

donde $h(t)$ es la respuesta al impulso del canal y τ_m es el retardo medio, el cual viene dado por:

$$\tau_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt} \quad (4.51)$$

Las pérdidas por multipropagación se corresponden con la inversa de la ganancia en continua del canal y suelen expresarse en decibelios:

$$PL \text{ (dB)} = -10 \log[H(0)] = -10 \log\left(\int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt\right) \quad (4.52)$$

La respuesta obtenida se caracteriza por una alta dispersión y un bajo nivel de potencia. Por tanto, se trata de un caso muy significativo, ya que las contribuciones de potencia, $p_{j,k}$ en (4.46), tendrán necesariamente valores muy pequeños y estarán muy dispersas en el tiempo, lo que da lugar a una respuesta con un error muy elevado. La validación, por consiguiente, de las expresiones de estimación del error para un caso tan desfavorable, son perfectamente extrapolables a situaciones más propicias de respuestas al impulso que presenten una menor dispersión y mayores contribuciones de potencia.

En la simulación, el número de reflexiones únicamente está limitado por el tiempo final de simulación. De esta forma, se tuvo que el número medio de reflexiones por rayo fue de 16. El tiempo máximo de simulación fue 120 ns, a partir del instante en que los rayos son generados desde la posición del emisor. Por último, la resolución temporal del histograma de potencia que aproxima la respuesta al impulso se especifica en la tabla 4.2 como Δt (0,2 ns). En la figura 4.16 se presenta una de las cien respuestas al impulso calculadas (para una potencia total de emisión de 1W). El instante inicial ($t = 0$) coincide con el de generación de los rayos desde la posición del emisor. Los límites superior e inferior del intervalo de error fueron predichos mediante la suma y resta, a la respuesta calculada, del error estimado (una desviación estándar): $(4.37) \pm \sqrt{(4.46)}$.

La respuesta promedio de las cien simulaciones ha sido también representada para comprobar la validez del margen de error predicho a partir de los resultados de una única simulación. Se puede comprobar que la potencia promedio está incluida aproximadamente dentro del intervalo de error. De hecho, teniendo en cuenta el total de las cien simulaciones, se verifica que en el 62,4% de las ranuras de tiempo en las que se ha discretizado la respuesta, la respuesta promedio se incluye perfectamente dentro del margen de error, cuando se toma una desviación estándar como medida del mismo. En la tabla que se incluye en la figura 4.16, se muestran los distintos porcentajes en que se cumple lo anterior, cuando se consideran N desviaciones estándares como medida del margen de error. Estos resultados indican que la estimación del error es válida, incluso para habitaciones con geometrías complejas y superficies caracterizadas por el modelo de Phong, ya que (4.46) predice el intervalo de error en el cual la verdadera respuesta (potencia promedio) puede encontrarse con una alta probabilidad.

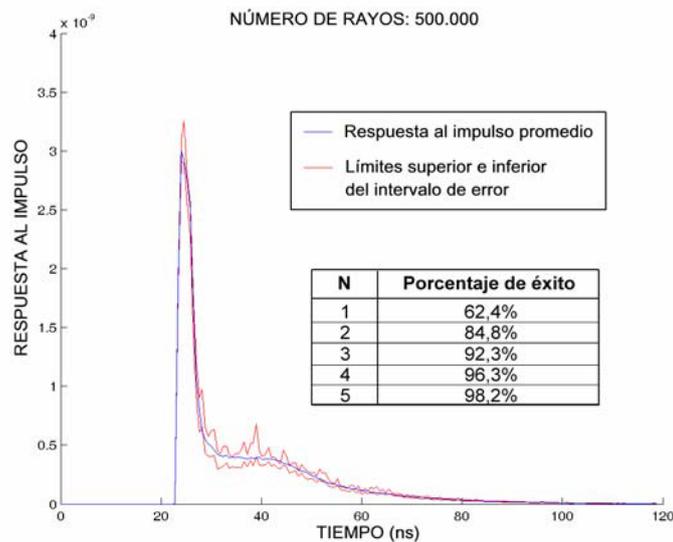
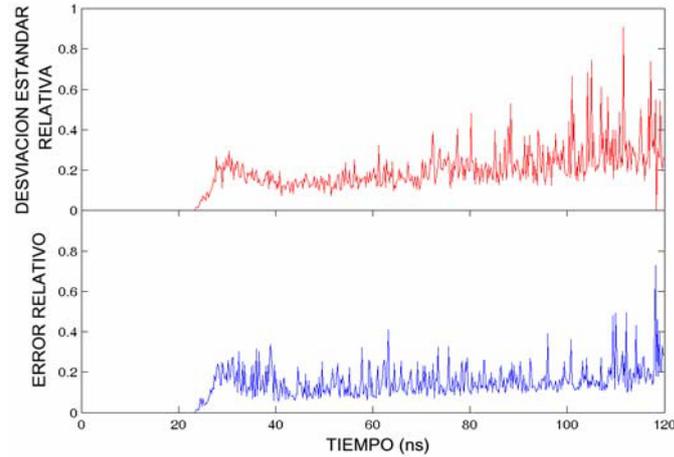


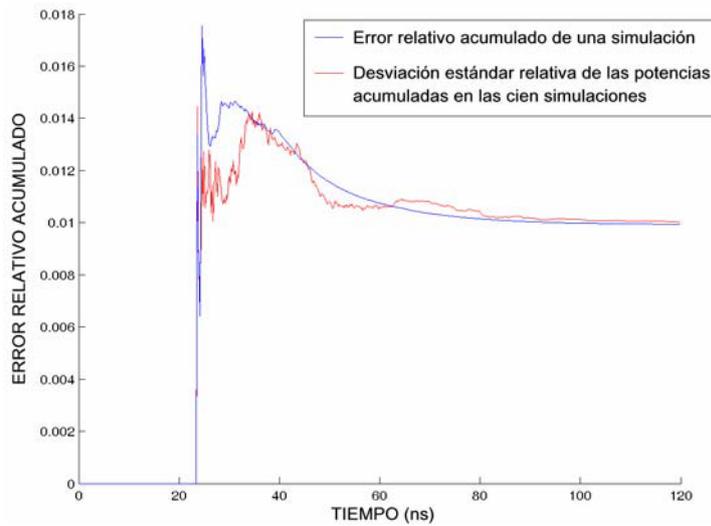
Figura 4.16. Intervalo de error para una simulación

En la figura 4.17(a) se comparan la estimación del error obtenida utilizando (4.47) para la respuesta de la figura 4.16, y la desviación estándar relativa de las cien simulaciones. En la figura 4.17(b) se hace lo propio con la desviación estándar relativa de la potencia acumulada para las cien simulaciones, y el error relativo acumulado dado por (4.49), donde ΔT se corresponde, para cada instante de tiempo, con el tiempo transcurrido desde el instante inicial en que los rayos son generados. Por tanto, a partir de los resultados obtenidos, vuelve a demostrarse que sólo se requiere una simulación para determinar la respuesta al impulso y estimar el error cometido durante el cálculo de la misma, siempre y

cuando el número de rayos utilizados por el algoritmo sea suficientemente elevado.



(a)



(b)

Figura 4.17. Estimaciones del error: (a) Desviación estándar relativa de las cien simulaciones y la estimación del error utilizando (4.47) para la simulación de la figura 4.16. (b) Desviación estándar relativa de las potencias acumuladas de las cien simulaciones y el error acumulado estimado a partir de (4.49) para la simulación de la figura 4.16.

El método de Monte Carlo permite la estimación del error cometido durante el cálculo de la respuesta al impulso, lo que previene contra cualquier análisis erróneo del canal infrarrojo. Además, una vez analizada una cierta configuración de habitación, es posible estimar, ya que el error cometido es proporcional a $1/\sqrt{N}$, el número de rayos necesarios para disponer de una respuesta con la precisión que se requiera. Asimismo, el conocimiento del margen de error de la respuesta obtenida también permite determinar el grado de confianza de cualquier análisis posterior en el que se haga uso de dicha respuesta. Para ello, sólo bastará con utilizar en dicho análisis los límites superior e inferior que establecen la zona más probable en la que se encuentra la respuesta al impulso verdadera (sin error). Como prueba de ello, la eficiencia de la modulación por posición de pulso (PPM) ha sido evaluada en la respuesta al impulso previa. Como se sabe, PPM es un esquema de modulación ortogonal que ofrece un decremento de la potencia promedio requerida para alcanzar una determinada tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*), en comparación con OOK, a expensas de un incremento del ancho de banda requerido [Kahn97]. L -PPM utiliza símbolos que contienen $L = 2^K$ ranuras de tiempo, a las cuales nos referiremos como *chips*. Una potencia constante LP_E se transmite durante uno de dichos chips y, en los $L - 1$ restantes, la potencia transmitida es nula. Esto permite codificar $K = \log_2 L$ bits en la posición del chip que esté a “alta”. Para una tasa de bit dada, L -PPM produce un requerimiento medio de potencia que decrece uniformemente cuando se incrementa L . En ausencia de distorsión por multipropagación, el detector óptimo de máxima probabilidad para L -PPM está constituido por un filtro adaptado a un chip, cuya salida se muestrea a la frecuencia de chip. Cada bloque de L muestras se pasa, a continuación, a un decodificador de bloques, el cual toma una decisión sobre el símbolo transmitido, produciendo K bits de información. En decodificación por decisión blanda (*soft-decision decoding*), las muestras no se cuantifican, y el decodificador selecciona la mayor de todas ellas. Cuando una señal L -PPM se transmite por un canal con multipropagación (como un canal óptico no guiado), los chips transmitidos no nulos pueden inducir interferencia en chips que se encuentren dentro del mismo símbolo (interferencia intrasímbolo) o en símbolos transmitidos adyacentes (interferencia intersímbolo). Por simplicidad, nos referiremos al efecto colectivo como ISI. En la figura 4.19 se presenta la probabilidad de error de bit (líneas continuas) como una función de la relación señal a ruido (SNR) por bit, E_b/N_0 , de un sistema que no emplea ecualización, es decir, utiliza el mismo filtro receptor que aquél que es óptimo para canales sin distorsión (figura 4.18). Para tasas de bit bajas, y por tanto pequeña ISI, el requerimiento de potencia se reduce al incrementar K . Sin embargo, cuando se incrementa la tasa de bit, y por ende el ISI, los requerimientos de potencia aumentan más rápidamente para valores mayores de K , debido a la corta duración del chip. Obsérvese que para el peor canal que se muestra en la figura 4.19 (mayor tasa de bit y mayor K), el sistema

incurre en un BER irreducible. Las líneas discontinuas representan los límites de rendimiento obtenidos cuando se consideran los límites superior e inferior estimados de la respuesta al impulso simulada (figura 4.16). La línea continua se corresponde con el rendimiento obtenido para la respuesta promedio. Podemos observar que las curvas de BER para dicha respuesta promedio están incluidas perfectamente dentro de los márgenes de rendimiento, obtenidos cuando se consideran los límites estimados a partir de los resultados de una sola simulación. Por tanto, estos resultados nos llevan a la conclusión de que el método de estimación del error permite, además, estimar el margen de error de cualquier análisis posterior en el que se haga uso de las respuestas al impulso simuladas, siempre que se consideren los límites de error estimados para las mismas.

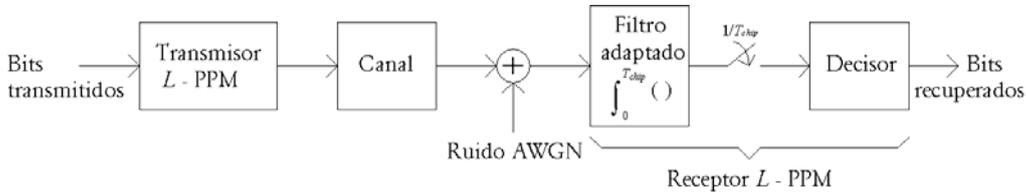


Figura 4.18. Modelo del sistema L -PPM utilizado para el análisis

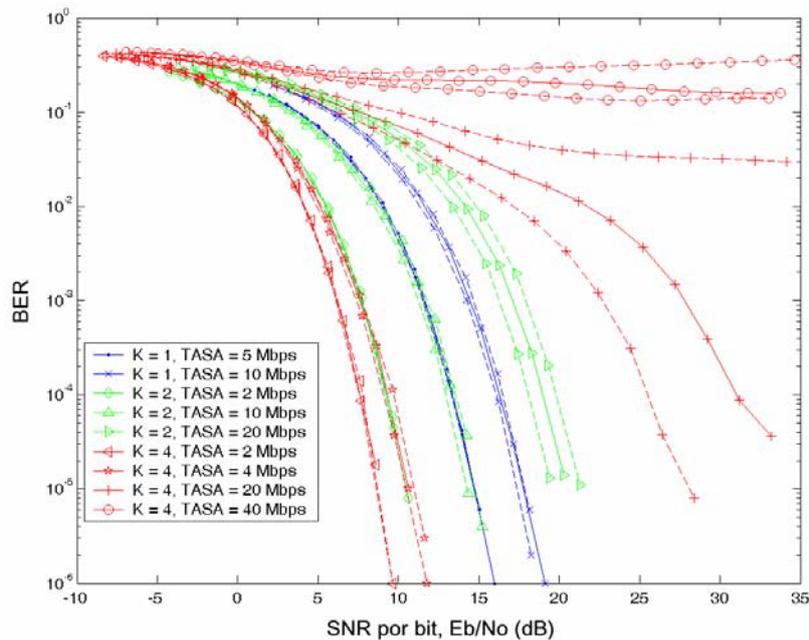


Figura 4.19. Rendimiento de L -PPM ($L = 2^K$) sobre el canal multitrayectoria simulado (líneas continuas) y sus límites de rendimiento (líneas discontinuas) obtenidos para la respuesta al impulso de la figura 4.16.

OFDM sobre canales ópticos no guiados en interiores

En los últimos años han aparecido numerosos trabajos encaminados a mejorar las prestaciones de los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas. El canal infrarrojo se presenta como una alternativa muy atractiva con respecto al enlace por radiofrecuencia, debido a que posee una enorme cantidad de ancho de banda no regulado y ausencia de interferencia entre las comunicaciones llevadas a cabo en habitaciones distintas. Sin embargo, éste presenta una gran atenuación y una elevada interferencia entre símbolos debido a la dispersión por multipropagación, lo que degrada considerablemente la calidad de la transmisión. Si bien se ha propuesto el uso de ecualización en esquemas de portadora única para mitigar estos efectos, se ha observado que el uso de ecualizadores incrementa excesivamente la complejidad del receptor para altas tasas de transmisión [Audeh95, Marsh96, Audeh99]. De igual forma, también se han propuesto técnicas de espectro ensanchado para reducir el impacto de la dispersión por multipropagación, pero éstas tienen el inconveniente de reducir de manera severa la eficiencia espectral [Vento99, Wong00, Delgado02]. Por otro lado, se tienen las técnicas de modulación que hacen uso de múltiples subportadoras (MSM). En éstas, la tasa de símbolo de cada subportadora se reduce en relación con la de las técnicas que utilizan portadora única, manteniendo la misma tasa de bit total. Por tanto, cada subportadora se convierte en una señal de banda estrecha y, debido a que éstas presentan una distorsión muy baja, no requieren el uso de ecualizadores de canal [Kahn95, Carruthers96]. Además, la técnica MSM permite el uso simultáneo del canal por varios usuarios mediante multiplexación por división de frecuencia si se realiza un reparto adecuado de las subportadoras a cada uno de ellos. Incluso, las técnicas MSM pueden llegar a ser bastante más eficientes que los esquemas de portadora única en el uso del ancho de banda proporcionado por el canal.

De entre todas las técnicas MSM, resulta especialmente atractiva la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), en la cual se emplean múltiples subportadoras solapadas en el dominio de la frecuencia [Kalet89, Hanzo03]. Una de las características más atractivas de los sistemas OFDM es que no requieren el uso de la ecualización de canal clásica cuando operan sobre canales de transmisión dispersivos, tales como los canales no guiados, mientras que a su vez son capaces de acomodarse a las fluctuaciones de la calidad padecidas por el canal tanto en el tiempo como en el dominio de la

frecuencia. Esto se consigue mediante el uso de modulación adaptativa a las características de las sub-bandas que constituyen el espectro de transmisión. Por último, los módems OFDM hacen uso de la transformada discreta de Fourier (DFT) para reemplazar a los bancos de moduladores y demoduladores de los distintos sub-canales, lo que reduce de manera significativa la complejidad de implementación del sistema.

En este capítulo se presenta el modelo de un sistema de comunicaciones que utiliza la técnica OFDM sobre el canal óptico no guiado en interiores. Asimismo, se presentan los resultados de diferentes simulaciones orientadas a analizar el rendimiento del sistema en el canal infrarrojo. Finalmente, se presenta una configuración adaptativa que busca incrementar la tasa de transmisión total, acomodándose a las características del canal en todo momento. En los resultados obtenidos con este nuevo esquema se observa una importante mejora del desempeño con respecto a las configuraciones de tasa fija no adaptativa.

5.1. Sistema OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas en interiores

El diagrama de bloques del sistema OFDM óptico no guiado se muestra en la figura 5.1. En dicho sistema, MP bits de datos son generados, cada uno de ellos con una duración T_b y modulados por P moduladores 2^M -QAM, correspondientes a las P subportadoras. A continuación, se añaden $N - P$ símbolos de valor cero (uno de ellos correspondiente al nivel de continua) a los P símbolos de datos generados por los moduladores, y el complejo conjugado de los N símbolos es dispuesto en orden inverso a continuación de los anteriores, dando lugar a una trama de $2N$ símbolos que es procesada posteriormente mediante la IFFT. Debido a lo anterior, la trama de salida del bloque IFFT si se transmite de manera serial consiste en una secuencia real de $2N$ puntos, la cual puede utilizarse para modular directamente la intensidad de salida del emisor óptico sin más que añadir un cierto nivel de continua para evitar recortes inferiores de la señal. Previamente, para combatir la interferencia intersímbolo, se puede disponer un prefijo cíclico a la secuencia anterior, dando lugar a una señal con un total de L muestras que es transmitida durante $T_s = MPT_b$ segundos. Un filtrado paso bajo puede ser necesario para eliminar cualquier emisión más allá del ancho de banda requerido para la transmisión de la señal OFDM, debido a distorsiones producidas por los amplificadores de salida o de los conversores digitales a analógicos, evitando interferir en comunicaciones realizadas en esas bandas por otros sistemas. La adición de símbolos de valor nulo en las subportadoras exteriores, como se indicó anteriormente, también permite el decaimiento de los lóbulos secundarios lo suficiente para que el espectro de la señal transmitida se acomode perfectamente dentro del ancho de banda del filtro paso bajo de salida.

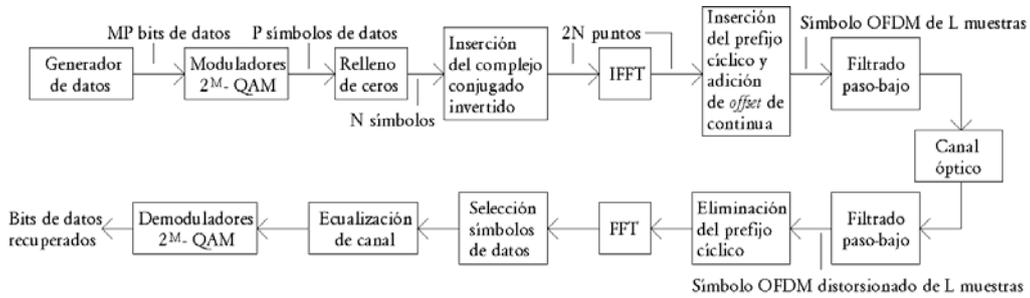


Figura 5.1. Sistema OFDM óptico no guiado

En la figura 5.2 se muestra el espectro de la señal OFDM transmitida para el caso de utilizar $P = 52$ subportadoras, una FFT de $2N = 128$ puntos, una extensión cíclica de 32 símbolos dando lugar a una trama OFDM de $L = 160$ muestras, y una duración total del símbolo OFDM (T_s) de $1 \mu\text{s}$. Esto da lugar a que la duración de la parte de la señal que realmente transporta información (excluyendo, por tanto, el prefijo cíclico) sea de $T = 2NT_s/L = 800 \text{ ns}$. De esta forma, la separación entre los máximos de las subportadoras es de $f_0 = 1/T = 1,25 \text{ MHz}$. El espectro de la señal OFDM se corresponde con una sucesión de funciones *sinc*, cuyos máximos coinciden con un nulo en los espectros de las restantes subportadoras, por lo que no se produce interferencia a las frecuencias nf_0 ($n = 1, \dots, P$) de las diferentes subportadoras. El ancho de banda de transmisión es de unos 80 MHz , con una atenuación de la amplitud a esa frecuencia de aproximadamente 40 dB .

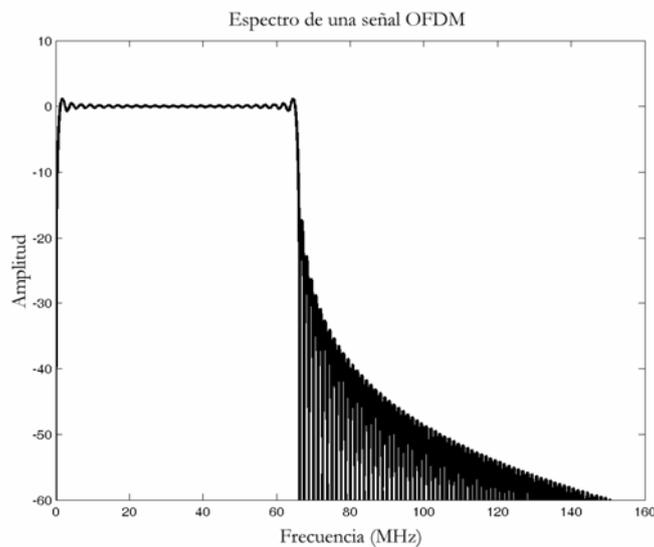


Figura 5.2. Espectro de una señal OFDM

Cada una de las subportadoras transporta un símbolo QAM que modifica su amplitud y su fase. Lo más conveniente es utilizar codificación Gray para constituir la constelación de símbolos QAM, para que un error en la detección del símbolo dé lugar a un solo bit erróneo en la trama recibida. En la figura 5.3 se representan las configuraciones de las constelaciones 2^M -QAM utilizando codificación Gray, para $M = 1, 2$ y 4. Obsérvese que sólo existe un cambio de un bit entre símbolos adyacentes. La potencia media de un símbolo 2^M -QAM, para el caso de constelaciones rectangulares, viene dada por:

$$P_{\text{media}} = (2^M - 1)d^2 / 6 \quad (5.1)$$

donde d es la distancia mínima entre dos puntos adyacentes de la constelación. Además, dado que la señal OFDM transmitida se debe a la suma de las contribuciones de cada una de las subportadoras, las cuales en este caso utilizan el mismo modo de modulación 2^M -QAM, se tendrá que la potencia media de la misma será proporcional a la potencia media de los símbolos transmitidos. Por tanto, si se desea mantener la potencia media de la señal OFDM transmitida constante, aún cuando se modifique el modo de modulación a utilizar por las subportadoras, se debe aplicar un cierto factor de ganancia a los símbolos de salida de los moduladores de tal forma que la potencia media de los símbolos mantenga un valor determinado invariante. Lo anterior debe tenerse en cuenta especialmente cuando se desea utilizar modos de modulación diferentes para las distintas subportadoras, como es el caso de los sistemas adaptativos, de tal forma que la potencia media transmitida por cada subportadora se mantenga constante.

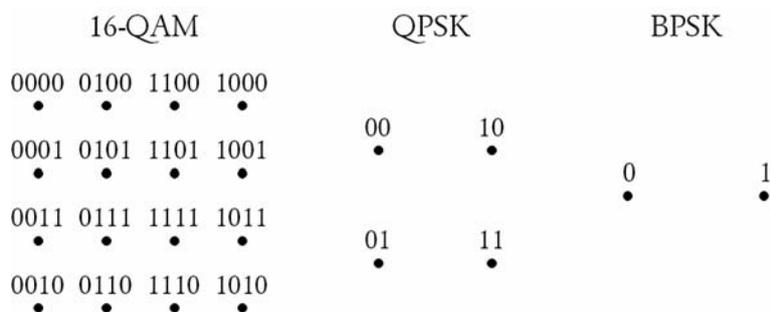


Figura 5.3. Constelaciones 16-QAM, QPSK y BPSK utilizando codificación Gray

Volviendo al esquema de la figura 5.1, se tendrá que la señal óptica emitida por el dispositivo infrarrojo, modulada en intensidad (IM) por la señal OFDM, padecerá severas distorsiones debido a la alta dispersión y las pérdidas por multipropagación provocadas por el canal y el filtro paso bajo de entrada al receptor. A su vez, ésta se ve afectada por el ruido inducido por el canal, el ruido térmico debido al preamplificador de entrada y el ruido *shot* del fotodetector.

Como se comentó en un capítulo previo, este ruido puede ser modelado como AWGN con una densidad espectral de $N_0/2$. Se asumirá siempre que el receptor está sincronizado con la componente LOS de la señal recibida.

Si bien es verdad que en esta Tesis no se aborda el problema de la sincronización entre el transmisor y el receptor, siempre es posible disponer de algún dispositivo maestro, en el recinto en el que se lleva a cabo la comunicación, que emita una señal de referencia, fuera del espectro de transmisión, la cual puede ser utilizada por todos los equipos receptores y transmisores. Existen multitud de trabajos que tratan la sincronización de sistemas OFDM [Warner93, Pollet95, Sandell95, Keller96, Nikookar96], debido a los elevados incrementos en la interferencia intersímbolo e interportadora (ICI) que los errores de sincronización producen en los sistemas de radiofrecuencia [Hanzo03]. En un sistema óptico como el propuesto, que transmite en banda base, no se requiere sincronización de frecuencia, como en el caso de los enlaces por radiofrecuencia que transmiten en una determinada banda espectral. Por tanto, no puede producirse ICI. Por otro lado, los errores de sincronización en los instantes de muestreo en recepción, si no son excesivamente grandes, es decir, mayores que la duración de varias muestras, no provocarán ISI siempre que el número de muestras utilizadas para extender cuasi-periódicamente la señal OFDM sea algo superior a la memoria del canal. De esta forma, se facilita un cierto intervalo de guarda para posibles errores de sincronización. Por otro lado, siempre es posible añadir un postfijo cíclico de corta duración para contrarrestar dichos posibles errores. Estos pequeños desajustes, sin embargo, provocarán errores en la fase de los símbolos recibidos, pero esto puede ser resuelto mediante el uso de esquemas que utilicen estimación de la respuesta del canal como es el caso del sistema propuesto. Se puede concluir, por tanto, que los defectos de sincronización no generan consecuencias extremadamente graves en los canales ópticos, en contraposición a los sistemas que trabajan en radiofrecuencia, lo que no implica que se puedan llevar a cabo estudios en este sentido en futuros trabajos. Si no se emplean ecualizadores de canal, únicamente podemos hacer uso de esquemas de modulación diferencial a los que no les afectan los errores de fase pues trabajan con la diferencia de fase entre símbolos consecutivos.

Dado lo anterior, en el receptor, de las L muestras recibidas se descarta el prefijo cíclico, el cual está corrompido debido tanto al ruido como a la ISI producida por los errores de sincronización o por la distorsión inducida por el canal. A continuación, se realiza la FFT de estos $2N$ puntos, extrayéndose únicamente los P símbolos que verdaderamente contienen información, los correspondientes a las subportadoras posteriores al símbolo de continua. Como se comentó anteriormente, es posible realizar una ecualización de los símbolos recibidos en el dominio de la frecuencia, para contrarrestar posibles errores de fase a fin de poder utilizar esquemas que requieren detección coherente, como es el caso de 2^M -QAM. Igualmente, la ecualización permite contrarrestar la

distorsión inducida en los símbolos por la respuesta del canal. Como se describió en capítulos previos, existen multitud de métodos para estimar la respuesta del canal de radiofrecuencia, el cual es altamente variante en el tiempo y en frecuencia. No es este el caso de los canales ópticos no guiados en interiores que pueden considerarse prácticamente estacionarios durante largos períodos de tiempo, incluso ante situaciones de movilidad de los dispositivos transmisores y receptores o de las personas ubicadas en el interior del recinto. Hemos de tener en cuenta que dichos movimientos, y la consecuente modificación de la respuesta del canal, se produce de manera muy lenta en comparación al tiempo requerido para transmitir una trama de símbolos OFDM. Este no es el caso de los sistemas en radiofrecuencia, donde pequeños desplazamientos provocan modificaciones importantes del canal que puede llevar a modificaciones en la respuesta incluso durante la transmisión de un símbolo. Esto da lugar a desplazamientos en frecuencia de las subportadoras, provocando ICI. Esto no puede darse en el canal óptico no guiado, ya que la longitud de onda de la radiación óptica es muy inferior al tamaño del receptor, por lo que no se producen efectos de desvanecimiento que puedan dar lugar a cambios tan drásticos en la respuesta del canal en un intervalo de tiempo tan corto. Por ese motivo, el proceso de equalización puede realizarse de manera muy sencilla en un sistema OFDM óptico. Teniendo en cuenta lo anterior, durante la transmisión de miles de tramas OFDM, incluso millones dependiendo de la movilidad del receptor, la respuesta del canal se conservará prácticamente invariante. Por tanto, basta con transmitir un número suficiente de tramas de símbolos conocidas, que denominaremos de *entrenamiento*, para determinar la respuesta del canal promediando entre todas las estimaciones obtenidas para reducir la contaminación debida al ruido y, luego, utilizar dichas estimaciones para contrarrestar los efectos del canal sufridos por las tramas de datos recibidas posteriormente. Sean, entonces, X_p los símbolos que constituyen una secuencia de entrenamiento conocida ($X_p, p = 1, \dots, P$), se tiene que la respuesta del canal en cada una de las P sub-bandas puede estimarse a partir de los P símbolos recibidos (Y_p):

$$\hat{H}_p = Y_p / X_p, \quad p=1, \dots, P \quad (5.2)$$

Como se comentó anteriormente, dado que los símbolos recibidos están contaminados por ruido, se puede obtener una mejor estimación de la respuesta del canal mediante el promedio de las estimaciones realizadas utilizando varias secuencias de entrenamiento. A continuación, la distorsión padecida por cada uno de los símbolos de datos recibidos (Y_p) puede ser considerablemente subsanada, obteniéndose una buena estimación (\tilde{X}_p) del símbolo originalmente transmitido (X_p):

$$\tilde{X}_p = Y_p / \hat{H}_p, \quad p=1, K, P \tag{5.3}$$

Debe tenerse en cuenta que el símbolo recibido puede poseer una alta componente de ruido que también es amplificada en el proceso de ecualización (obsérvese que la respuesta del canal tomará normalmente valores muy por debajo de uno y que este término está dividiendo en la ecuación):

$$Y_p = H_p X_p + N_p \tag{5.4}$$

En la expresión anterior, H_p es la respuesta real del canal en la p -ésima subbanda y N_p es la componente del ruido inducido en la misma. Para los símbolos que constituyen las secuencias de entrenamiento puede utilizarse simplemente la unidad, con lo cual, el símbolo recibido se corresponde exactamente con la respuesta del canal. Sin embargo, como veremos más adelante, las señales OFDM presentan una elevada relación potencia de pico a potencia promedio, lo que conlleva una pérdida considerable de potencia. Entre los diferentes métodos que existen para disminuir la relación potencia pico a potencia promedio [Boyd86, Narahashi96, Tellambura97], hemos utilizado el de Rudin-Shapiro por su sencillez [Boyd86]. Para definir una secuencia de este tipo, se comienza con la cadena $s = [1 \ 1]$, y repetidamente se concatena a s una copia de s con todos los símbolos de su segunda mitad negados, tal como se muestra en la tabla 5.1.

Tabla 5.1. Generación de una secuencia por el método de Rudin-Shapiro

Longitud	Secuencia
2	1 1
4	1 1 1 -1
8	1 1 1 -1 1 1 -1 1
16	1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1
32	1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1

En la figura 5.4 se muestran las señales en el dominio del tiempo de las secuencias de entrenamiento transmitidas cuando se utilizan símbolos unitarios para todas las subportadoras y cuando se introduce procesamiento de los símbolos por el método de Rudin-Shapiro. Se ha considerado una secuencia con un tamaño de $N = 64$ símbolos, de los que sólo se han tomado los valores obtenidos para las $P = 52$ subportadoras que transmiten información y el resto se han anulado. La duración de la trama es de 128 puntos, puesto que se ha añadido el complejo conjugado invertido previamente a la realización de la IFFT para obtener una señal real en el dominio del tiempo. Se puede observar claramente en la figura que, en el primer caso, la señal transmitida presenta un valor de pico muy elevado frente al resto de valores, que son muy pequeños. Esto puede llegar a ser un problema tanto para el amplificador de salida, que debe tener un margen

dinámico muy grande, como para el conversor digital analógico, que debe presentar una resolución muy alta para no destruir los valores de las diferentes muestras. Sin embargo, la secuencia procesada por el método de Rudin-Shapiro presenta unos valores de pico no muy superiores al resto de valores de la señal. De hecho, se tiene que la relación entre la potencia pico y la potencia promedio de esta señal es de aproximadamente 6,2 (~ 8 dB). Compárese este valor con el primer caso, donde se tiene que esta relación es superior a 100 (> 20 dB). Independientemente de lo anterior, se puede observar que la amplitud máxima de la segunda secuencia es algo más de cuatro veces inferior a la de la primera. Esto permite una amplificación de la señal sin llegar a saturar el amplificador, lo que aumenta la relación señal a ruido de los símbolos de entrenamiento recibidos, dando lugar a una mejor estimación de la respuesta de las distintas sub-bandas del canal. Así, para obtener la misma calidad en las estimaciones, utilizando el primer tipo de secuencias de entrenamiento, se tendrían que transmitir cuatro veces más secuencias que en el segundo caso.

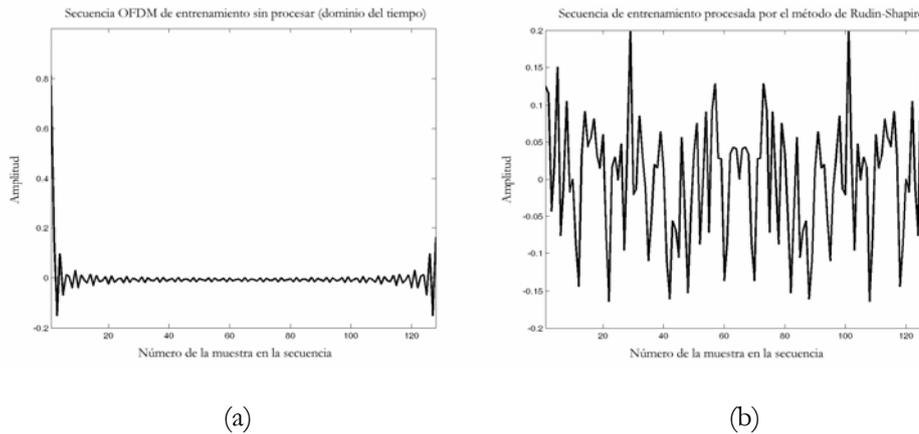


Figura 5.4. Aspecto de las secuencias de entrenamiento en el dominio del tiempo cuando no se realiza procesamiento (a) y cuando se aplica el método de Rudin-Shapiro para calcular los valores de los símbolos en el dominio de la frecuencia (b)

5.2. Análisis previo de rendimiento del sistema OFDM óptico

El uso de la técnica OFDM puede suavizar el problema de las comunicaciones sobre canales altamente dispersivos, como alternativa a los esquemas de portadora única, puesto que la tasa de datos es repartida paralelamente entre un gran número de subportadoras. De esta forma, la duración de los símbolos transmitidos por cada sub-canal puede hacerse mucho mayor que la dispersión inducida por el mismo, lo que permite prescindir de ecualizadores de canal. Sin embargo, los sistemas OFDM también presentan una serie de limitaciones que habrán de tenerse en cuenta durante su diseño.

En este apartado se presentan los análisis previos de rendimiento realizados sobre el sistema OFDM propuesto para comunicaciones ópticas no guiadas: efecto del ruido (AWGN), influencia de los recortes de amplitud (*clipping*) producidos por las etapas de amplificación e influencia del número de secuencias de entrenamiento utilizadas para estimar la respuesta del canal.

5.2.1. Rendimiento del sistema sobre canales AWGN

Dado que el sistema propuesto utiliza ecualización de canal en el dominio de la frecuencia y, por tanto, se dispone de una referencia de fase, únicamente analizaremos el rendimiento del sistema para esquemas de modulación coherente 2^M -QAM de constelación rectangular, ya que éstos presentan una mayor eficiencia espectral con respecto a otro tipo de esquemas como puede ser 2^M -PSK o aquellos que utilizan modulación diferencial [Proakis01]. Asimismo, se tiene que el rendimiento de un sistema QAM-OFDM sobre canal AWGN es idéntico al de uno QAM serial, puesto que el ruido Gaussiano blanco aditivo en el dominio del tiempo da lugar a un ruido también AWGN de idéntica potencia promedio en el dominio de la frecuencia. Teóricamente, la probabilidad de error de bit (BER) sobre canal AWGN, para modulaciones 2^M -QAM rectangulares, viene dada por [Proakis01]:

$$P_{2^M\text{-QAM}} = 1 - \left[1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2^M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{2^M - 1}} \gamma \right) \right]^2 \quad (5.5)$$

donde γ es la relación señal a ruido promedio del canal y la función gaussiana $Q(y)$ viene definida por:

$$Q(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_y^\infty e^{-x^2/2} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{y}{\sqrt{2}} \right) \quad (5.6)$$

En la figura 5.5 se muestran las curvas de probabilidad de error de bit obtenidas mediante simulación con nuestro sistema, para modulación binaria por desplazamiento de fase (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*), modulación cuaternaria por desplazamiento de fase (QPSK, *Quadrature Phase Shift Keying*) y modulación de amplitud en cuadratura 8-QAM y 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Las curvas obtenidas están en concordancia con las curvas teóricas que se derivan a partir de la expresión (5.5) para $M = 2$ y 4:

$$\begin{aligned} P_{\text{QPSK}} &= Q(\sqrt{\gamma}) \\ P_{16\text{-QAM}} &= 3Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma\right) \left[1 - \frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma\right) \right] < 3Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}}\gamma\right) \end{aligned} \quad (5.7)$$

y utilizando las expresiones siguientes en el caso de las modulaciones con constelaciones no rectangulares BPSK y 8-QAM [Proakis01]:

$$\begin{aligned} P_{\text{BPSK}} &= Q(\sqrt{2\gamma}) \\ P_{\text{8-QAM}} &< 7Q\left(\sqrt{\frac{1}{3}\gamma}\right) \end{aligned} \quad (5.8)$$

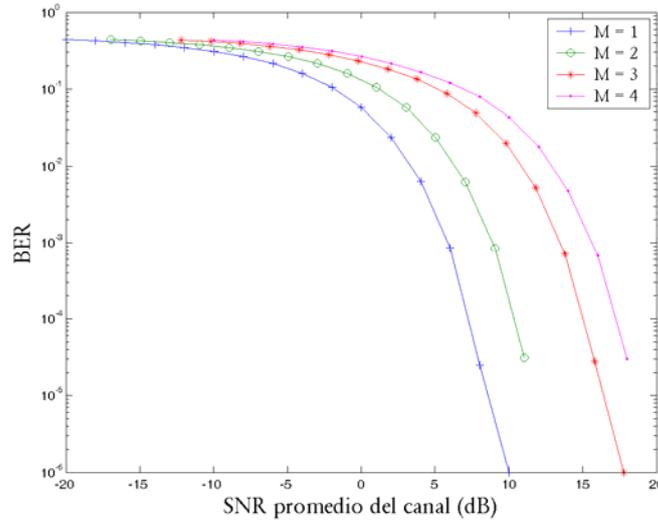


Figura 5.5. BER frente a SNR para el sistema OFDM óptico sobre canal AWGN

5.2.2. Efecto del *clipping* en el rendimiento del sistema

La señal OFDM a la salida del bloque IFFT del transmisor está constituida por la suma de un gran número de señales correspondientes a las distintas subportadoras, las cuales tienen formas bien diferenciadas definidas por los distintos símbolos transmitidos. En la figura 5.6 se muestra el histograma de distribución de la amplitud de la señal OFDM de salida del transmisor, considerando que los símbolos transmitidos son aleatorios, para diferentes esquemas de modulación 2^M -QAM, en el caso de utilizar $P = 52$ subportadoras para transmitir símbolos de datos no nulos y una longitud de la IFFT de 128 puntos. Igualmente, se muestra la función de distribución de probabilidad (PDF) del factor de cresta (CF, *Crest Factor*) de la señal $s(t)$, para los diferentes esquemas de modulación, el cual viene dado por:

$$CF = \frac{\|s\|_{\infty}}{\|s\|_2} = \frac{\max |s(t)|}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_T |s(t)|^2 dt}} \quad (5.9)$$

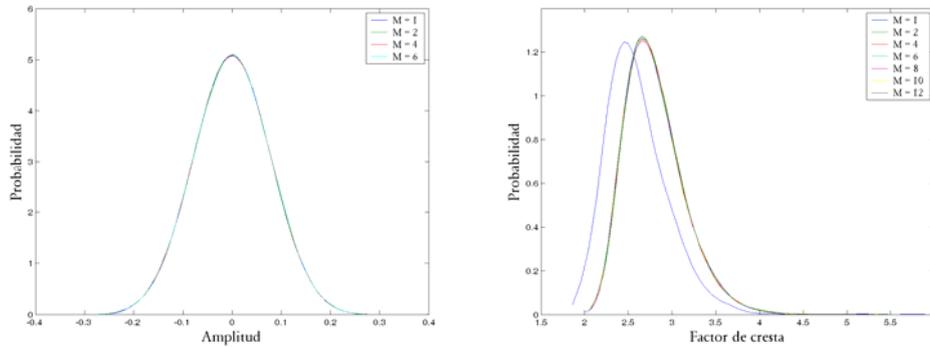


Figura 5.6. PDF de la amplitud y el factor de cresta de la señal OFDM

Si observamos la gráfica relativa a la PDF del factor de cresta, encontramos que este se encuentra, con una alta probabilidad, en el entorno de valores comprendido entre 2,5 y 3. Nótese que la curva correspondiente a BPSK está desplazada con respecto al resto de modulaciones, debido a que esta primera no presenta una constelación de tipo rectangular a diferencia del resto. Si se calcula la función de densidad de probabilidad acumulada (CDF, *Cumulative Density Function*), representada en la figura 5.7, se puede comprobar que, en el 60% de los casos, las tramas OFDM presentan factores de cresta inferiores a 2,8 veces el valor medio de la señal, es decir, el factor de cresta no supera los 9 dB. Sin embargo, para la CDF correspondiente a la amplitud de la señal se tiene que la probabilidad de superar el valor anterior está cercana al 3%. Lo anterior implica que, si bien es verdad que un amplificador de salida con un valor de *back-off* (BO) de 9 dB provocará recortes en alguna de las muestras de una parte importante de las tramas transmitidas, en general, el número de muestras que sufrirán dicho recorte es considerablemente pequeño.

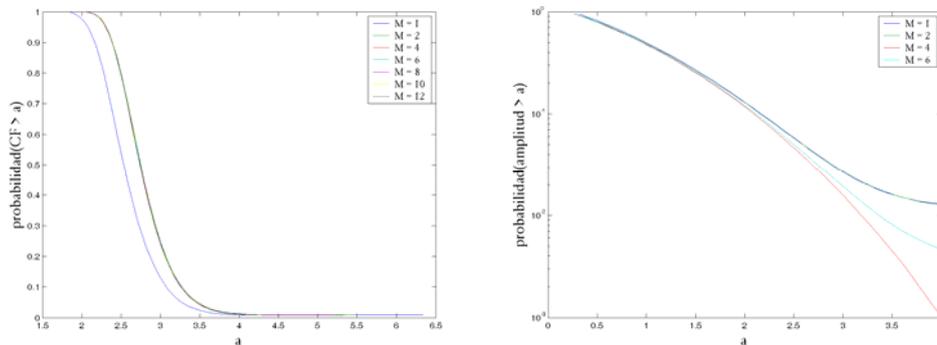


Figura 5.7. CDF del factor de cresta de la señal OFDM

Con la idea de evaluar el efecto del *clipping* producido por el amplificador, se han realizado diversas simulaciones empleando un modelo muy simple de amplificador. Este amplificador limita la máxima amplitud de la señal de salida a un determinado nivel, sin producir otro tipo de distorsión adicional. Esta limitación en la amplitud de la señal en el dominio del tiempo afecta no sólo a los símbolos recibidos de las distintas subportadoras, sino que además provoca emisiones fuera de banda (OOB) que dan lugar a interferencias entre subportadoras adyacentes.

En la figura 5.8 se muestran las curvas de BER frente a la SNR promedio del canal para diferentes valores de *clipping* por encima del valor medio de la señal, en el caso de utilizar BPSK, QPSK o 16-QAM como esquema de modulación de las distintas subportadoras. Dichas simulaciones se han realizado sobre canal AWGN utilizando $N = 64$ subportadoras, de las cuales $P = 52$ transmiten realmente datos y el resto presentan valores nulos. Se puede comprobar que, para un amplificador con un valor de BO de 9 dB, el BER es prácticamente indistinguible del caso en que no existe limitación de amplitud BO = 12 dB; observando la figura 5.6, se comprueba que el número de tramas OFDM con un valor de pico superior a cuatro veces el valor medio de la señal es prácticamente despreciable. Para valores de BO de 6 dB o inferiores, el desempeño del sistema se ve severamente alterado. Por tanto, podemos concluir que, en la mayoría de los casos, bastará con procurar un margen de guarda de unos 9 dB entre el valor medio de la señal y la zona de saturación del amplificador para observarse un funcionamiento adecuado del sistema.

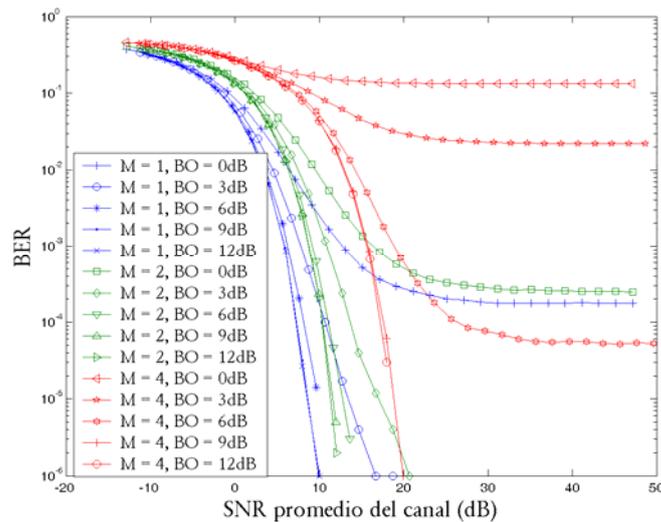


Figura 5.8. Efecto del *clipping* en el rendimiento del sistema

5.2.3. Efecto de la estimación de la respuesta del canal en el rendimiento del sistema

Como se ha comentado anteriormente, el rendimiento del sistema puede mejorarse considerablemente mediante el uso de técnicas de estimación de la respuesta del canal. El uso de secuencias de entrenamiento conocidas, transmitidas de manera previa a las secuencias de datos, nos permiten caracterizar dicha respuesta y utilizar posteriormente dicha estimación para contrarrestar los efectos del canal sobre los símbolos transmitidos. Igualmente, aumentando el número de secuencias de entrenamiento transmitidas y promediando entre las distintas estimaciones obtenidas, puede conseguirse una mejor caracterización del canal. Se ha evaluado la influencia del número utilizado de secuencias de entrenamiento sobre el rendimiento del sistema. En la figura 5.9 podemos observar los resultados obtenidos para diferentes esquemas de modulación (BPSK, QPSK y 16-QAM) transmitiendo sobre canal AWGN, comparados con los resultados sobre canal AWGN sin estimación obtenidos en un apartado previo (se indican con la leyenda “AWGN”). Hemos de tener en cuenta que este último caso se corresponde con un perfecto conocimiento de la respuesta del canal, ya que, al no realizar ningún tipo de ecualización, se está considerando que la respuesta del canal es igual a la unidad. Por ese motivo, en este caso, la estimación de la respuesta parece empeorar ligeramente el desempeño del sistema, ya que ésta es afectada por el ruido. Evidentemente, en un canal que padezca alta dispersión, un sistema OFDM que no utilice ecualización de canal presentará una tasa de error muy cercana a 0,5.

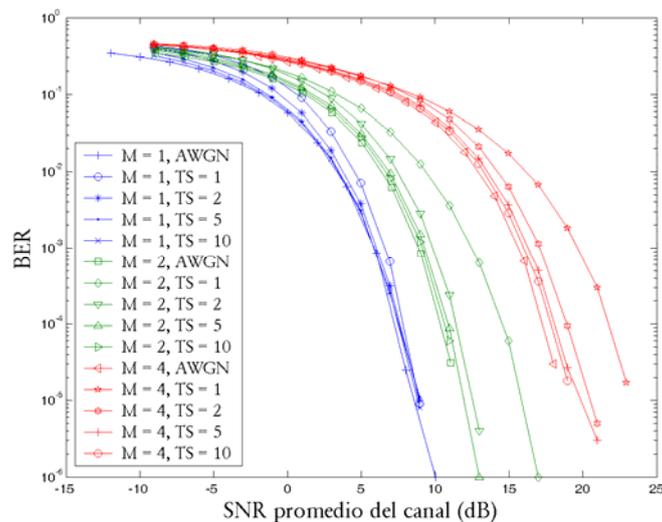


Figura 5.9. Influencia del número de secuencias de entrenamiento utilizadas para la estimación de la respuesta del canal sobre el rendimiento del sistema

A las secuencias de entrenamiento se les ha aplicado el método de Rudin-Shapiro para obtener una señal en el dominio del tiempo de bajo factor de cresta. Nuevamente, el número de subportadoras es $N = 64$ (128-IFFT), con únicamente $P = 52$ subportadoras transmitiendo información. Igualmente, la amplitud de la secuencia ha sido amplificada cinco veces, mientras aún mantenía un valor de pico similar al de las secuencias de datos, cuando se usa un amplificador con un BO de 9 dB. De esta forma, las secuencias de entrenamiento no padecen ningún tipo de recorte por parte del amplificador, mientras poseen una potencia promedio de aproximadamente 1 dB mayor que la de las secuencias de datos (recuérdese que el factor de cresta para secuencias procesadas por el método de Rudin-Shapiro es de 8 dB). En la figura 5.9 se puede observar que basta con utilizar diez secuencias de entrenamiento (TS, *Training Sequences*) en la estimación de la respuesta del canal, para obtener un rendimiento muy similar al caso en el que se conoce perfectamente la respuesta del mismo.

5.3. Comunicaciones sobre canales ópticos no guiados en interiores

Los módems OFDM fueron concebidos inicialmente con la idea de transmitir datos de manera fiable sobre canales dispersivos y selectivos en frecuencia sin la necesidad de utilizar complejos ecualizadores de canal en el dominio del tiempo. En este apartado, se describen los resultados obtenidos con el sistema OFDM propuesto sobre un canal también altamente dispersivo como es el canal óptico no guiado en interiores.

5.3.1. Caracterización del canal óptico

La configuración de canal infrarrojo utilizado en el subsiguiente estudio es el laboratorio amueblado presentado anteriormente en el capítulo dedicado al algoritmo de trazado de rayos basado en el método de Monte Carlo. Su esquema se muestra en la figura 4.14 y sus características principales se dan en la tabla 4.2. En este caso, se supondrá que el receptor se encuentra en movimiento desplazándose a lo largo del pasillo ($x = 5,2$ m; $0,1$ m $\leq y \leq 13,2$ m; $z = 0,75$ m) del laboratorio (ver figura 4.14) y que el emisor se encuentra en el centro de la habitación en la posición indicada en la tabla 4.2. En la figura 5.10 se muestra la respuesta en frecuencia del canal para diferentes posiciones del receptor. Para un receptor moviéndose a las velocidades de desplazamiento de una persona que esté caminando, no se observarán cambios significativos en la respuesta del canal durante la transmisión de miles (e incluso millones, para un receptor prácticamente estático) de tramas OFDM. Por tanto, la función de transferencia para una trama de símbolos OFDM específica se puede considerar invariante en el tiempo, mientras que ésta cambia gradualmente a lo largo de la transmisión de

un número de tramas OFDM consecutivas. Así, cada uno de los sub-canales presenta una respuesta en frecuencia en forma de función *sinc*, cuyos cruces por cero se corresponden con las frecuencias de las otras subportadoras. Como consecuencia de esta ortogonalidad, las señales de las distintas subportadoras no interfieren entre sí, es decir, no se produce ICI. Sin embargo, sí se produce distorsión lineal en el dominio de la frecuencia de los distintos símbolos recibidos, como puede apreciarse en la figura 5.10. Además, la distorsión producida varía, además de con la frecuencia de la subportadora, con el tiempo, por lo que será necesario el uso de ecualización de canal en el dominio de la frecuencia para restaurar los símbolos previamente al proceso de demodulación. También, puede producirse interferencia entre símbolos OFDM consecutivos, si la duración de la respuesta al impulso es mayor que la duración del prefijo cíclico. Evidentemente, la duración de este intervalo de guarda puede siempre tomar un valor superior al de la respuesta al impulso más larga posible para evitar este efecto altamente negativo.

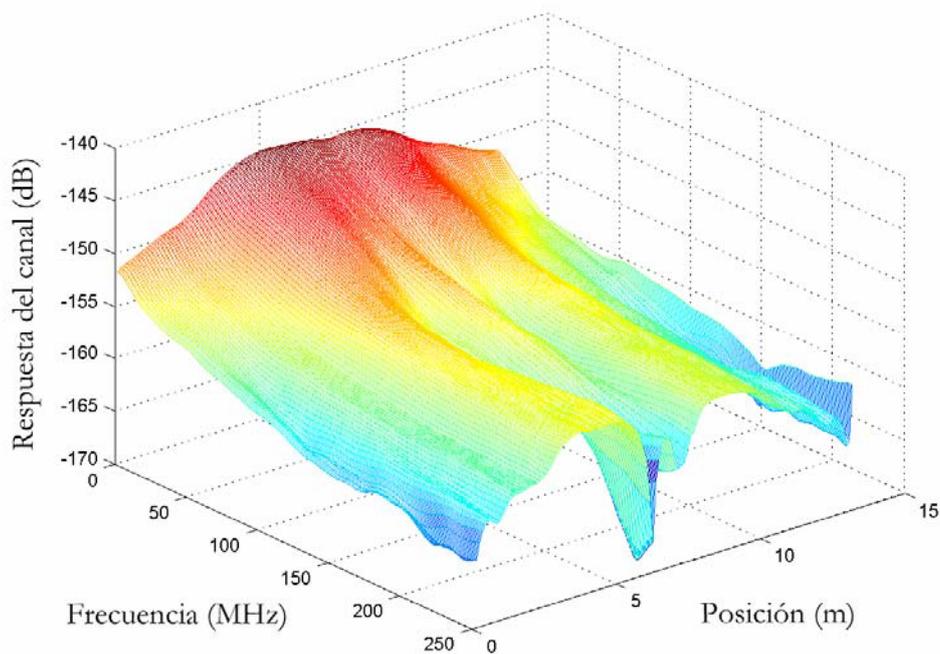


Figura 5.10. Respuesta en frecuencia del canal variable con el tiempo

5.3.2. Rendimiento del sistema sobre el canal óptico no guiado

El sistema esquematizado en la figura 5.1 ha sido evaluado sobre el canal óptico no guiado variante en el tiempo descrito en la sección anterior. Se ha

considerado al receptor desplazándose a una velocidad de 2 m/s. La tasa de símbolo OFDM es de 1 Msímbolo/s. La duración del prefijo cíclico es de 32 muestras. Considerando el uso de $N = 64$ subportadoras, de las cuales únicamente $P = 52$ transmiten información, y una longitud de la IFFT/FFT de 128 puntos, se llega a que la tasa de transmisión es de 160 Mmuestras/s. El ancho de banda, por tanto, de la señal OFDM transmitida es de 80 MHz (ver figura 5.2), frecuencia que coincide con la de corte de los filtros paso bajo, tipo Butterworth de orden 8, de salida del transmisor y de entrada al receptor. Las simulaciones han sido realizadas utilizando el mismo esquema de modulación en todas las subportadoras (BPSK, QPSK o 16-QAM). En este caso, la máxima tasa de transmisión es de 208 Mbits/s y se corresponde con 16-QAM (4 bits por símbolo por subportadora, para un total de 52 subportadoras).

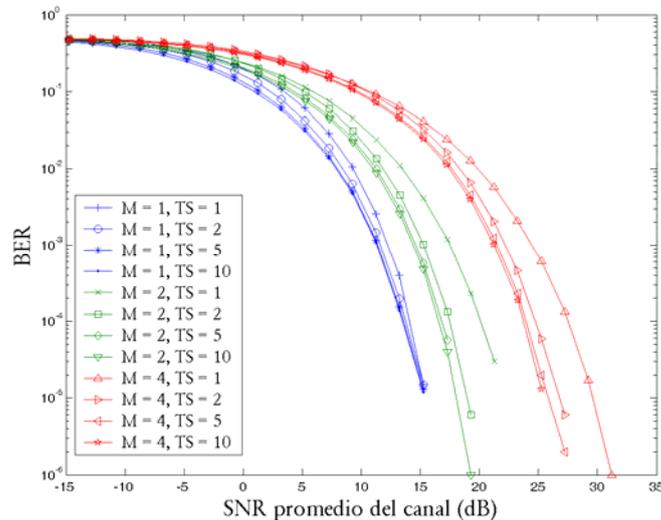


Figura 5.11. Curvas de BER frente a SNR promedio del canal óptico no guiado

En la figura 5.11 se muestran las curvas de probabilidad de error frente al ruido del canal óptico para los distintos esquemas de modulación utilizados y número de secuencias de entrenamiento para estimar la respuesta del canal. Obsérvese que el rendimiento del sistema es considerablemente peor que el obtenido sobre canal AWGN, lo que es debido al diferente grado de atenuación padecido por las distintas subportadoras. Aquéllas que presentan una peor relación señal a ruido inducirán mayores tasas de error en el conjunto de los símbolos demodulados. Para disminuir la tasa de error es posible aplicar diferentes modos de modulación a las distintas subportadoras en función de la relación señal a ruido sufrida por la sub-banda, puesto que los modos de modulación con menor número de bits son más resistentes a bajas SNR's [Webb95, Otsuki95, Chow95, Goldsmith97, Keller00]. Por tanto, el receptor

debe estimar la respuesta instantánea del canal y determinar el modo de modulación más adecuado para cada una de las subportadoras de transmisión. Es evidente que se requiere cierta pérdida de tasa efectiva de transmisión, puesto que el receptor debe informar al transmisor sobre el número de bits a asignar a cada subportadora. Sin embargo, en un entorno de baja movilidad donde la respuesta cambia muy lentamente con el tiempo, como es el caso de los canales ópticos no guiados en interiores, este *overhead* se puede considerar despreciable.

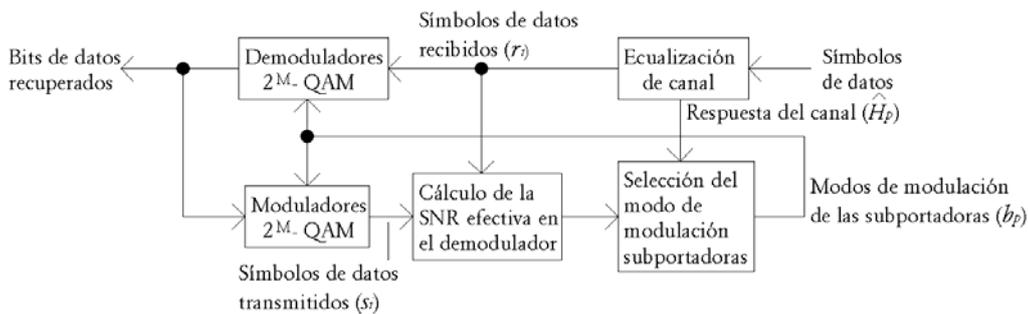


Figura 5.12. Selector de modos de modulación de las subportadoras

5.4. Sistema OFDM adaptativo para comunicaciones ópticas no guiadas

El esquema de la figura 5.12 muestra los bloques que deben ser añadidos a la estructura de la figura 5.1, para poder determinar el modo de modulación adecuado para cada subportadora. La *relación señal a ruido efectiva en el demodulador* puede calcularse a partir de los símbolos recuperados (r_i) y de la respuesta estimada del canal (\hat{H}_p). Si se considera que no ha habido ningún error durante la transmisión, los símbolos transmitidos (s_i) pueden obtenerse nuevamente a partir de los bits de datos recuperados, mediante un proceso de modulación. Así, la SNR efectiva en el demodulador vendrá dada por:

$$\overline{\text{SNR}}_{\text{eff}} \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{\overline{|s_i|^2}}{\overline{|r_i - s_i|^2}} \quad (5.10)$$

donde s_i y r_i son los símbolos de datos transmitidos y recibidos (antes de la demodulación), respectivamente. Observando la expresión anterior, se desprende que la SNR efectiva es un promedio sobre todos los símbolos constituyentes de cada trama OFDM recibida. Las curvas de BER frente a SNR efectiva de cada uno de los modos de modulación 2^M -QAM utilizables por el sistema adaptativo, pueden usarse para encontrar el valor de SNR que satisfaga un determinado valor de BER específico [Webb95]. De esta forma, realizando una simple extrapolación

de estas curvas, las cuales se muestran en la figura 5.13, es posible determinar los valores de SNR requeridos para que un determinado nivel de BER no sea superado (tabla 5.2).

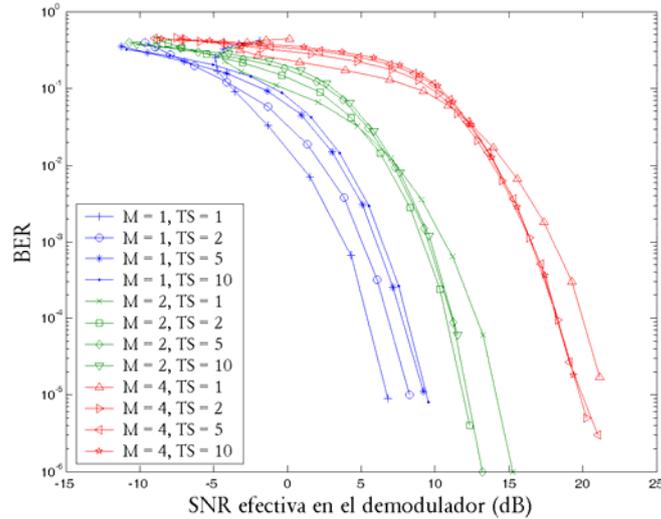


Figura 5.13. BER frente a la SNR efectiva en el demodulador

Puede observarse en la figura que el nivel de selección depende también del número de secuencias de entrenamiento utilizadas para la estimación de la respuesta del canal. Esto es debido a que el valor medido de SNR efectiva coincide en mayor medida con el valor de la SNR del canal al mejorar la estimación de su respuesta mediante el uso de un mayor número de secuencias de entrenamiento. Si se comparan los resultados de la figura 5.9 y 5.13, se puede observar que, para $TS = 10$ y valores de BER por debajo de 10^{-2} , dichas curvas prácticamente coinciden. Se puede obtener una estimación de la relación señal a ruido de cada sub-banda, a partir de la respuesta estimada del canal y de la SNR efectiva promedio de cada símbolo OFDM:

$$SNR_p = \frac{|\hat{H}_p|^2}{|\hat{H}_p|^2} SNR_{eff} \quad (5.11)$$

El valor de la relación señal a ruido obtenido para cada sub-banda (SNR_p) puede compararse con los niveles de selección extraídos de las curvas de BER frente a SNR para cada modo de modulación, seleccionando aquellos modos (incluyendo el de “no transmisión”, l_0) que aseguren que el BER instantáneo del sistema se mantiene siempre por debajo de un determinado valor. Por último, es

importante indicar que aquellas subportadoras “desactivadas” (el número de bits transmitidos es igual a 0) por presentar valores de SNR muy bajos, deben seguir transmitiendo datos ficticios para que pueda calcularse la SNR efectiva relativa a esas sub-bandas mediante (5.11).

Tabla 5.2. Niveles de selección para la modulación adaptativa

TS	BER	l_0	l_1	l_2	l_3	l_4
1	10^{-6}	$-\infty$	8.1	15.3	22.1	23
	10^{-2}	$-\infty$	0.98	7.42	13.1	14.9
2	10^{-6}	$-\infty$	10.1	13.8	20	21.7
	10^{-2}	$-\infty$	2.45	6.79	11.7	13.9
5	10^{-6}	$-\infty$	11	13.2	19.7	22.1
	10^{-2}	$-\infty$	3.64	7.19	11.9	14.1
10	10^{-6}	$-\infty$	11.3	13.5	18.6	21.2
	10^{-2}	$-\infty$	4.04	7.37	12	14.5

Con el método anterior, nunca se supera un determinado valor de BER instantáneo. A pesar de ello, si se incrementa el modo de modulación de aquellas subportadoras que presenten los valores más altos de SNR entre dos niveles de selección, utilizando el siguiente modo posible, se producirá un incremento del BER instantáneo, pero puede ocurrir que el BER promedio del sistema aún se encuentre por debajo del nivel máximo permitido. De esta forma, es posible incrementar de manera considerable la tasa total del sistema, mientras el BER promedio aún se mantiene por debajo de un determinado valor. Ya que todos los sub-canales se pueden considerar independientes entre sí, si b_p es el número de bits transmitidos por la subportadora p -ésima, y P_p la probabilidad de error de bit de la misma cuando se utiliza el modo de modulación 2^{b_p} -QAM, la probabilidad de error promedio vendrá dada por:

$$P_{\text{promedio}} = \frac{1}{B} \sum_{p=0}^{P-1} b_p P_p(b_p, SNR_p) \quad (5.12)$$

donde B es la tasa total de transferencia del sistema:

$$B = \sum_{p=0}^{P-1} b_p \quad (5.13)$$

La probabilidad de error de bit $P_p(b_p, SNR_p)$ puede determinarse a partir de la relación señal a ruido estimada del sub-canal (SNR_p) dada por la expresión (5.11) y las curvas de BER de la figura 5.13. Inicialmente, los modos de modulación de las subportadoras se establecen en función de los niveles de selección para no superar un determinado valor de BER. A continuación, se incrementarán

sucesivamente los modos de modulación de las distintas subportadoras, intentando aumentar la tasa de bit total B , mientras se asegura que $P_{promedio}$ no supera el nivel impuesto de BER máximo.

Se pueden idear diferentes criterios para determinar a qué subportadoras incrementar en primer lugar el modo de modulación [Kalet89, Chow95, Willink97, Wong99, Piazzo99]. Una posibilidad consiste simplemente en comenzar incrementando el modo de modulación a aquellas subportadoras que presenten un modo menor, esto es, modo de “no transmisión”, y mayor SNR dentro de su categoría. Si, una vez incrementado al siguiente modo todas las subportadoras de dicha categoría, aún no se hubiese superado el máximo BER prefijado, se continuaría el proceso con las subportadoras de mayor SNR que presentasen el siguiente modo posible de modulación, y así sucesivamente. Este criterio es muy sencillo de aplicar, pero no es óptimo. Una posible mejora consiste en seleccionar aquellas subportadoras que presenten el valor mínimo de:

$$\theta_{p,\Delta B} = (b_{p,\Delta B} P_{p,\Delta B} - b_p P_p) / (b_{p,\Delta B} - b_p) \quad (5.14)$$

En la expresión anterior, $b_{p,\Delta B}$ y $P_{p,\Delta B}$ son, respectivamente, la tasa de bit de la subportadora en el siguiente modo al que presenta actualmente y la probabilidad de error de bit, para ese nuevo modo, obtenido a partir de las curvas de BER frente a SNR efectiva, en función del valor estimado de la SNR para la sub-banda (SNR_p). Con este criterio, lo que se está haciendo es seleccionar aquella subportadora que produzca el menor incremento en la tasa de error promedio dada por la expresión (5.12), mientras provoca un mayor incremento de la tasa total de bit dada por la expresión (5.13). Este criterio tampoco es óptimo, puesto que puede darse el caso de que exista una subportadora que, a pesar de no presentar el menor valor de $\theta_{p,\Delta B}$ durante la búsqueda, dé lugar a un incremento de $P_{promedio}$ que no haga superar el valor de BER máximo permitido, mientras que la subportadora seleccionada, debido a presentar el valor mínimo de $\theta_{p,\Delta B}$, sí lo supere y finalmente se descarte el incremento de su modo. Sin embargo, los casos en que esto ocurre son prácticamente despreciables y, a la vez, implementar en el receptor un algoritmo de este tipo, que requiere una búsqueda tan exhaustiva, podría llegar a ser inviable en una aplicación real. Además, en la práctica, los errores en la estimación de la SNR de la sub-banda y de la SNR efectiva en el demodulador dan lugar a errores en la estimación de la probabilidad de error de bit promedio y, por tanto, no se tiene la suficiente garantía de que un mayor incremento en la tasa de bits total, debido a que teóricamente es posible, no provoque finalmente que se supere la tasa de error máxima prefijada. Dicho de otra manera, un criterio tan “fino” de selección no es adecuado en la práctica, puesto que no se dispone de estadísticos con la suficiente precisión. Por contra, el criterio de búsqueda de subportadoras basado en la ecuación (5.14) sí da lugar a

incrementos importantes en la tasa de bits total, mientras sigue siendo relativamente sencillo de implementar.

5.5. Resultados obtenidos con el sistema adaptativo

El sistema adaptativo presentado en la sección anterior, ha sido probado sobre el canal variante en el tiempo descrito en la sección 5.3.1, suponiendo una velocidad de desplazamiento del receptor de 2 m/s, al igual que se hizo en el apartado dedicado al sistema OFDM óptico de tasa fija, es decir, que utiliza el mismo modo de modulación para todas las subportadoras. Nuevamente, el número de subportadoras utilizadas es $N = 64$, de las cuales únicamente $P = 52$ transmiten información. La longitud de la IFFT/FFT es de 128 puntos y el prefijo cíclico es de 32 muestras, con lo que se tiene idéntica tasa de muestreo que en el sistema de tasa fija. El resto de características también son comunes entre ambos sistemas. De igual forma, la tasa máxima de bits alcanzable por el sistema adaptativo es también de 208 Mbits/s, si se fuerza a las P subportadoras a utilizar 16-QAM.

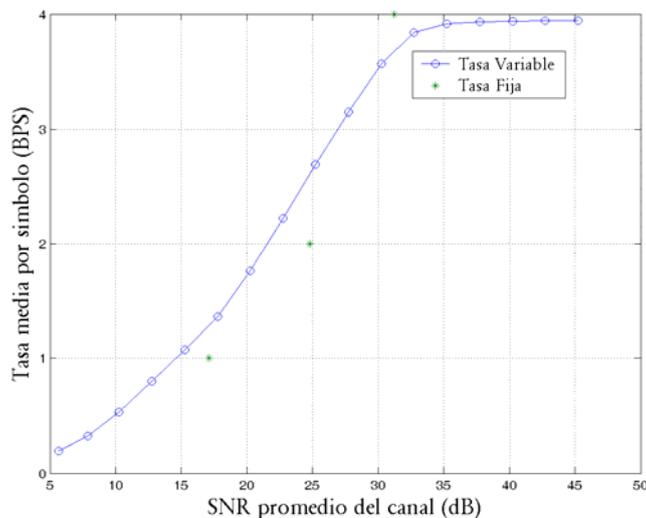


Figura 5.14. Tasa media por símbolo usando un esquema QAM adaptativo

En la figura 5.14 se muestran los resultados obtenidos con un esquema QAM adaptativo de cuatro modos (“no transmisión”, BPSK, QPSK, 16-QAM) que utiliza niveles de selección (tabla 5.2) para determinar los modos de modulación de las subportadoras que permitan no superar un cierto BER instantáneo, pero no intenta incrementar la tasa de bits total utilizando el algoritmo descrito anteriormente para no superar el BER promedio (ecuación

5.12). En la simulación, el número de secuencias de entrenamiento utilizadas para estimar la respuesta del canal fue $TS = 1$, y el valor impuesto de BER máximo fue de 10^{-6} . Para bajos valores de SNR promedio del canal, el nivel establecido para el BER fue superado debido a errores en la estimación de la SNR efectiva en el demodulador. La tasa media de bits por símbolo (BPS) por subportadora frente a la SNR promedio del canal se compara con los valores de SNR requeridos por un sistema de modo fijo en todas las subportadoras, transmitiendo a una determinada tasa de símbolo, para obtener ese mismo BER (10^{-6}). Se tiene que las ganancias en SNR del sistema adaptativo son de 2,5 dB y 3,2 dB para BPS iguales a 1 y 2, respectivamente. Sin embargo, puede observarse que el sistema no logra alcanzar la tasa máxima de 4 BPS. Evidentemente, esto es debido a basar la selección en unos niveles que permiten no superar un BER instantáneo determinado para cada subportadora por separado, pero sin pensar en el BER conjunto de todas las subportadoras. Por tanto, el BER promedio obtenido para todo el sistema estará muy por debajo del nivel máximo impuesto. Esto puede apreciarse claramente en la figura 5.15, que se corresponde con los resultados obtenidos para una simulación en la que se fijó el BER máximo a 10^{-2} y se utilizó $TS = 1$ secuencia de entrenamiento para la estimación de la respuesta del canal. Se comprueba que el BER promedio cae monótonamente cuando aumenta la SNR, lo que implica que la tasa media por símbolo aún puede incrementarse de manera considerable.

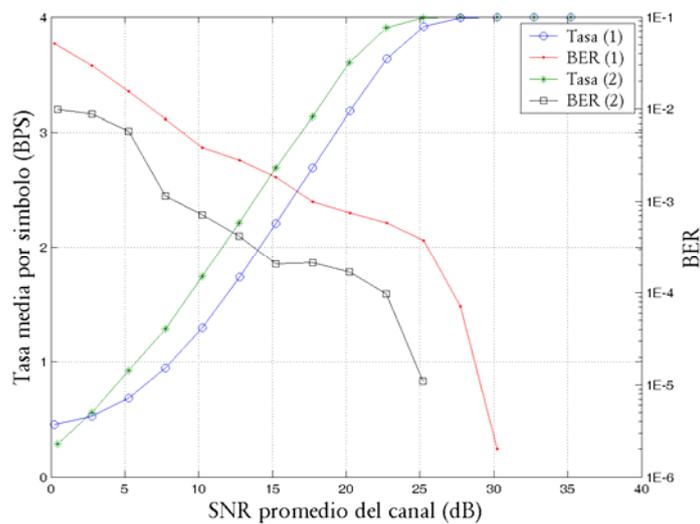


Figura 5.15. BER medio del esquema QAM adaptativo para un valor buscado de BER de 10^{-2} (sistema “1”) y los resultados en una situación ideal en la que se tiene perfecto conocimiento de la respuesta del canal y de los símbolos transmitidos (sistema “2”).

En los resultados para el sistema “1”, se observa que el objetivo de valor máximo de BER permitido no se cumple para valores de la SNR promedio del canal inferiores a 7 dB. Esto se debe a los errores que se producen en el cálculo de la SNR efectiva por suponer transmisión libre de errores en el cálculo de los símbolos transmitidos (ver figura 5.12), que afectan posteriormente a la selección de los modos y, finalmente, provocan que no se mantenga el BER del sistema por debajo del valor requerido. De hecho, las SNR's efectivas calculadas presentan mayores valores que aquellos que realmente tienen, dando lugar a una selección de modos por encima de la adecuada para los bajos niveles de relación señal a ruido del canal. Esto se pone aún más de manifiesto en los resultados obtenidos, indicados en la figura 5.15 como sistema “2”, para una hipotética situación ideal en la que se conoce perfectamente la respuesta en frecuencia del canal y los símbolos transmitidos. Obsérvese que, en dicho caso, nunca se supera el BER máximo marcado como objetivo y, sin embargo, la tasa media por símbolo es superior a la del sistema “1” para valores de SNR por encima de 3 dB. Sin embargo, para SNR's por debajo de este valor, el sistema “1”, debido a que cree disponer de un canal con SNR's mayores de las que realmente éste posee, presenta una tasa de bits mayor, a costa, evidentemente, de cometer numerosos errores de transmisión.

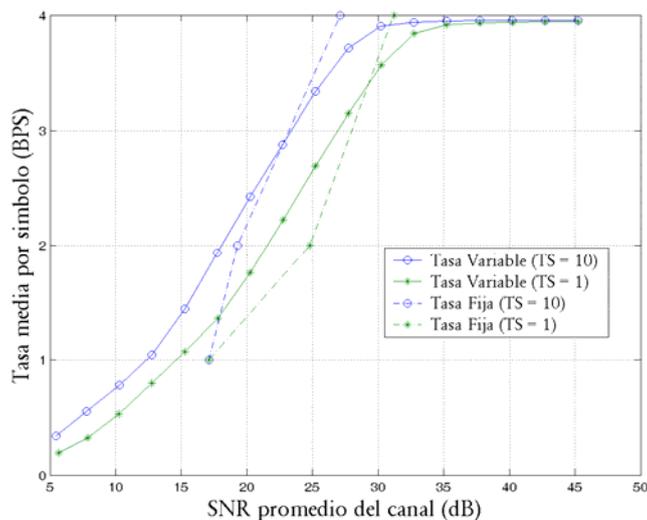


Figura 5.16. Incremento de la tasa media por símbolo mediante una mejor caracterización de la respuesta del canal

La tasa media por símbolo del sistema puede incrementarse mediante una mejor caracterización de la respuesta utilizando más secuencias de entrenamiento, como muestran los resultados de la figura 5.16 para un valor de BER máximo de 10^{-6} y $TS = 10$ secuencias de entrenamiento. Comparados con los resultados de la

figura 5.14, representados nuevamente aquí, se observa no sólo un incremento sustancial de la tasa media por símbolo del sistema adaptativo, sino también del sistema de tasa fija. Si nos ceñimos ahora a la mejora del sistema adaptativo con respecto al de tasa fija para $TS = 10$, se observan ganancias de SNR de 4,7 dB y 1,2 dB para tasas medias de BPS de 1 y 2, respectivamente. Igualmente, tampoco en este caso el sistema adaptativo alcanza la tasa máxima de 4 BPS. Si retornamos a los resultados de la figura 5.9 o 5.11, se observa que una mejor estimación de la respuesta del canal beneficia especialmente a los modos de modulación QPSK y 16-QAM, pero apenas tiene relevancia para BPSK. Por ese motivo, el sistema adaptativo presenta una alta ganancia con respecto al sistema de tasa fija a 1 BPS, puesto que utiliza modos QPSK y 16-QAM además de BPSK, mientras que la mejora obtenida con respecto al sistema de tasa fija a 2 BPS apenas es significativa. En este último caso, ambos sistemas se ven favorecidos prácticamente por igual debido a la mejora de la caracterización del canal.

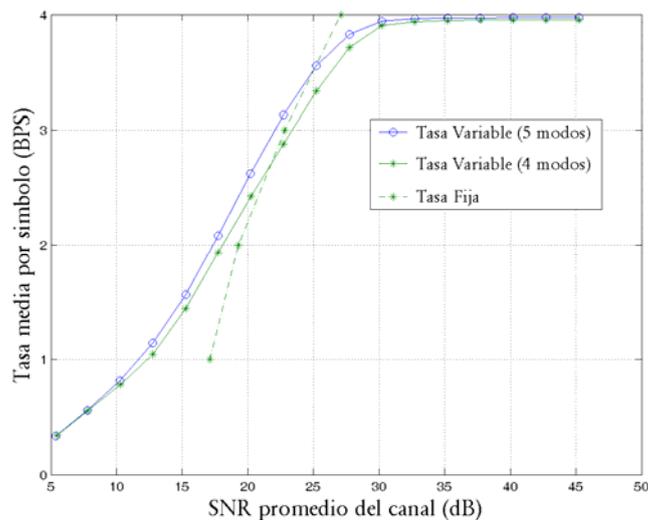


Figura 5.17. Tasa media por símbolo para un esquema adaptativo de cinco modos

Hasta ahora, se han utilizado cuatro modos de modulación posibles para las subportadoras (“no transmisión”, BPSK, QPSK y 16-QAM). Puede lograrse un ligero incremento de la ganancia, con respecto al sistema de tasa fija, mediante el uso de un modo de modulación adicional (8-QAM, 3 bits por símbolo). Los niveles de selección para este modo también se muestran en la tabla 5.2. Los resultados obtenidos, cuando se utilizan $TS = 10$ secuencias de entrenamiento para estimar la respuesta del canal y se impone un nivel de BER de 10^{-6} , se muestran en la figura 5.17. Las ganancias, en este caso, son de 5,3 dB, 2 dB y 0,7 dB a 1, 2 y 3 BPS, respectivamente, y tampoco llega a lograrse la máxima tasa de 4 BPS. La mejora obtenida en la tasa media por símbolo no es especialmente

significativa y esto es aún más cierto si se tiene en cuenta que un modo de modulación adicional provoca incrementos de tiempo en la determinación de los modos a utilizar por las distintas subportadoras. Además, puede llegar a requerir un incremento en la cantidad de datos de señalización que deben ser enviados al transmisor, puesto que, un modo o posibilidad más, implica un símbolo de señalización que contiene mayor información.

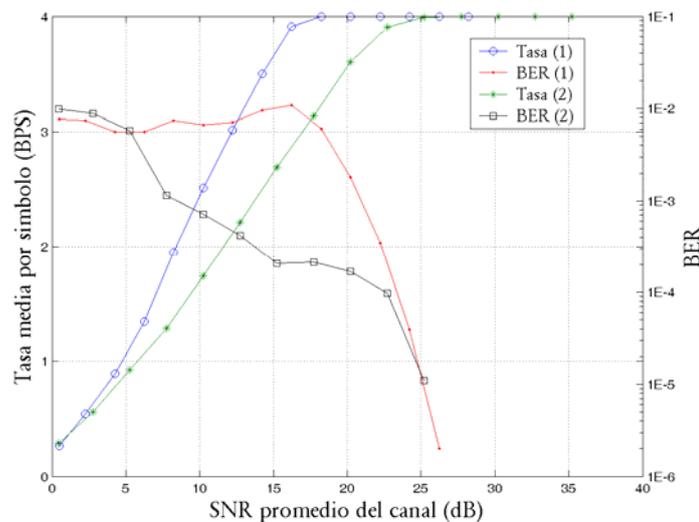


Figura 5.18. Tasa media por símbolo del esquema QAM adaptativo mejorado para un valor máximo permitido de BER de 10^{-2} (sistema “1”), y los resultados obtenidos, en una situación ideal en la que se tiene perfecto conocimiento de la respuesta del canal y de los símbolos transmitidos, con el sistema previo (sistema “2”).

Los resultados mostrados hasta ahora, para un sistema que utiliza niveles de selección a la hora de determinar los modos de las subportadoras, demuestran que, si bien la implementación de un sistema adaptativo de este tipo es relativamente sencilla, su rendimiento se encuentra muy por debajo de lo esperado. De hecho, no es especialmente significativo si se compara con el sistema de tasa fija, salvo en el hecho de que es posible controlar la tasa máxima de error del mismo. Si se implementa el algoritmo basado en las expresiones (5.12) a (5.14), se observa un incremento considerable en la tasa media por símbolo del sistema adaptativo, en comparación con los resultados mostrados anteriormente. En la figura 5.18 se muestran los resultados obtenidos para un valor máximo de BER permitido de 10^{-2} y utilizando $TS = 10$ secuencias de entrenamiento para la estimación de la respuesta del canal, comparados con los del sistema “2” de la figura 5.15, indicado en esta figura también como sistema “2”. Recuérdese que, en este último, se suponía perfecto conocimiento de la respuesta del canal y de los símbolos transmitidos. Es importante observar

también que, en este nuevo sistema, se ha eliminado el defecto de la estimación de la SNR efectiva para valores bajos de SNR del canal. Lo que se ha hecho es permitir que el receptor conozca los símbolos ficticios transmitidos por las subportadoras cuyo modo de modulación fijado es “no transmisión”. Esto no representa ningún problema en la práctica puesto que estos datos ficticios pueden ser conocidos tanto por el transmisor como por el receptor, ya que no contienen información y es posible utilizar siempre los mismos. Además, el uso de símbolos transmitidos conocidos permite mejorar muchísimo la estimación de la SNR efectiva a bajos valores de SNR del canal, donde una gran cantidad de subportadoras se encontrarán probablemente “desactivadas”, es decir, en modo de “no transmisión”. Obsérvese que el sistema no supera prácticamente en ningún caso el BER máximo impuesto de 10^{-2} . Además, éste se mantiene casi constante y muy cercano al valor fijado durante un amplio rango de valores de SNR y únicamente, al superar un determinado valor, empieza a decrecer de manera permanente, tras alcanzar la tasa máxima de 4 BPS y continuar aumentando la SNR del canal. En la figura 5.19 se comparan los resultados para umbrales (Th) de BER de 10^{-2} , 10^{-3} y 10^{-4} , utilizando también diez secuencias de entrenamiento para estimar la respuesta del canal. Nuevamente, en todos los casos, el BER obtenido por el sistema se mantiene prácticamente constante y cercano al valor deseado durante un amplio rango de valores.

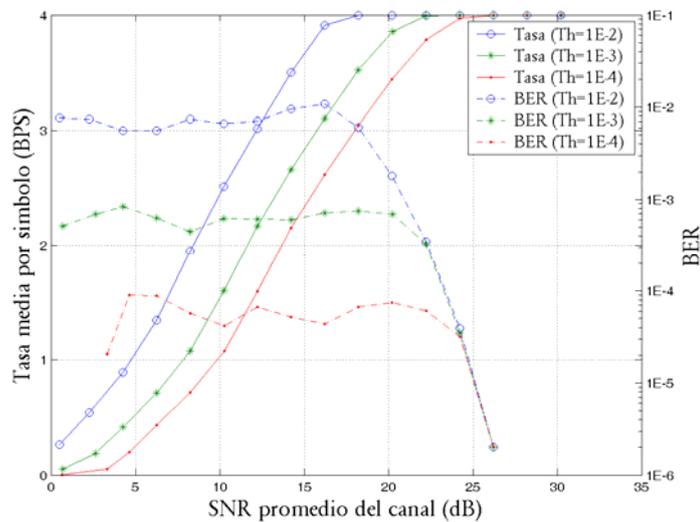


Figura 5.19. Rendimiento del esquema QAM adaptativo mejorado para diferentes valores de BER máximo permitido ($Th = 10^{-2}$, 10^{-3} y 10^{-4}).

Es interesante también comparar el rendimiento del sistema frente al esquema de tasa fija. En la figura 5.20, se muestran los resultados para diferentes umbrales de BER ($Th = 10^{-2}$, 10^{-3} , 10^{-4} y 10^{-6}). Se puede comprobar que ahora las

ganancias del sistema adaptativo con respecto al de tasa fija son considerables, pues mantienen valores comprendidos entre 5 dB y 2,5 dB para 1 y 2 BPS. Además, la tasa máxima de 4 BPS es alcanzada, en todos los casos, a unos valores de SNR del canal muy cercanos a los del sistema de tasa fija.

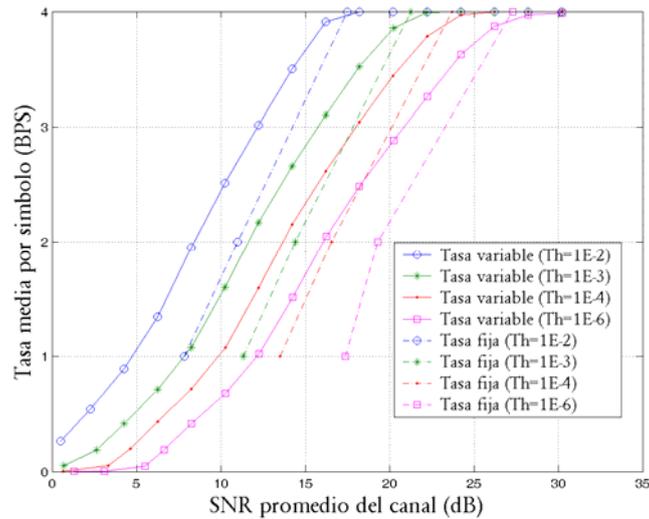


Figura 5.20. Rendimiento del esquema adaptativo mejorado frente al de tasa fija

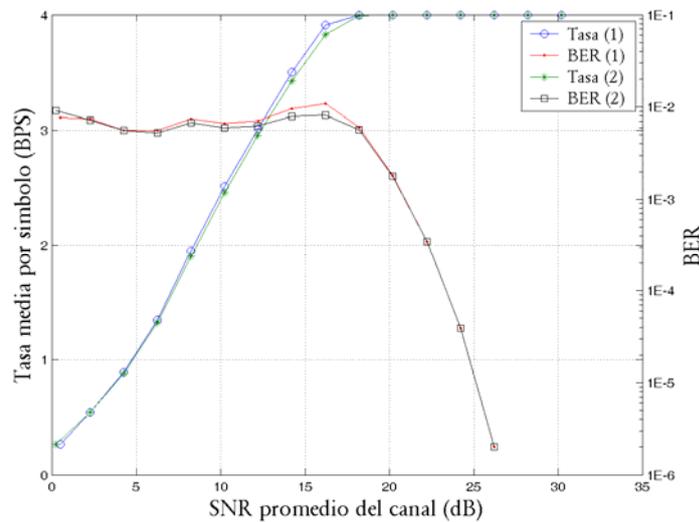


Figura 5.21. Rendimiento del esquema adaptativo mejorado para un valor máximo de BER permitido de 10^{-2} (sistema "1"), comparado con los resultados obtenidos con el mismo esquema en una situación ideal en la que se tiene perfecto conocimiento de la respuesta del canal y de los símbolos transmitidos (sistema "2").

Por último, en la figura 5.21 se muestra el rendimiento del sistema comparado con el caso de darse, para el mismo sistema, una situación ideal de perfecto conocimiento de la respuesta del canal y de los símbolos transmitidos. El sistema no ideal utiliza diez secuencias de entrenamiento para estimar la respuesta del canal, mientras que el BER máximo permitido, para ambos sistemas, es 10^{-2} . Puede observarse un comportamiento prácticamente idéntico de ambos sistemas, lo que implica un buen rendimiento del primero, a pesar de tener que estimar la respuesta del canal y deducir cuáles son los símbolos transmitidos. Obsérvese también que, ante una situación ideal, el sistema nunca supera el máximo BER permitido (10^{-2}), lo que demuestra que la implementación del algoritmo de selección de modos de modulación es adecuada. De igual forma, aunque el sistema no ideal presenta un BER que en algunos casos rebasa dicho límite, la desviación por encima del mismo es tan pequeña que se puede considerar que su funcionamiento es más que aceptable.

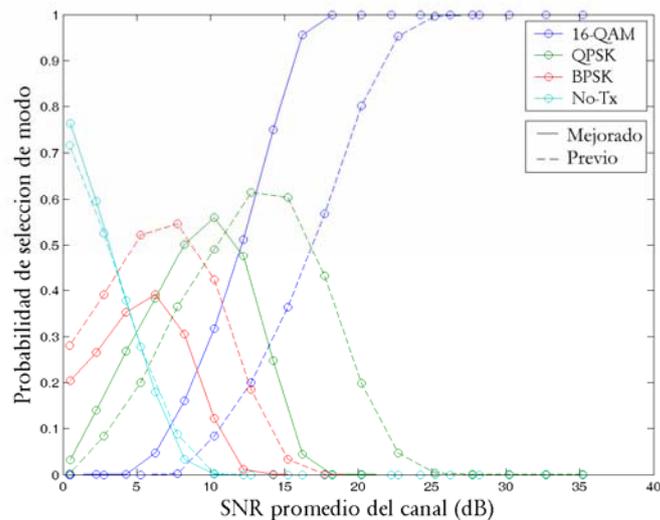
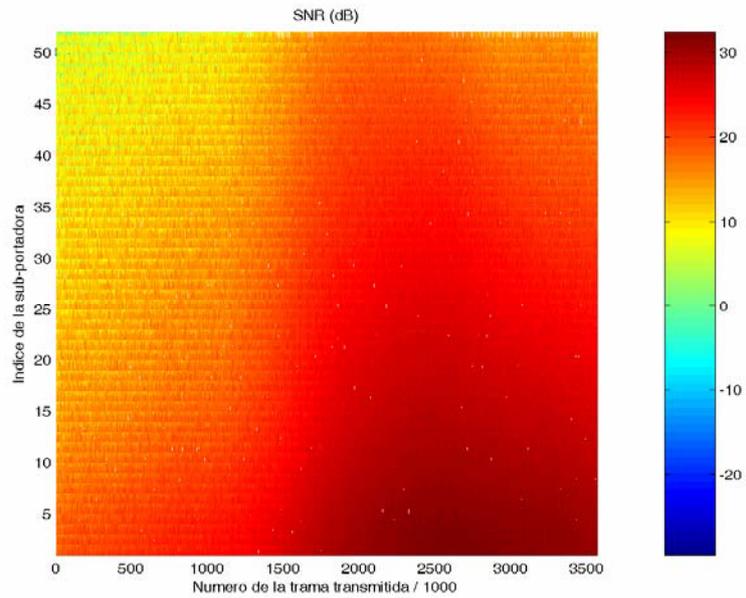


Figura 5.22. Probabilidad de selección de modos frente a la SNR promedio del canal por el esquema QAM mejorado (líneas continuas) y el esquema QAM previo (líneas discontinuas) dado un umbral de BER de 10^{-2} .

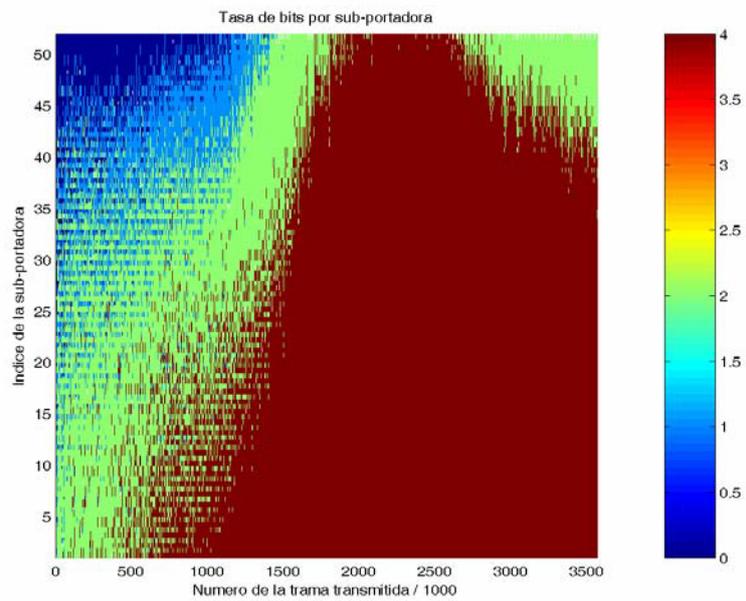
Con la idea de profundizar en el comportamiento del algoritmo de selección de modos de modulación, en la figura 5.22 se muestra la probabilidad de seleccionar un modo determinado, 16-QAM, QPSK, BPSK o “no transmisión” (No-Tx), frente a la relación señal a ruido promedio del canal. En la figura se contraponen los resultados para el nuevo esquema mejorado y el esquema previo. El umbral de BER máximo permitido fue 10^{-2} . Puede observarse que el esquema mejorado tiende a seleccionar modos con mayor número de bits que el esquema previo, lo que se traduce en un desplazamiento relativo de las

curvas de selección de modos con respecto a las obtenidas por el sistema previo, llevando a un incremento considerable de la tasa del símbolo promedio. Por otro lado, el número de subportadoras “desactivadas” es muy similar en ambos casos, lo que implica que en la mayoría de los casos los incrementos de modo realizados por el sistema mejorado se producen en subportadoras que tienen un modo distinto de “no transmisión”. Esto es lógico puesto que el algoritmo tiende a incrementar los modos que mayor incremento en la tasa de símbolo producen, al menor coste en cuanto a incremento del BER. Así, se observa que los incrementos de BPSK a QPSK se ven muy favorecidos, puesto que el incremento producido en el BER con esta elección es inferior al incremento de BER por bit debido a un cambio de QPSK a 16-QAM. Este es el motivo de que BPSK tenga tan poca probabilidad de ser seleccionada, comparada con QPSK, y de que este modo desaparezca a valores relativamente bajos de la relación señal a ruido del canal. Esto se hace más evidente si comparamos las alturas relativas de estos dos modos con la que presentan cuando se utiliza el esquema previo de selección. Obsérvese que la pérdida de altura del modo BPSK es considerable cuando se hace uso del esquema mejorado.

Resulta de interés observar cómo el esquema adaptativo selecciona los modos en función de la SNR promedio del canal existente en cada momento. En la figura 5.23 se muestra la evolución de la SNR del canal a lo largo del tiempo y la selección de modos realizada por el esquema adaptativo. Se ha supuesto una tasa de símbolo OFDM de 1 Msímbolo/s, y un receptor desplazándose a una velocidad de 2 m/s por el pasillo del laboratorio representado en la figura 4.14. La respuesta en frecuencia del canal para distintas posiciones del receptor es la que se muestra en la figura 5.10. Se puede observar que, para un receptor desplazándose a una velocidad correspondiente a la de una persona caminando, el cambio en la respuesta en frecuencia del canal, reflejada en la relación señal a ruido existente para cada una de las subportadoras, es muy lenta. De la figura 5.23 se desprende que se pueden transmitir miles de tramas OFDM sin que se produzcan cambios importantes en la respuesta del canal. Es interesante observar también como la evolución en la tasa de símbolo por subportadora presenta un aspecto similar a la evolución de su relación señal a ruido. Dicho de otro modo, se pone claramente de manifiesto una absoluta adaptabilidad del sistema a los cambios en la respuesta del canal. Esta propiedad que tienen los sistemas OFDM de dividir el canal en múltiples sub-canales de banda muy estrecha, los cuales apenas presentan dispersión, y buscar los modos de modulación más adecuados en función de las relaciones señal a ruido de dichos sub-canales, es la que les posibilita alcanzar una eficiencia espectral muy cercana a la máxima. Aquí radica el gran potencial de los sistemas OFDM, puesto que ningún sistema de portadora única es capaz de adaptarse de esta manera a las características espectrales del canal.



(a)



(b)

Figura 5.23. Evolución de la SNR del canal a lo largo del tiempo y selección del modo para las subportadoras realizada por el esquema QAM adaptativo.

OFDM sobre canales ópticos no guiados en entornos con múltiples usuarios

El sistema OFDM óptico presentado en el capítulo anterior está pensado para entornos con un único usuario transmisor y uno o varios receptores. Sin embargo, en una aplicación real, como puede ser una red de área local inalámbrica, coexistirán normalmente múltiples usuarios transmisores compartiendo el canal óptico de comunicación. La técnica OFDM ofrece una gran flexibilidad a la hora de repartir el medio de transmisión entre múltiples usuarios, puesto que pueden utilizarse, en conjunción con la misma, técnicas de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA, *Time Division Multiple Access*), por división de frecuencia (FDMA, *Frequency Division Multiple Access*) [Wong99] o por división de código (CDMA, *Code Division Multiple Access*) tales como MC-CDMA, MC-DS-CDMA o MT-CDMA [Hara97]. En todas estas técnicas, cada usuario sufre una pérdida considerable de eficiencia espectral debido al proceso de reparto del canal o a la introducción de codificación para disminuir la interferencia multiusuario (MUI, *Multi-User Interference*), como ocurre en el caso de CDMA.

En los últimos años, se ha suscitado un gran interés en lo que se denomina acceso múltiple por división de espacio (SDMA, *Space Division Multiple Access*) [Thoen03, Zelst04, Yang05]. Los sistemas SDMA explotan las características espaciales únicas que presentan las transmisiones de un usuario con respecto al resto. De manera similar a como hacen los códigos de ensanche en un sistema CDMA, la respuesta al impulso del canal (CIR, *Channel Impulse Response*) afecta a la señal transmitida, puesto que se convoluciona con ella. Por tanto, siempre que se posea una estimación suficientemente precisa de la respuesta del canal, que además es única aunque no ortogonal con respecto a las CIR's de otros usuarios vistas por el mismo receptor, ésta podrá ser utilizada para identificar unívocamente las transmisiones de dicho usuario y, en definitiva, soportar múltiples usuarios utilizando el mismo ancho de banda. En el contexto de sistemas SDMA-OFDM, para permitir la separación de las señales transmitidas por cada usuario, se pueden aplicar técnicas de detección multiusuario (MUD, *Multi-User Detection*) subportadora a subportadora, como las utilizadas por los sistemas CDMA (LS, MMSE, SIC, PIC o ML) [Hanzo03].

En este capítulo se realiza una introducción teórica a las diferentes técnicas de detección multiusuario utilizadas por los sistemas SDMA, aplicadas en

conjunción con la técnica OFDM. Asimismo, se propone un sistema OFDM óptico para comunicaciones ante la presencia de múltiples usuarios, que hace uso de técnicas de detección lineal tales como LS o MMSE en conjunción con técnicas de recepción en diversidad angular. Finalmente, se describen los resultados obtenidos con este sistema, donde se observa un rendimiento del mismo incluso superior al del sistema OFDM óptico descrito en el capítulo anterior en situaciones de baja o media carga, es decir, cuando el número de usuarios es inferior al máximo permitido por el sistema, lo que evidentemente se consigue a costa de una mayor complejidad de implementación.

6.1. Acceso múltiple por división de espacio (SDMA)

En la figura 6.1 se muestra la estructura de un sistema SDMA-MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), donde se tienen L usuarios transmitiendo simultáneamente y un receptor que hace uso de técnicas de diversidad angular en recepción (P detectores). El vector de señales complejas $\mathbf{x}[n,k]$ recibido por el *array* de detectores de P ramas, correspondiente a la subportadora k -ésima para el símbolo OFDM n -ésimo, está constituido por la superposición de las señales distorsionadas asociadas a los L usuarios que comparten el mismo medio de transmisión. Asimismo, la señal está afectada por ruido gaussiano en cada una de las ramas detectoras. A partir de ahora, los índices $[n,k]$ serán omitidos en la notación para hacer la discusión más clara, con lo que se tiene que:

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6.1)$$

donde el vector de las señales recibidas $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, el vector de las señales transmitidas $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ y el vector de ruido $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, vienen dados por:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= (x_1, x_2, \dots, x_p)^T \\ \mathbf{s} &= (s^{(1)}, s^{(2)}, \dots, s^{(L)})^T \\ \mathbf{n} &= (n_1, n_2, \dots, n_p)^T \end{aligned} \quad (6.2)$$

La matriz que contiene los factores de transferencia del canal en el dominio de la frecuencia $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{P \times L}$ está constituida por el conjunto de vectores de factores de transferencia del canal $\mathbf{H}^{(l)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, $l = 1, \dots, L$, para cada uno de los L usuarios:

$$\mathbf{H} = (\mathbf{H}^{(1)}, \mathbf{H}^{(2)}, \dots, \mathbf{H}^{(L)}) \quad (6.3)$$

cada uno de los cuales contiene los factores de transferencia en el dominio de la frecuencia entre cada emisor asociado a un usuario particular l y las diferentes ramas detectoras $p = 1, \dots, P$:

$$\mathbf{H}^{(l)} = \left(H_1^{(l)}, H_2^{(l)}, \dots, H_P^{(l)} \right)^T \quad (6.4)$$

Se considerará que la señal compleja de datos $s^{(l)}$ transmitida por el usuario l -ésimo tiene una potencia media σ_1^2 , y el ruido (AWGN) n_p , en la rama detectora p -ésima, exhibe media cero y varianza σ_n^2 .

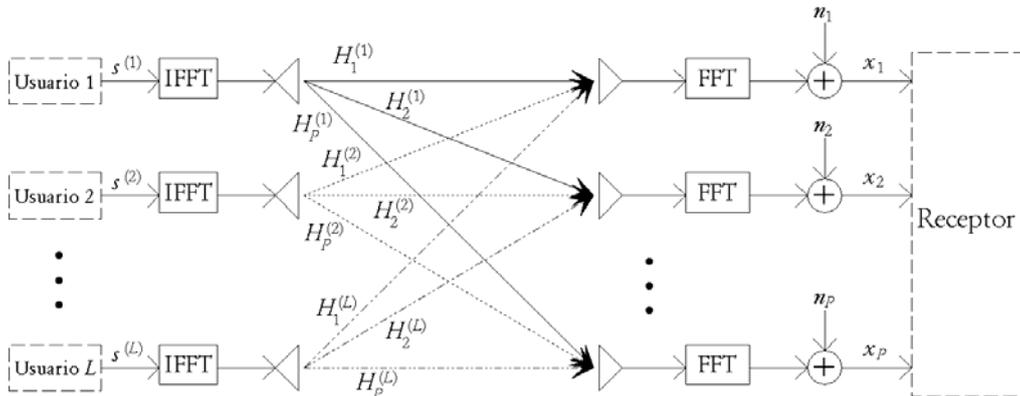


Figura 6.1. Esquema de un sistema SDMA-MIMO, compuesto por L emisores y un receptor de P ramas detectoras (diversidad angular).

6.1.1. Detector óptimo

Desde un punto de vista estadístico, el detector óptimo, si se usa como criterio de decisión el de máxima probabilidad *a posteriori* (MAP) y se considera a todos los símbolos igualmente probables de ser transmitidos, es el de *máxima probabilidad* (ML, *Maximum Likelihood*) [Proakis01]. La señal de entrada al detector, que viene dada por la expresión (6.1), es una muestra de una distribución gaussiana compleja multivariable de dimensión L , teniendo un vector de medias dado por $\mathbf{H}\mathbf{s}$ y una matriz de covarianza $\mathbf{R}_n \in \mathbb{C}^{P \times P}$, estando esta última dada por:

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{E} \{ \mathbf{n}\mathbf{n}^H \} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (6.5)$$

donde \mathbf{I} representa la matriz identidad, lo que implica que las diferentes contribuciones de ruido no están correladas. En la expresión anterior, \mathbf{n}^H denota la matriz adjunta o traspuesta conjugada de la matriz \mathbf{n} . La función de distribución gaussiana compleja multivariable puede expresarse como:

$$\begin{aligned}
f(\mathbf{x}|\mathbf{s},\mathbf{H}) &= \frac{1}{\pi^p |\mathbf{R}_n|} \exp\left(-(\mathbf{x}-\mathbf{H}\mathbf{s})^H \mathbf{R}_n^{-1} (\mathbf{x}-\mathbf{H}\mathbf{s})\right) \\
&= \frac{1}{\pi^p (\sigma_n^2)^p} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \|\mathbf{x}-\mathbf{H}\mathbf{s}\|_2^2\right)
\end{aligned} \tag{6.6}$$

Nótese que $P(\mathbf{x}|\mathbf{s},\mathbf{H}) = f(\mathbf{x}|\mathbf{s},\mathbf{H})$ representa la probabilidad *a priori* de que el vector \mathbf{x} sea recibido por las ramas detectoras bajo la condición de que el vector \mathbf{s} fue transmitido por los diferentes usuarios sobre el canal caracterizado por la matriz \mathbf{H} .

El detector ML encuentra el vector de dimensión L más probable de haber sido transmitido del conjunto de M_C^L vectores posibles, donde M_C es el número de puntos de la constelación asociada al modo de modulación específico utilizado. De manera formal, la detección ML está basada en la idea de maximizar la probabilidad *a posteriori* $P(\mathbf{s}|\mathbf{x},\mathbf{H})$ de que el vector $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ de símbolos asociado a los diferentes usuarios – el cual se corresponde con alguno de los vectores de prueba del conjunto \mathcal{M}^L – fue transmitido sobre el canal SDMA-MIMO caracterizado por la matriz $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{p \times L}$ bajo la condición de que el vector $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{p \times 1}$ fue recibido en las ramas detectoras. Este proceso de maximización puede expresarse como:

$$\mathbf{s}_{ML} = \arg \max_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L} P(\mathbf{s}|\mathbf{x},\mathbf{H}) \tag{6.7}$$

donde el conjunto de vectores de prueba viene dado por:

$$\mathcal{M}^L = \left\{ \mathbf{s} = \begin{pmatrix} \mathbf{s}^{(1)} \\ \mathbf{M} \\ \mathbf{s}^{(L)} \end{pmatrix} \middle| \frac{\mathbf{s}^{(1)}}{\sigma_1} \in \mathcal{K}, \frac{\mathbf{s}^{(L)}}{\sigma_L} \in \mathcal{M}_c \right\} \tag{6.8}$$

siendo $\sigma_1 = \sqrt{\sigma_1^2}$ la desviación estándar asociada al usuario l -ésimo, mientras \mathcal{M}_c denota el conjunto de puntos de la constelación asociada con el modo de modulación específico utilizado.

El procedimiento de maximización partiendo de (6.7) requiere el conocimiento de las probabilidades *a posteriori* $P(\mathbf{s}|\mathbf{x},\mathbf{H})$, $\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L$, las cuales pueden obtenerse a partir de las probabilidades *a priori* $P(\mathbf{x}|\mathbf{s},\mathbf{H})$ con la ayuda del teorema de Bayes:

$$P(\mathbf{s}|\mathbf{x}, H) = P(\mathbf{x}|\mathbf{s}, H) \frac{P(\mathbf{s})}{P(\mathbf{x})} \quad (6.9)$$

donde se asume que todos los vectores de símbolos tienen la misma probabilidad de ser transmitidos, es decir, tenemos que $P(\mathbf{s}) = \frac{1}{M^L} = \text{cte.}$, y para la probabilidad total $P(\mathbf{x})$ se tiene:

$$P(\mathbf{x}) = \sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L} P(\mathbf{x}|\mathbf{s}, H) P(\mathbf{s}) = \text{cte.} \quad (6.10)$$

lo cual se obtiene por el simple hecho de que la suma de todas las probabilidades es la unidad:

$$\sum_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L} P(\mathbf{x}|\mathbf{s}, H) = 1 \quad (6.11)$$

Sustituyendo (6.9) en (6.7), y teniendo en cuenta que $P(\mathbf{s}) = \text{cte.}$, al igual que $P(\mathbf{x}) = \text{cte.}$ para todo $\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L$, se obtiene que:

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L} P(\mathbf{s}|\mathbf{x}, H) \Leftrightarrow \hat{\mathbf{s}}_{ML} = \arg \max_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L} P(\mathbf{x}|\mathbf{s}, H) \quad (6.12)$$

donde $P(\mathbf{x}|\mathbf{s}, H) = f(\mathbf{x}|\mathbf{s}, H)$ viene dada por la ecuación (6.6). Nótese que maximizar $f(\mathbf{x}|\mathbf{s}, H)$ es equivalente a minimizar la distancia euclídea $\|\mathbf{x} - H\mathbf{s}\|_2^2 \quad \forall \mathbf{s} \in \mathcal{M}^L$, y por tanto se tiene que:

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L} P(\mathbf{s}|\mathbf{x}, H) \Leftrightarrow \hat{\mathbf{s}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{M}^L} \|\mathbf{x} - H\mathbf{s}\|_2^2 \quad (6.13)$$

Es importante destacar que la complejidad asociada a evaluar (6.13) puede ser potencialmente excesiva, dependiendo del número M^L de vectores de prueba contenidos en el conjunto \mathcal{M}^L . Por ese motivo aparecen un conjunto de técnicas de detección subóptimas que intentan reducir la dimensión del proceso de clasificación. Específicamente, en el caso de las técnicas de detección LS (*Least-Squares*) y MMSE (*Minimum Mean-Square Error*), una primera estimación lineal de las señales transmitidas por los diferentes usuarios son proporcionadas a partir de la combinación de las señales recibidas por las diferentes ramas detectoras (ver figura 6.2). Posteriormente, las señales de salida correspondientes a cada uno de los L usuarios pueden ser demoduladas separadamente. Esto provoca que el problema de clasificación se reduzca a un número L de clasificaciones

individuales, cada una de ellas teniendo una dimensión M_c . Evidentemente, esto se consigue a través de una degradación del BER, lo que está asociado con el hecho de ignorar la interferencia residual que contamina las señales de salida de los combinadores lineales.

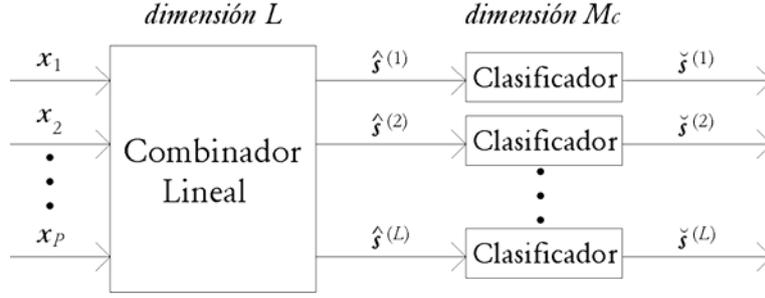


Figura 6.2. Estructura de un detector lineal

Existen técnicas de combinación no lineal, siendo los detectores SIC (*Successive Interference Cancellation*) y PIC (*Parallel Interference Cancellation*) los más representativos, lo cuales dan lugar a una significativa mejora del BER a costa de una mayor complejidad, aunque no los trataremos en este trabajo.

6.1.2. Caracterización de la señal de salida del combinador lineal

Una estimación $\hat{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ del vector \mathbf{s} de las señales transmitidas por los L usuarios es generada mediante la combinación lineal de las señales recibidas por los P elementos detectores en el receptor, con la ayuda de una matriz de pesos $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{P \times L}$, resultando en:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}^H \mathbf{x} \quad (6.14)$$

Para la componente asociada al usuario l -ésimo se tiene:

$$\hat{s}^{(l)} = \mathbf{w}^{(l)H} \mathbf{x} = \mathbf{w}^{(l)H} (\mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}) = \mathbf{w}^{(l)H} \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{s}^{(l)} + \mathbf{w}^{(l)H} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l}}^L \mathbf{H}^{(i)} \mathbf{s}^{(i)} + \mathbf{w}^{(l)H} \mathbf{n} \quad (6.15)$$

donde el vector de pesos $\mathbf{w}^{(l)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ se corresponde con la columna l -ésima de la matriz de pesos \mathbf{W} . Observando la ecuación (6.15), se puede comprobar que la señal de salida del combinador está constituida por tres componentes aditivas, la contribución asociada al usuario deseado, las contribuciones residuales de los usuarios interferentes y la relativa al ruido (AWGN):

$$\hat{\mathbf{s}}_s^{(l)} = \mathbf{w}^{(l)H} \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{s}^{(l)} \quad (6.16)$$

$$\hat{\mathbf{S}}_I^{(1)} = \mathbf{w}^{(1)H} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq 1}}^L \mathbf{H}^{(i)} \mathbf{s}^{(i)} \quad (6.17)$$

$$\hat{\mathbf{S}}_N^{(1)} = \mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{n} \quad (6.18)$$

Estas contribuciones pueden caracterizarse en términos de sus varianzas, teniéndose para la señal detectada del usuario deseado:

$$\sigma_S^{(1)2} = \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{S}}_S^{(1)H} \hat{\mathbf{S}}_S^{(1)} \right\} = \mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,S}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)} \quad (6.19)$$

donde

$$\mathbf{R}_{a,S}^{(1)} = \sigma_I^2 \mathbf{H}^{(1)H} \mathbf{H}^{(1)} \in \mathbb{R}^{P \times P} \quad (6.20)$$

es la matriz de autocorrelación de la señal del usuario deseado. Para la varianza de la contribución de los usuarios interferentes vendrá dada por:

$$\sigma_I^{(1)2} = \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{S}}_I^{(1)H} \hat{\mathbf{S}}_I^{(1)} \right\} = \mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,I}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)} \quad (6.21)$$

donde

$$\mathbf{R}_{a,I}^{(1)} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq 1}}^L \sigma_i^2 \mathbf{H}^{(i)H} \mathbf{H}^{(i)} \in \mathbb{R}^{P \times P} \quad (6.22)$$

es la matriz de autocorrelación de las señales de los usuarios interferentes. Finalmente, para la varianza del ruido residual se tiene:

$$\sigma_N^{(1)2} = \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{S}}_N^{(1)H} \hat{\mathbf{S}}_N^{(1)} \right\} = \mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,N} \mathbf{w}^{(1)} \quad (6.23)$$

donde

$$\mathbf{R}_{a,N} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \in \mathbb{R}^{P \times P} \quad (6.24)$$

es la matriz diagonal de correlación del ruido. Para llegar a la expresión (6.24) se ha supuesto que las contribuciones de ruido en cada uno de los elementos detectores no están correladas.

A partir de las definiciones de varianzas previas, se pueden introducir diferentes medidas para especificar la calidad de la señal de salida del combinador

lineal. Estas son la relación señal a interferencia más ruido (SINR, *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*) a la salida del combinador:

$$\text{SINR}^{(1)} = \frac{\sigma_S^{(1)2}}{\sigma_I^{(1)2} + \sigma_N^{(1)2}} = \frac{\mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,S}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)}}{\mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,I+N}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)}} = \frac{\mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,S}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)}}{\mathbf{w}^{(1)H} (\mathbf{R}_{a,I}^{(1)} + \mathbf{R}_{a,N}^{(1)}) \mathbf{w}^{(1)}} \quad (6.25)$$

la relación señal a interferencia (SIR, *Signal-to-Interference Ratio*):

$$\text{SIR}^{(1)} = \frac{\sigma_S^{(1)2}}{\sigma_I^{(1)2}} = \frac{\mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,S}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)}}{\mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,I}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)}} \quad (6.26)$$

y la relación señal a ruido (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*):

$$\text{SNR}^{(1)} = \frac{\sigma_S^{(1)2}}{\sigma_N^{(1)2}} = \frac{\mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,S}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)}}{\mathbf{w}^{(1)H} \mathbf{R}_{a,N}^{(1)} \mathbf{w}^{(1)}} \quad (6.27)$$

6.1.3. Detector de error de mínimos cuadrados (LS, *Least-Squares Error Detector*)

El detector de error de mínimos cuadrados (LS, *Least-Squares*), denominado también combinador de forzado a cero (ZF, *Zero-Forcing*), intenta recuperar el vector $\mathbf{s}[n,k]$ de las señales transmitidas por los L usuarios, para la subportadora k -ésima del símbolo OFDM n -ésimo, independientemente de la calidad de la señal en términos de la relación señal a ruido en los detectores. Asumiendo un perfecto conocimiento de la matriz de transferencia \mathbf{H} del canal, una posible estimación $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ del vector de señales recibidas por los P elementos detectores del receptor, para una determinada subportadora, es la siguiente:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{H} \hat{\mathbf{s}} \quad (6.28)$$

donde $\hat{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ es una estimación del vector de señales transmitidas por los L usuarios, las cuales se desean recuperar.

El error de la estimación $\Delta \hat{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ en el dominio de la señal recibida puede expresarse como:

$$\Delta \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{H} \hat{\mathbf{s}} \quad (6.29)$$

Por consiguiente, el error cuadrático $\|\Delta \hat{\mathbf{x}}\|_2^2 \in \mathbb{R}$ viene dado por el producto escalar del vector de errores de estimación LS formulado según (6.29):

$$\|\Delta\hat{\mathbf{x}}\|_2^2 = \Delta\hat{\mathbf{x}}^H \Delta\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^H \mathbf{x} - 2\Re\{\hat{\mathbf{s}}^H \mathbf{p}_{LS}\} + \hat{\mathbf{s}}^H \mathbf{Q}_{LS} \hat{\mathbf{s}} \quad (6.30)$$

donde el vector de correlación cruzada $\mathbf{p}_{LS} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ está dado por:

$$\mathbf{p}_{LS} = \mathbf{H}^H \mathbf{x} \quad (6.31)$$

mientras que la matriz de autocorrelación $\mathbf{Q}_{LS} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ viene dada por:

$$\mathbf{Q}_{LS} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \quad (6.32)$$

Una forma estándar de determinar el vector deseado $\hat{\mathbf{s}}$ que representa una estimación de las señales transmitidas por los L usuarios consiste en minimizar el error cuadrático dado por la ecuación (6.30). Esto puede realizarse teniendo en cuenta que, en el punto óptimo de operación asociado con el hecho de que la matriz de pesos tenga los valores de pesos óptimos, el gradiente conjugado $\nabla^* = \frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{s}}^*} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ de $\|\Delta\hat{\mathbf{x}}\|_2^2$ con respecto a $\hat{\mathbf{s}}$ es igual a cero, lo que puede expresarse de la siguiente manera:

$$\|\Delta\hat{\mathbf{x}}\|_2^2 = \text{M in.} \Leftrightarrow \nabla^* \|\Delta\hat{\mathbf{x}}\|_2^2 = \mathbf{0} \quad (6.33)$$

Teniendo en cuenta que el gradiente con respecto al primer término de la parte derecha de la igualdad de la ecuación (6.30) es igual a cero, mientras que el gradiente con respecto al segundo término cumple que $\frac{\partial}{\partial z^*} \Re\{z^H \mathbf{a}\} = \frac{1}{2} \mathbf{a}$ para vectores complejos \mathbf{z} y \mathbf{a} , y que además para el último término tenemos que $\frac{\partial}{\partial z^*} z^H \mathbf{R} z = \mathbf{R} z$ cuando \mathbf{R} es una matriz hermítica, se llega a que:

$$\mathbf{Q}_{LS} \hat{\mathbf{s}}_{LS} = \mathbf{p}_{LS} \Leftrightarrow \hat{\mathbf{s}}_{LS} = \mathbf{Q}_{LS}^{-1} \mathbf{p}_{LS} \quad (6.34)$$

Sustituyendo (6.31) y (6.32) en la expresión anterior, se obtiene:

$$\hat{\mathbf{s}}_{LS} = \mathbf{P}_{LS} \mathbf{x} \quad (6.35)$$

donde la matriz de proyección $\mathbf{P}_{LS} \in \mathbb{C}^{L \times P}$ viene dada por:

$$\mathbf{P}_{LS} = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \quad (6.36)$$

La matriz \mathbf{P}_{LS} proyecta el vector \mathbf{x} de las señales recibidas por los P elementos detectores en el subespacio columna de la matriz característica del canal \mathbf{H} . Si se compara (6.35) con (6.14), se llega a que la estimación por el método de mínimos cuadrados basada en la matriz de pesos $\mathbf{W}_{LS} \in \mathbb{R}^{P \times L}$ está dada por:

$$\mathbf{W}_{LS} = \mathbf{P}_{LS}^H = \mathbf{H} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \quad (6.37)$$

mientras que el vector de pesos asociado al usuario l -ésimo $w_{LS}^{(l)}$, que se corresponde con la columna l -ésima de la matriz \mathbf{W}_{LS} puede expresarse como:

$$w_{LS}^{(l)} = \mathbf{H} \text{col}^{(l)} \{ (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \} \quad (6.38)$$

donde $\text{col}^{(l)} \{ \mathbf{X} \}$ denota el vector columna l -ésimo de la matriz \mathbf{X} . La matriz de proyección de la ecuación (6.36) es también conocida como pseudoinversa de Moore-Penrose o inversa generalizada de \mathbf{H} , lo que se denota por \mathbf{H}^\dagger . Una condición suficiente para su existencia es que las L columnas de la matriz \mathbf{H} sean linealmente independientes, lo cual implica que debe cumplirse que $\text{rango}(\mathbf{H}) = L$. Una condición necesaria para que esto ocurra es que el número P de filas de \mathbf{H} sea igual o mayor que el número L de columnas, esto es $P \geq L$. Esto implica que el máximo número de usuarios transmitiendo simultáneamente que pueden ser soportados por el detector LS debe ser inferior o igual al número P de elementos detectores en el receptor.

Finalmente, el error cuadrático de la estimación formulado según (6.30), asociado con el vector $\hat{\mathbf{s}}_{LS}$ de las estimaciones LS de la señal dadas por (6.35), vendrá dado por:

$$\|\Delta \hat{\mathbf{x}}\|_2^2 = \mathbf{x}^H \mathbf{x} - \mathbf{p}_{LS}^H \hat{\mathbf{s}}_{LS} \quad (6.39)$$

El error cuadrático medio de la estimación en el dominio de las señales transmitidas puede ser evaluado partiendo del hecho de que la estimación LS, $\hat{\mathbf{s}}_{LS}$, del vector de la señal transmitida \mathbf{s} por los L usuarios es una versión de ésta contaminada por ruido:

$$\hat{\mathbf{s}}_{LS} = \mathbf{s} + \mathbf{P}_{LS} \mathbf{n} \quad (6.40)$$

Nótese que el vector \mathbf{s} de señales transmitidas puede ser recuperado independientemente de la amplificación del ruido en la que se incurra, lo que da lugar al uso del término de combinador de forzado a cero (ZF). Como $\mathbb{E}\{\hat{\mathbf{s}}_{LS}\} = \mathbf{s}$,

el vector $\hat{\mathbf{s}}_{LS}$ recibe el nombre de estimación insesgada de \mathbf{s} . Específicamente, el vector $\hat{\mathbf{s}}_{LS}$ es una muestra de una distribución gaussiana compleja multivariable de dimensión L , con vector de medias \mathbf{s} y matriz de covarianza $\mathbf{R}_{\Delta\hat{\mathbf{s}}_{LS}} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ dada por:

$$\mathbf{R}_{\Delta\hat{\mathbf{s}}_{LS}} = \mathbb{E}\left\{(\mathbf{P}_{LS}\mathbf{n})(\mathbf{P}_{LS}\mathbf{n})^H\right\} = \sigma_n^2 (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \quad (6.41)$$

donde se ha utilizado la expresión (6.36) y se ha explotado el hecho de que $\mathbb{E}\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}$. El promedio del error cuadrático medio (MSE) de la estimación evaluado en el dominio de las señales transmitidas viene dado por:

$$\overline{\text{MSE}}_{LS} = \frac{1}{L} \text{traza}(\mathbf{R}_{\Delta\hat{\mathbf{s}}_{LS}}) = \frac{1}{L} \sigma_n^2 \text{traza}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \quad (6.42)$$

Por otro lado, el mínimo MSE asociado al usuario l -ésimo está dado por el l -ésimo elemento de la diagonal de la matriz $\mathbf{R}_{\Delta\hat{\mathbf{s}}_{LS}}$ dada por la ecuación (6.41):

$$\text{MSE}_{LS}^{(l)} = \sigma_n^2 \mathbf{w}_{LS}^{(l)H} \mathbf{w}_{LS}^{(l)} = \sigma_n^2 (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}_{[l,l]} \quad (6.43)$$

6.1.4. Detector de mínimo error cuadrático medio (MMSE, *Minimum Mean-Square Error Detector*)

Contrariamente al combinador LS, el detector de mínimo error cuadrático medio (MMSE) asociado con el combinador MMSE explota la disponibilidad del conocimiento estadístico concerniente a las señales transmitidas por los diferentes usuarios, así como del relacionado con el ruido AWGN en los elementos detectores del receptor.

En contraste con la función de coste dada por (6.30) para el combinador LS, la función de coste empleada aquí refleja la calidad de los pesos del combinador en el dominio de las señales transmitidas. El vector $\Delta\hat{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ de los errores de estimación para los L usuarios evaluado en el dominio de las señales transmitidas puede definirse como:

$$\Delta\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}} = \mathbf{s} - \mathbf{W}^H \mathbf{x} \quad (6.44)$$

La matriz de autocorrelación del error de estimación $\mathbf{R}_{\Delta\hat{\mathbf{s}}} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ está dada por:

$$\mathbf{R}_{\Delta\hat{\mathbf{s}}} = \mathbb{E}\left\{\Delta\hat{\mathbf{s}}\Delta\hat{\mathbf{s}}^H\right\} = \mathbf{P} - \mathbf{R}_c^H \mathbf{W} - \mathbf{W}^H \mathbf{R}_c + \mathbf{W}^H \mathbf{R}_a \mathbf{W} \quad (6.45)$$

donde la matriz de correlación cruzada $R_c \in \mathbb{R}^{P \times L}$ de las señales transmitidas y recibidas está definido como:

$$R_c = E\{\mathbf{x}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{P} \quad (6.46)$$

De manera similar, para la matriz de autocorrelación $R_a \in \mathbb{R}^{P \times P}$ de las señales recibidas se tiene:

$$R_a = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} = \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \mathbf{H}^{(l)} \mathbf{H}^{(l)H} + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (6.47)$$

Nótese que se trata claramente de la suma de las matrices de autocorrelación $R_{a,S}$, $R_{a,I}$ y $R_{a,N}$, dadas por las ecuaciones (6.20), (6.22) y (6.24). La matriz $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{L \times L}$ es la matriz diagonal asociada a las potencias de transmisión o varianzas de las señales de los diferentes usuarios:

$$\mathbf{P} = \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_L^2) \quad (6.48)$$

Para llegar a las expresiones (6.46) y (6.47), se ha explotado el hecho de que $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{P}$, así como que $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma_n^2\mathbf{I}$ y que $E\{\mathbf{s}\mathbf{n}^H\} = 0$. El error cuadrático medio total de la estimación $\|\Delta\hat{\mathbf{s}}\|_2^2 \in \mathbb{R}$ acumulado para los diferentes usuarios está dado por:

$$E\{\|\Delta\hat{\mathbf{s}}\|_2^2\} = \text{traza}(R_{\Delta\hat{\mathbf{s}}}) = \text{traza}(\mathbf{P}) - \text{traza}(\mathbf{R}_c^H \mathbf{W}) - \text{traza}(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_c) + \text{traza}(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_a \mathbf{W}) \quad (6.49)$$

De manera similar a como se ha hecho para el combinador LS, la matriz \mathbf{W} de pesos óptimos puede determinarse teniendo en cuenta que, cuando $E\{\|\Delta\hat{\mathbf{s}}\|_2^2\}$ de la ecuación (6.49) es minimizado, su gradiente conjugado evaluado con respecto a la matriz de pesos \mathbf{W} es idéntico a la matriz cero. Por tanto, la matriz $\mathbf{W}_{MMSE} \in \mathbb{R}^{P \times L}$ de pesos óptimos viene dada por:

$$\mathbf{R}_a \mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{R}_c \Leftrightarrow \mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{R}_c \quad (6.50)$$

lo que se traduce en:

$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2\mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}\mathbf{P} \quad (6.51)$$

Para llegar al resultado anterior se ha explotado el hecho de que, al derivar el gradiente conjugado, el primer término de la ecuación (6.49) tiene contribución cero, mientras que los restantes términos fueron evaluados sabiendo que $\frac{\partial \text{traza}(\mathbf{A}\mathbf{X}\mathbf{B})}{\partial \bar{\mathbf{X}}^*} = 0$, así como que $\frac{\partial \text{traza}(\mathbf{A}\mathbf{X}^H\mathbf{B})}{\partial \bar{\mathbf{X}}^*} = \mathbf{B}\mathbf{A}$ y $\frac{\partial \text{traza}(\mathbf{X}^H\mathbf{A}\mathbf{X}\mathbf{B})}{\partial \bar{\mathbf{X}}^*} = \mathbf{A}\mathbf{X}\mathbf{B}$ para las matrices complejas \mathbf{A} , \mathbf{B} y \mathbf{X} . Nótese que la ecuación (6.51) puede describirse como:

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}\mathbf{P}_{\text{SNR}}\mathbf{H}^H + \mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}\mathbf{P}_{\text{SNR}} \quad (6.52)$$

donde de manera similar a la expresión (6.48), la matriz $\mathbf{P}_{\text{SNR}} \in \mathbb{R}^{L \times L}$ es la matriz diagonal de las SNR's en el receptor asociadas a los diferentes usuarios, lo que puede expresarse de la siguiente manera:

$$\mathbf{P}_{\text{SNR}} = \text{diag}(\text{SNR}^{(1)}, \text{SNR}^{(2)}, \dots, \text{SNR}^{(L)}) \quad (6.53)$$

y donde la SNR del usuario l -ésimo viene dada por $\text{SNR}^{(l)} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$. Además, de las ecuaciones (6.50) y (6.51) se desprende que el vector de pesos $\mathbf{w}_{\text{MMSE}}^{(l)} \in \mathbb{R}^{P \times 1}$ asociado al usuario l -ésimo viene dado por:

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}}^{(l)} = \mathbf{R}_a^{-1}\mathbf{H}^{(l)}\sigma_1^2 = (\mathbf{H}^{(l)}\mathbf{P}\mathbf{H}^{(l)H} + \sigma_n^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}^{(l)}\sigma_1^2 \quad (6.54)$$

Puede demostrarse que una expresión alternativa para la matriz de pesos del combinador MMSE es la siguiente [Hanzo03]:

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = \mathbf{H}\mathbf{P}_{\text{SNR}}(\mathbf{H}^H\mathbf{H}\mathbf{P}_{\text{SNR}} + \mathbf{I})^{-1} \quad (6.55)$$

Sustituyendo $\mathbf{R}_c = \mathbf{H}\mathbf{P}$ según (6.46), así como sustituyendo $\mathbf{R}_a \in \mathbb{R}^{L \times L}$ definido como:

$$\mathbf{R}_a = \mathbf{H}^H\mathbf{H}\mathbf{P} + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (6.56)$$

obtenemos la siguiente relación:

$$\mathbf{R}_a\mathbf{W}_{\text{MMSE}}^H = \mathbf{R}_c^H \Leftrightarrow \mathbf{W}_{\text{MMSE}}^H = \mathbf{R}_a^{-1}\mathbf{R}_c^H \quad (6.57)$$

Resolver el sistema de ecuaciones del lado izquierdo de la ecuación (6.57) puede dar lugar a un resultado más exacto numéricamente que directamente trabajar con la inversa de la matriz de autocorrelación \mathbf{R}_a . En contraste con la matriz de autocorrelación \mathbf{R}_a definida en (6.47) y que constituye el núcleo de la

representación de la matriz de pesos en su forma inversa derecha dada por (6.50), la matriz de correlación $R_{\bar{a}}$ definida en (6.56), la cual está asociada con la representación de la matriz de pesos dada por (6.57) en su forma inversa izquierda, no es hermítica. Esto implica que ciertos métodos computacionalmente eficientes que pueden utilizarse para resolver el sistema de ecuaciones en su forma inversa derecha, como puede ser la forma de Toeplitz de la matriz de autocorrelación, no son aplicables en este caso. Sin embargo, podemos aprovecharnos, desde un punto de vista computacional, de la menor dimensión de $R_{\bar{a}} \in \mathbb{R}^{L \times L}$ comparada con $R_a \in \mathbb{R}^{P \times P}$ cuando $P > L$.

Sustituyendo el resultado para la matriz de pesos dado por (6.50) en la expresión (6.45), llegamos a que la matriz de autocorrelación de los errores de estimación asociada a las señales transmitidas por los diferentes usuarios viene dada por:

$$R_{\Delta \hat{s}_{MMSE}} = P - R_c^H R_a^{-1} R_c = P - R_c^H W_{MMSE} \quad (6.58)$$

El promedio del mínimo error cuadrático medio (MMSE) para los L usuarios viene dado por:

$$\overline{MMSE}_{MMSE} = \frac{1}{L} \text{traza}(R_{\Delta \hat{s}_{MMSE}}) \quad (6.59)$$

mientras que el MMSE del usuario l -ésimo está dado por el l -ésimo elemento de la diagonal de la matriz de autocorrelación de los errores de estimación definida en la ecuación (6.58):

$$\overline{MMSE}_{MMSE}^{(l)} = \sigma_1^2 (1 - H^{(l)H} R_a^{-1} H^{(l)} \sigma_1^2) = \sigma_1^2 (1 - H^{(l)H} W_{MMSE}^{(l)}) \quad (6.60)$$

6.1.5. Demodulación de las señales de salida del combinador

Como se muestra en la figura 6.2, el detector lineal dispone de un combinador lineal que produce estimaciones de las señales transmitidas por los diferentes usuarios. Basándose en estas estimaciones lineales, la tarea de los clasificadores consiste en determinar cuál de los símbolos de la constelación es más probable de haber sido transmitido por cada usuario. La señal de salida del combinador correspondiente al usuario l -ésimo $x_{\text{eff}}^{(l)} = \hat{s}^{(l)}$ está constituida por la superposición de la señal del usuario deseado $H_{\text{eff}}^{(l)} s^{(l)}$ y una señal indeseada $n_{\text{eff}}^{(l)}$:

$$x_{\text{eff}}^{(l)} = H_{\text{eff}}^{(l)} s^{(l)} + n_{\text{eff}}^{(l)} \quad (6.61)$$

Si comparamos la expresión anterior con (6.15), llegamos a que el factor de transferencia efectivo del usuario deseado está dado por:

$$H_{\text{eff}}^{(l)} = w^{(l)H} H^{(l)} \quad (6.62)$$

mientras que la señal indeseada efectiva está constituida por las señales residuales de los usuarios interferentes más el ruido (AWGN) residual:

$$n_{\text{eff}}^{(l)} = \hat{s}_I^{(l)} + \hat{s}_N^{(l)} \quad (6.63)$$

Las definiciones de estas componentes fueron dadas en las ecuaciones (6.17) y (6.18), así como sus características estadísticas. Por todo ello, la señal de salida del combinador correspondiente al usuario l -ésimo puede modelarse aproximadamente como una muestra de una distribución gaussiana compleja teniendo una media de $H_{\text{eff}}^{(l)} s^{(l)}$ y una varianza de $\sigma_{n_{\text{eff}}}^{(l)2} = \sigma_I^{(l)2} + \sigma_N^{(l)2}$. Esta distribución gaussiana compleja puede expresarse como:

$$f(x_{\text{eff}}^{(l)} | s^{(l)}, H_{\text{eff}}^{(l)}) = \frac{1}{\pi \sigma_{n_{\text{eff}}}^{(l)2}} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{n_{\text{eff}}}^{(l)2}} |x_{\text{eff}}^{(l)} - H_{\text{eff}}^{(l)} s^{(l)}|^2\right) \quad (6.64)$$

Específicamente, $P(x_{\text{eff}}^{(l)} | s^{(l)}, H_{\text{eff}}^{(l)}) = f(x_{\text{eff}}^{(l)} | s^{(l)}, H_{\text{eff}}^{(l)})$ denota la probabilidad *a priori* de que $x_{\text{eff}}^{(l)}$ sea observada a la salida l -ésima del combinador lineal bajo la condición de que el símbolo $s^{(l)}$ fue transmitido por el canal caracterizado por el factor de transferencia efectivo $H_{\text{eff}}^{(l)}$.

El símbolo complejo $s_{M_L}^{(l)}$ más probable de haber sido transmitido por el usuario l -ésimo puede determinarse maximizando la probabilidad *a posteriori* de $P(s^{(l)} | x_{\text{eff}}^{(l)}, H_{\text{eff}}^{(l)})$ de que el símbolo complejo $s^{(l)}$ fue transmitido bajo la condición de que la señal $x_{\text{eff}}^{(l)}$ es observada a la salida del combinador, para todos los símbolos contenidos en el conjunto $\mathcal{M}^{(l)}$ dado por:

$$\mathcal{M}^{(l)} = \left\{ s^{(l)} \mid \frac{s^{(l)}}{\sigma_1} \in \mathcal{M}_c \right\} \quad (6.65)$$

En la expresión anterior \mathcal{M}_c denota el conjunto de puntos de la constelación asociada con el modo específico de modulación empleado. Lo anterior puede formularse de la siguiente manera:

$$\hat{s}_{ML}^{(1)} = \arg \min_{s^{(1)} \in \mathcal{M}^{(1)}} \max_{x_{\text{eff}}^{(1)}} P \left(s^{(1)} \mid x_{\text{eff}}^{(1)}, H_{\text{eff}}^{(1)} \right) \quad (6.66)$$

donde la probabilidad *a posteriori* $P \left(s^{(1)} \mid x_{\text{eff}}^{(1)}, H_{\text{eff}}^{(1)} \right)$ puede describirse como:

$$P \left(s^{(1)} \mid x_{\text{eff}}^{(1)}, H_{\text{eff}}^{(1)} \right) = P \left(x_{\text{eff}}^{(1)} \mid s^{(1)}, H_{\text{eff}}^{(1)} \right) \frac{P \left(s^{(1)} \right)}{P \left(x_{\text{eff}}^{(1)} \right)} \quad (6.67)$$

donde la probabilidad total $P \left(x_{\text{eff}}^{(1)} \right)$ viene dada por:

$$P \left(x_{\text{eff}}^{(1)} \right) = \sum_{s^{(1)} \in \mathcal{M}^{(1)}} P \left(x_{\text{eff}}^{(1)} \mid s^{(1)}, H_{\text{eff}}^{(1)} \right) P \left(s^{(1)} \right) \quad (6.68)$$

lo cual se ha obtenido de la condición:

$$\sum_{s^{(1)} \in \mathcal{M}^{(1)}} P \left(s^{(1)} \mid x_{\text{eff}}^{(1)}, H_{\text{eff}}^{(1)} \right) = 1 \quad (6.69)$$

La expresión (6.68) junto con la dada por (6.67) es lo que se conoce como teorema de Bayes. Tras sustituir (6.67) en (6.66) y teniendo en cuenta que la probabilidad *a priori* $P \left(x_{\text{eff}}^{(1)} \mid s^{(1)}, H_{\text{eff}}^{(1)} \right)$ está dada por una función de distribución gaussiana compleja, obtenemos para la estimación del símbolo ML, $\hat{s}_{ML}^{(1)}$, la siguiente expresión:

$$\hat{s}_{ML}^{(1)} = \arg \min_{s^{(1)} \in \mathcal{M}^{(1)}} \max_{x_{\text{eff}}^{(1)}} P \left(x_{\text{eff}}^{(1)} \mid s^{(1)}, H_{\text{eff}}^{(1)} \right) \Leftrightarrow \hat{s}_{ML}^{(1)} = \arg \min_{s^{(1)} \in \mathcal{M}^{(1)}} \left| x_{\text{eff}}^{(1)} - H_{\text{eff}}^{(1)} s^{(1)} \right|^2 \quad (6.70)$$

Según (6.70), determinar la estimación del símbolo ML implica minimizar la distancia euclídea en el argumento de la exponencial de la función de distribución gaussiana de la ecuación (6.64). Para llegar a la expresión (6.70), se ha tenido en cuenta que $P \left(s^{(1)} \right) = \frac{1}{M_c} = \text{cte.}$ y $P \left(x_{\text{eff}}^{(1)} \right) = \text{cte.}$, como se vio en (6.68). Por lo tanto, dichos términos son irrelevantes en la minimización de (6.70).

Para evitar tener que multiplicar cada símbolo de prueba $s^{(1)}$ por el factor de transferencia efectivo $H_{\text{eff}}^{(1)}$, tal como requiere la ecuación (6.70), es también legítimo evaluarlo de la siguiente manera:

$$\hat{s}_{ML}^{(1)} = \arg \min_{s^{(1)} \in \mathcal{M}^{(1)}} \left| \frac{1}{H_{\text{eff}}^{(1)}} x_{\text{eff}}^{(1)} - s^{(1)} \right|^2 \quad (6.71)$$

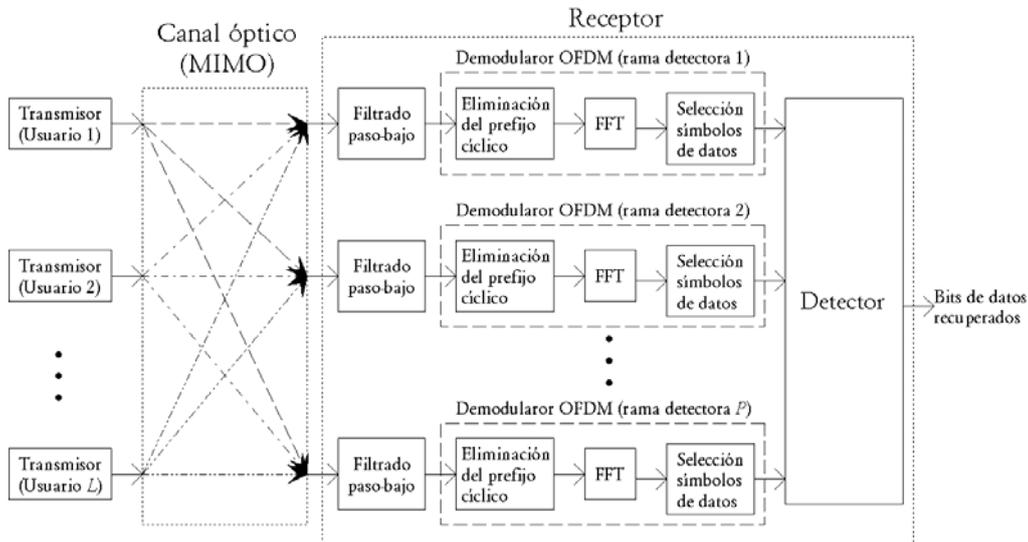


Figura 6.3. Sistema OFDM óptico para comunicaciones en entornos multiusuario

6.2. Sistema OFDM óptico para comunicaciones en entornos con múltiples usuarios

La estructura del sistema OFDM óptico descrito en el capítulo anterior debe modificarse para que pueda soportar comunicaciones en entornos con múltiples usuarios. Por un lado, se requiere un receptor que haga uso de diversidad angular, para disponer de mayor información sobre el canal existente entre el receptor y cada uno de los usuarios transmisores, y así poder discriminar las señales provenientes de los mismos. Además, como se observa en la figura 6.1, es necesario incluir una rama demoduladora que realice el procesamiento de la FFT para cada uno de los detectores que constituyen el receptor en diversidad angular. Finalmente, será necesaria la inclusión de un bloque detector para separar las señales correspondientes a los distintos usuarios, ya sea el detector óptimo (ML), o cualquiera de los combinadores lineales descritos anteriormente (LS o MMSE) seguido del correspondiente demodulador (figura 6.2). En la figura 6.3 se muestra el esquema de bloques del sistema OFDM óptico para comunicaciones en entornos con múltiples usuarios. La estructura de los transmisores correspondientes a los diferentes usuarios coincide con la de la figura 5.1. En cuanto al receptor, la estructura es algo más compleja en comparación con la requerida para comunicaciones con un único usuario transmisor. Puede comprobarse que la estructura del demodulador OFDM se repite para cada una de las ramas detectoras del receptor en diversidad angular. Sin embargo, el bloque encargado de la ecualización de canal en el dominio de la frecuencia ha sido eliminado en esta nueva estructura. Lo que ocurre realmente es

que el bloque detector se encarga del proceso de ecualización de la señal, siendo éste ahora más complejo puesto que requiere la combinación de las señales recibidas por las distintas ramas detectoras, además de la reducción de las componentes de ruido así como de las interferencias debidas al resto de usuarios transmisores.

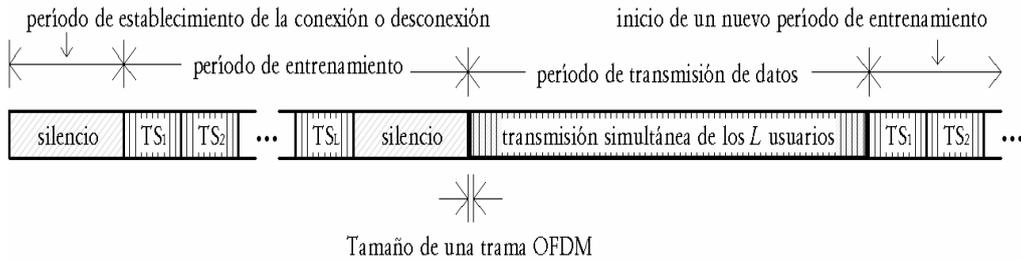


Figura 6.4. Secuencia del protocolo de comunicación para un entorno multiusuario donde L emisores comparten el canal óptico de transmisión. TS_i especifica el período de transmisión de secuencias de entrenamiento por parte del usuario i -ésimo.

Como se ha comentado en la exposición teórica sobre sistemas SDMA presentada anteriormente, un detector óptimo o lineal requiere del conocimiento de la respuesta de los distintos canales existentes entre el receptor y los L usuarios transmisores para poder separar las señales recibidas correspondientes a los diferentes usuarios. Evidentemente, a priori no se dispone de dicha información, aunque es posible obtener una estimación de dichas respuestas utilizando mecanismos similares a los propuestos para el sistema OFDM óptico que trabaja en presencia de un único usuario transmisor. Como ya fue discutido en dicho capítulo, es posible hacer uso de algún dispositivo maestro que suministre la señal de referencia necesaria para sincronizar las comunicaciones entre transmisores y receptores. Igualmente, se debe introducir algún protocolo de comunicación en el que se establezcan los *períodos de entrenamiento*, en los cuales los transmisores emiten de manera consecutiva sus secuencias de entrenamiento a fin de que todos los receptores del recinto obtengan una estimación de la respuesta del canal entre ellos y el transmisor que emite en ese momento, seguidos de *períodos de transmisión de datos*, en los que todos los usuarios transmisores emiten simultáneamente sus secuencias de datos. También serán necesarios *períodos de establecimiento de la conexión o desconexión*, en los cuales uno o varios usuarios activos pueden abandonar la red o, igualmente, nuevos usuarios pueden conectarse a la misma mediante la asignación de un identificador, lo que permite mantener un cierto orden a la hora de transmitir las secuencias de entrenamiento a fin de que no se produzcan solapamientos. Es importante destacar que, en los períodos de entrenamiento, sólo puede existir un usuario transmitiendo en un momento dado para que los receptores puedan determinar correctamente la estimación de la respuesta del canal correspondiente. Partiendo

de los resultados del capítulo anterior, diez secuencias de entrenamiento son más que suficientes para observar un rendimiento del sistema bastante próximo al ideal. En la figura 6.4 se esquematiza la posible secuencia del protocolo descrito, cuando se tienen L usuarios transmisores activos en ese momento. Los intervalos de tiempo transcurridos entre períodos de entrenamiento serán normalmente menores que los existentes entre períodos de establecimiento de la conexión o desconexión, atendiendo al mayor ritmo de variación de la respuesta del canal con respecto a la de modificación del número de usuarios.

Una vez definido el protocolo de estimación de las respuestas en frecuencia del canal y, en definitiva, de la matriz de transferencia \mathbf{H} dada por (6.3) y (6.4), falta especificar la estructura del bloque detector de la figura 6.3. A partir de las expresiones (6.61) y (6.15), se llega a que, con anterioridad al proceso de demodulación (véase figura 6.5), a la salida del detector se dispone de una estimación $\tilde{\mathbf{s}}^{(l)}$ del símbolo transmitido por el usuario l -ésimo, dada por:

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(l)} = \frac{\mathbf{x}_{\text{eff}}^{(l)}}{\hat{\mathbf{H}}_{\text{eff}}^{(l)}} = \frac{\hat{\mathbf{S}}^{(l)}}{\hat{\mathbf{H}}_{\text{eff}}^{(l)}} = \frac{\hat{\mathbf{w}}^{(l)H} \mathbf{x}}{\hat{\mathbf{w}}^{(l)H} \hat{\mathbf{H}}^{(l)}} \quad (6.72)$$

donde $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ es el vector de los símbolos recibidos que se encuentran a la entrada del detector, correspondientes a las P ramas detectoras, $\hat{\mathbf{H}}^{(l)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ es el vector de las estimaciones de la respuesta del canal entre el usuario l -ésimo y cada una de las ramas detectoras:

$$\hat{\mathbf{H}}^{(l)} = \left(\hat{H}_1^{(l)}, \hat{H}_2^{(l)}, \dots, \hat{H}_P^{(l)} \right)^T \quad (6.73)$$

y $\hat{\mathbf{w}}^{(l)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ se corresponde con una estimación del vector de pesos asociado al usuario l -ésimo, el cual, según (6.38), para el caso de un combinador lineal LS viene dado por:

$$\hat{\mathbf{w}}_{LS}^{(l)H} = \text{fila}^{(l)} \left\{ \left(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} \right)^{-1} \right\} \cdot \hat{\mathbf{H}}^H \quad (6.74)$$

donde $\text{fila}^{(l)} \{ \mathbf{X} \}$ denota el vector fila l -ésimo de la matriz \mathbf{X} . Para el combinador lineal MMSE, a partir de (6.54) se llega a que:

$$\hat{\mathbf{w}}_{MMSE}^{(l)H} = \hat{\mathbf{H}}^{(l)H} \left(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} + \hat{\sigma}_n^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \hat{\sigma}_1^2 \quad (6.75)$$

Obsérvese que en la expresión anterior se requiere una estimación, no sólo de las funciones de transferencia del canal, sino también de la potencia de ruido en el receptor. Nótese que se ha supuesto conocida la matriz $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{L \times L}$ asociada a las potencias de transmisión, y por tanto también la correspondiente al usuario

l -ésimo, σ_1^2 , lo cual es perfectamente factible en una aplicación real, ya sea mediante un intercambio de información entre el transmisor y los receptores en el momento de establecer la conexión, o por una definición preestablecida por el protocolo de comunicación. La estimación de la potencia del ruido puede realizarse mediante la implementación de algún mecanismo similar al propuesto para la determinación de la SNR efectiva en el demodulador en sistemas OFDM adaptativos. Sin embargo, ha de tenerse en cuenta que, en el demodulador, la componente de ruido efectivo en el símbolo $\tilde{s}^{(l)}$ no sólo es debida al ruido en el receptor, sino que también contribuyen a ella las interferencias del resto de usuarios y los errores en la estimación de las respuestas. Por tanto, determinar una estimación aceptable de $\hat{\sigma}_n^2$ puede resultar altamente complicado en algunas situaciones o puede que incluso no sea posible en determinados casos.

Como se ha comentado, la estimación $\tilde{s}^{(l)}$ está contaminada por el ruido en el receptor y la interferencia debida al resto de usuarios, por lo que el clasificador debe encargarse de determinar aquel símbolo $\mathfrak{s}^{(l)} \in \mathcal{M}^{(l)}$ que más se aproxime a dicha estimación, a partir del cálculo de las distancias euclídeas con respecto a los $M_c^{(l)}$ puntos de la constelación asociada al usuario l -ésimo:

$$\mathfrak{s}_{M^{(l)}}^{(l)} = \arg \min_{\mathfrak{s}^{(l)} \in \mathcal{M}^{(l)}} |\tilde{s}^{(l)} - \mathfrak{s}^{(l)}|^2 \quad (6.76)$$

La determinación del símbolo transmitido a partir de (6.76), se corresponde exactamente con la función realizada por un demodulador $M_c^{(l)}$ -QAM. Para el caso de un detector ML, el símbolo transmitido $\mathfrak{s}_{M^{(l)}}^{(l)}$ viene dado por el l -ésimo elemento del vector $\mathfrak{s}_{M^{(l)}}^{(l)} \in \mathbb{R}^{L \times 1}$ obtenido a partir de (6.13). Obsérvese que, en este último caso, aunque únicamente pueda ser de interés la información debida al usuario l -ésimo, se requiere evaluar (6.13) para los $M_c^{(l)}$ vectores de prueba. Esto contrasta claramente con las $M_c^{(l)}$ evaluaciones de la expresión (6.76), realizadas por el demodulador $M_c^{(l)}$ -QAM que forma parte del bloque detector del receptor.

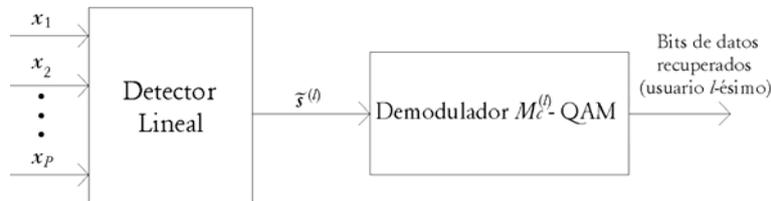


Figura 6.5. Estructura del bloque detector del receptor

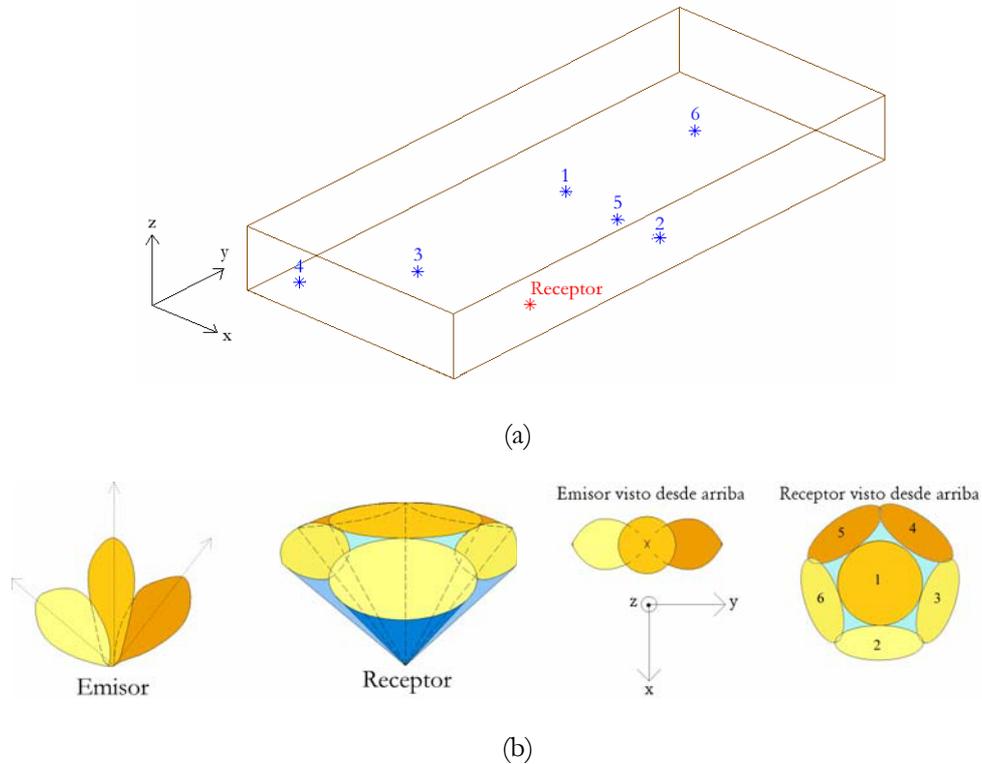


Figura 6.6. Ubicación de los transmisores y el receptor en el laboratorio

6.3. Evaluación del rendimiento del sistema OFDM óptico en entornos con múltiples usuarios

Para evaluar el rendimiento del sistema OFDM óptico propuesto para entornos con múltiples usuarios (figura 6.3), se ha utilizado nuevamente la configuración del laboratorio descrito en la figura 4.14. En este caso, y partiendo del hecho de que la respuesta al impulso del canal infrarrojo en interiores es prácticamente invariante en el tiempo aún cuando se producen desplazamientos de los dispositivos emisores o receptores, se ha considerado que todos ellos se mantienen en una posición fija, tal como se indica en la tabla 6.1. Las posiciones relativas en el laboratorio de los seis transmisores considerados y el receptor también se esquematizan en la figura 6.6(a). Igualmente, la figura 6.6(b) muestra las configuraciones de los emisores y el detector de infrarrojos, el cual hace uso de diversidad angular en recepción. Según los resultados obtenidos por Rodríguez sobre el diseño de receptores infrarrojos en diversidad angular [Rodríguez03b, Rodríguez03c], cuando se selecciona un $FOV = 40^\circ$ para todas las ramas detectoras de un receptor, se obtienen seis canales, que son prácticamente independientes entre sí, orientando un detector verticalmente hacia arriba y

disponiendo los otros cinco con una elevación aproximada de 45° y distribuidos uniformemente cada 72° en acimut. Esta es exactamente la configuración elegida para el receptor en diversidad angular, cuyas características se resumen en la tabla 6.1. En cuanto a los emisores, se tiene que presentan tres lóbulos de radiación lambertianos de índice modal $n = 2$, uno de ellos dirigido verticalmente hacia arriba y los otros dos orientados 45° respecto a la vertical (figura 6.6(b), tabla 6.1).

Tabla 6.1. Configuración de emisores y receptor

Emisores		Receptor
Posiciones: (x, y, z) [m]	Diagramas de radiación	Posición (x, y, z) [m]: (5,2 3,0 0,75) Área: 1 cm ² FOV: 40° Orientación de las ramas detectoras (elevación, acimut): (0°, 0°), (45°, 0°), (45°, 72°), (45°, 144°), (45°, 216°), (45°, 288°)
Emisor 1: (2,9 6,6 1,6)	Modo (n): 2	
Emisor 2: (5,2 7,0 0,75)	N° de lóbulos: 3	
Emisor 3: (2,5 2,5 0,75)	Orientación (elevación, acimut):	
Emisor 4: (1,0 0,5 0,75)	(45° -90°), (0° 0°), (45° 90°)	
Emisor 5: (4,0 7,0 0,75)		
Emisor 6: (2,5 11,0 0,75)		

Las respuestas al impulso, obtenidas con el algoritmo de trazado de rayos basado en el método de Monte Carlo, existentes entre cada uno de los emisores y las distintas ramas detectoras del receptor se muestran en la figura 6.7. A simple vista podemos observar que existe una cierta independencia entre las señales detectadas por el receptor para los distintos usuarios, a pesar del evidente solapamiento de las respuestas. Así, por ejemplo, podemos observar que las señales provenientes del usuario 1 y recibidas por las ramas detectoras 4 y 3 del receptor tienen una potencia considerablemente mayor que las restantes, lo que es de esperar teniendo en cuenta la posición de éste con respecto al receptor (véase figura 6.6), mientras que para los usuarios 2 y 3, las componentes menos atenuadas son las debidas a las ramas 3, 4 y 1, y 5, 1 y 4, respectivamente. Asimismo, se observa que la respuesta al impulso del usuario 3 tiene una potencia óptica superior a la del resto, lo que es lógico puesto que se encuentra en línea con el receptor y, además, uno de sus lóbulos de radiación emite directamente hacia el techo en esa misma dirección, con una elevación de 45° respecto a la vertical. Las potencias de las señales recibidas procedentes de los usuarios 5 y 6 son inferiores al resto, debido a que la emisión del primero se encuentra obstaculizada por una estantería, mientras que el segundo está muy alejado del receptor. La emisión debida al cuarto usuario, a pesar de encontrarse ubicado en una esquina, no se ve entorpecida por ningún obstáculo, por lo que la potencia recibida en este caso no es tan baja.

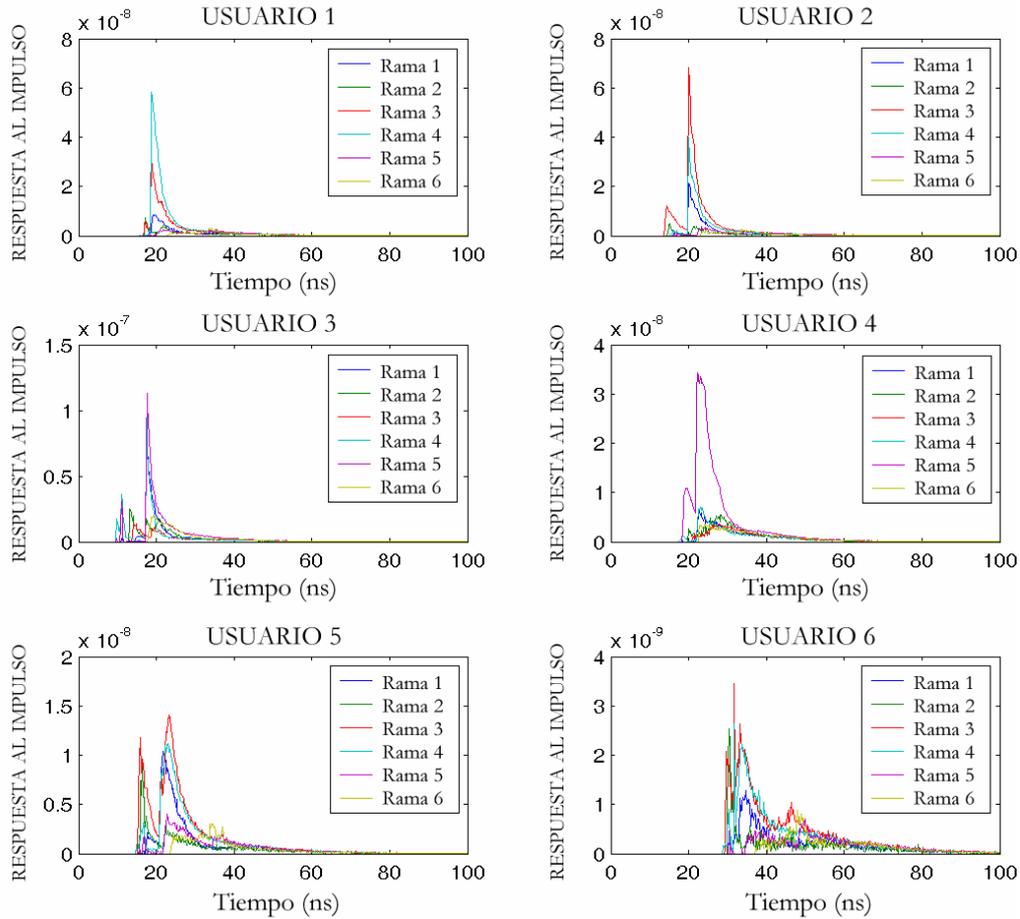


Figura 6.7. Respuesta al impulso existentes entre los emisores de cada usuario y las distintas ramas detectoras del receptor.

Con la idea de comparar las capacidades de los tres detectores propuestos (ML, LS y MMSE), se han realizado una serie de simulaciones considerando que únicamente se encontraban activos, es decir, transmitiendo datos, los tres primeros usuarios cuyas respuestas al impulso se reflejan en la figura 6.7. En dicha situación, el receptor debe disponer de las respuestas al impulso correspondientes únicamente a esos tres usuarios, para cada uno de los seis canales de recepción. Se consideran dos situaciones: que el receptor dispone de dicha información de manera muy precisa, o que se han utilizado TS secuencias de entrenamiento para obtener una estimación de dichas respuestas. Nótese que el primer caso se corresponde con una estimación en la que, para el cálculo, se han utilizado infinitas secuencias de entrenamiento. Como se ha comentado, en el caso del detector MMSE, se requiere igualmente una estimación de la potencia

del ruido en recepción. Se supondrá que este dato es conocido por el receptor, aunque ignorando cómo ha conseguido disponer de él. Para asimilar el rendimiento del sistema a una situación algo más real, se considerará que el hipotético estimador infravalora en cuatro unidades la verdadera potencia de ruido. En cuanto al transmisor, se tiene que utiliza el mismo modo 2^M -QAM en sus $N = 64$ subportadoras, de las que únicamente 52 transportan realmente información mientras que las restantes (entre ellas la correspondiente al nivel de continua) transmiten símbolos nulos. Se ha utilizado un amplificador de salida con un BO = 9 dB, lo que permite amplificar por cinco veces las amplitudes de las secuencias de entrenamiento tratadas por el método de Rudin-Shapiro sin que se produzca saturación. La duración del prefijo cíclico es de 32 muestras y la longitud de la FFT/IFFT es de 128 puntos, lo que produce una tasa de muestreo de 160 Mmuestras/s para la tasa de símbolo OFDM utilizada (1 Msímbolo/s). El ancho de banda de los filtros de salida del transmisor y de entrada al receptor es de 80 MHz, lo suficiente para permitir el paso de la señal OFDM transmitida.

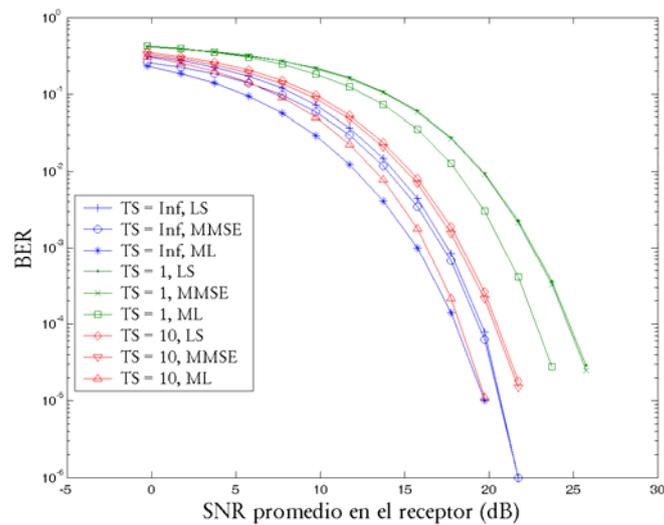


Figura 6.8. Curvas de BER frente a SNR promedio a la entrada del receptor para el detector ML, LS y MMSE cuando todas las subportadoras emplean QPSK para modular los datos transmitidos, en función del número de secuencias de entrenamiento (TS) utilizadas para estimar la respuesta del canal. “TS = Inf” indica un hipotético caso ideal en el que el receptor conoce perfectamente las respuestas al impulso para las $P = 6$ ramas detectoras correspondientes a los primeros $L = 3$ usuarios transmisores (figura 6.7).

En la figura 6.8 se muestran las curvas de probabilidad de error frente a la relación señal a ruido promedio a la entrada del receptor, cuando se utiliza QPSK en todas las subportadoras, para los detectores ML, LS y MMSE. El caso ideal en el cual el receptor conoce perfectamente las respuestas al impulso entre los

emisores y las ramas detectoras del receptor se especifica con la leyenda “TS = Inf”. Obsérvese que, por un lado, el desempeño del sistema utilizando un número de secuencias de entrenamiento igual a TS = 10 dista apenas 1 dB respecto al caso ideal. Por otro lado, utilizar una única secuencia de entrenamiento para estimar la respuesta lleva a un rendimiento muy pobre del sistema, con pérdidas de más de 7 dB con respecto al caso ideal. Asimismo, se observa que la mejora obtenida debido al hecho de utilizar un detector MMSE en lugar del detector LS, en el caso de que no se disponga de una estimación de la potencia de ruido ($\hat{\sigma}_n^2$) suficientemente precisa, es prácticamente despreciable. Cabe destacar también el hecho de que únicamente se presenten los resultados obtenidos para QPSK. Esto es debido a que el detector ML, utilizando 16-QAM, requeriría $M_c^L = 4.096$ evaluaciones de la expresión (6.13), lo que es totalmente inviable en una aplicación práctica. Por contra, los detectores LS y MMSE únicamente requieren $M_c = 16$ evaluaciones de la expresión (6.76) para demodular el símbolo 16-QAM correspondiente al usuario l -ésimo.

Comparando los resultados obtenidos para el detector LS y MMSE, se puede concluir que el uso del segundo no es suficientemente productivo si no se posee una estimación precisa de la potencia de ruido en el receptor. Por las razones expuestas anteriormente, obtener una estimación de este tipo es altamente complejo, por lo que en una gran mayoría de casos, el uso de un detector LS será más conveniente puesto que posee una menor complejidad y los resultados obtenidos con ambos son similares. Con la idea de profundizar en el rendimiento máximo aportado por el detector MMSE, se han estudiado tres situaciones diferentes de valores obtenidos durante la estimación de la potencia de ruido en el receptor: $\hat{\sigma}_n^2 = \sigma_n^2$, $\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{4}\sigma_n^2$ y $\hat{\sigma}_n^2 = 4\sigma_n^2$. En todos los casos, se ha considerado un perfecto conocimiento de la matriz \mathbf{H} de funciones de transferencia del canal. Al igual que antes, el número de usuarios es $L = 3$, y los resultados han sido obtenidos para BPSK, QPSK y 16-QAM. En el cálculo de los tres valores definidos para la estimación $\hat{\sigma}_n^2$, se ha tenido en cuenta que la varianza del ruido σ_n^2 de la expresión (6.54) está referida al dominio de las frecuencias. La relación existente entre dicha varianza y la potencia de la señal de ruido en el dominio del tiempo puede determinarse teniendo en cuenta que a esta última se le realiza un procesamiento mediante una 2N-FFT y un filtrado paso bajo con frecuencia de corte respecto a la de muestreo (f_s) igual a $f_c = w_c f_s = \frac{1}{2} f_s$. De esta forma, se tiene que [Proakis98]:

$$\sigma_n^2 = 2Nw_c \langle s_N \rangle^2 = 2N \frac{1}{2} \langle s_N \rangle^2 = N \langle s_N \rangle^2 \quad (6.77)$$

donde $\langle s_N \rangle^2$ es la potencia promedio o varianza de la señal de ruido en el dominio del tiempo y $N = 64$ es el número de subportadoras utilizadas. Téngase

en cuenta que el valor de la potencia de ruido, $\langle s_N \rangle^2$, se controla en las distintas simulaciones y, por tanto, es conocido. Para las potencias de las señales de los distintos usuarios, σ_1^2 para $l = 1, 2$ y 3 , se ha tomado la unidad, por lo que la expresión (6.75), dado el perfecto conocimiento de \mathbf{H} , se reduce a:

$$\hat{\mathbf{w}}_{MMSE}^{(l)H} = \mathbf{H}^{(l)H} (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \quad (6.78)$$

Los resultados obtenidos para los tres casos considerados de estimación de la potencia de ruido en el receptor se muestran en la figura 6.9. Obsérvese que tanto infravalorar como supervalorar el valor de dicha potencia conlleva una pérdida nada despreciable de rendimiento del sistema. Esto corrobora la idea expuesta anteriormente de que un detector MMSE resulta poco atractivo frente a un detector LS, debido a su mayor complejidad y la escasa mejora del rendimiento del sistema que proporciona en la práctica. Considerando igualmente el elevado coste computacional del detector ML, se concluye que el detector LS es la opción más idónea para la mayoría de aplicaciones, debido a su menor complejidad y su más que aceptable rendimiento con pérdidas, respecto al detector óptimo ML, entre 2 y 3 dB, únicamente. Obsérvese también que una estimación del error que supere el valor real puede llevar a un rendimiento peor que en el caso del detector LS, para valores de SNR superiores a 10 dB.

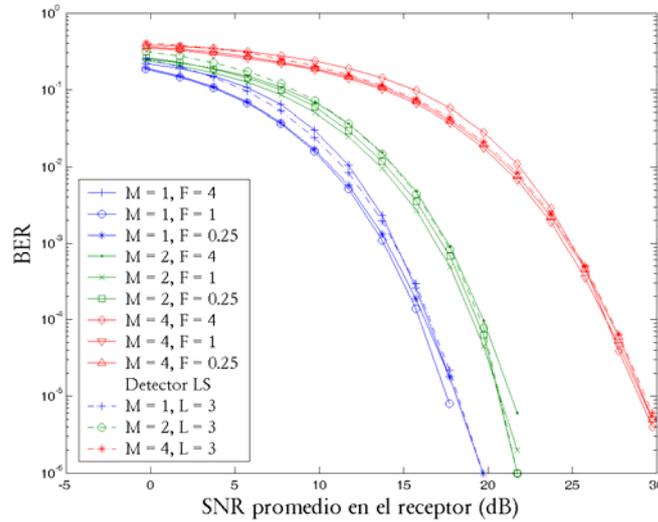


Figura 6.9. Curvas de BER frente a SNR promedio en el receptor para diferentes modos de modulación 2^M -QAM de las subportadoras, cuando se tienen estimaciones de la potencia de ruido en el receptor con un cierto factor F con respecto al valor verdadero de σ_n^2 .

La diversidad angular, además de permitir realizar comunicaciones en entornos con múltiples usuarios, puede aplicarse con la idea de mejorar las prestaciones de un sistema aún ante la ausencia de otros usuarios. En la figura 6.10 se muestran los resultados obtenidos para un único usuario transmisor (usuario 1 en la figura 6.6) haciendo uso de diversidad angular en recepción con detector LS. Estos resultados pueden compararse con los que se muestran en la figura 5.11, representados nuevamente en la figura 6.10, obtenidos con el sistema OFDM óptico de tasa fija propuesto en el capítulo anterior. Puede observarse que se obtienen ganancias de hasta 12 dB con el nuevo sistema, a costa de una mayor complejidad puesto que se requieren seis ramas demoduladoras OFDM (véase figura 6.3) y una estructura más compleja de receptor.

Por último, conviene recordar que un detector LS que utilice los símbolos recibidos a través de $P = 6$ ramas detectoras, puede discriminar hasta $L = P = 6$ usuarios transmitiendo simultáneamente. Los resultados obtenidos con el sistema propuesto, haciendo uso de un detector LS, se muestran en la figura 6.11, cuando se emplea QPSK y 16-QAM para modular todas las subportadoras, y ante la presencia de hasta seis usuarios transmitiendo simultáneamente. Obsérvese que el rendimiento del sistema empeora considerablemente para $L = 6$, lo que implica que ante un enmascaramiento de tal magnitud de la señal de interés, en este caso la correspondiente al usuario 1, el detector LS no es capaz de presentar un comportamiento suficientemente adecuado.

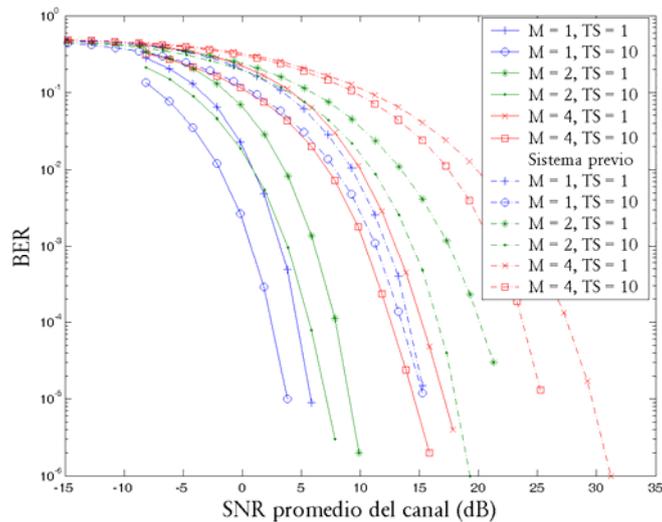


Figura 6.10. Mejora de las prestaciones del sistema en el caso de un único usuario transmisor cuando se hace uso de diversidad angular en recepción, para BPSK, QPSK y 16-QAM.

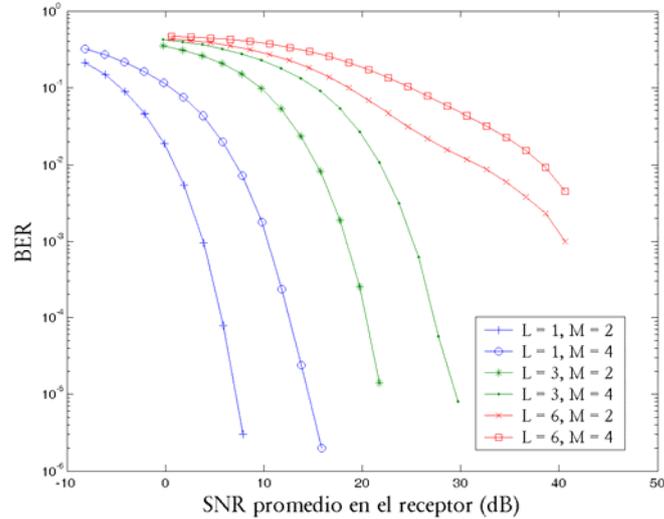


Figura 6.11. Rendimiento del sistema basado en un detector LS, para diferente número L de usuarios transmitiendo simultáneamente, cuando se emplea 2^M -QAM para modular los símbolos de las distintas subportadoras.

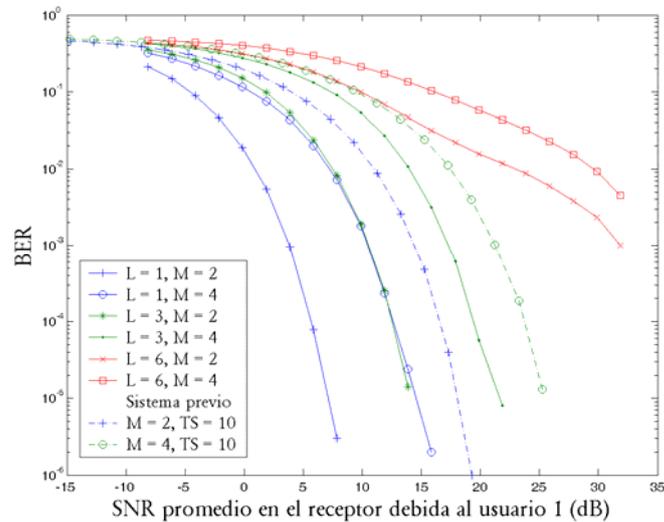


Figura 6.12. Curvas de BER frente a SNR promedio en el receptor de las señales debidas únicamente al usuario 1, para diferente número L de usuarios transmitiendo simultáneamente, cuando se emplea QPSK y 16-QAM para modular las subportadoras.

En la figura 6.12 se presentan los resultados de la figura 6.11, pero cuando representamos las curvas de BER frente a la SNR promedio en el receptor debida

únicamente a las señales provenientes del usuario 1. Esta nueva representación nos ofrece una información más objetiva a la hora de comparar los resultados obtenidos, puesto que el desplazamiento observado en las curvas de la figura 6.11 es debido al incremento de la SNR promedio en el receptor al aumentar el número de usuarios transmitiendo simultáneamente, lo que conlleva indefectiblemente un incremento de la potencia en el receptor. Sin embargo, la potencia recibida debida únicamente al usuario 1 no ha cambiado y es por esto por lo que resulta más adecuada esta segunda representación, ya que la primera hace creer en un empeoramiento aparentemente mayor del BER del sistema cuando se introducen nuevos usuarios. Independientemente de lo anterior, se concluye nuevamente que el sistema no trabaja bien a “plena carga” (*fully loaded*), es decir, cuando $L = P$, pero se observa un comportamiento muy aceptable del mismo a media carga. De hecho, puede comprobarse que este nuevo sistema, cuando trabaja a media carga, rinde mejor que el sistema de tasa fija presentado en el capítulo anterior para situaciones con un único usuario transmisor.

Conclusiones

El presente trabajo aborda los aspectos relacionados con el estudio del canal infrarrojo y la aplicación de técnicas de modulación en sistemas de comunicación de datos no guiados. En concreto, se estudia el desarrollo de algoritmos de simulación para la caracterización de los canales IR no guiados en interiores y la introducción de técnicas de modulación OFDM para contrarrestar algunos de los efectos negativos más relevantes que presentan dichos canales, como son la alta dispersión por multitrayectoria y los elevados niveles de interferencia, debidos tanto a la iluminación como a la presencia de otros usuarios. A continuación, se enumeran las conclusiones más relevantes que pueden extraerse del presente trabajo:

1. Se han realizado diferentes aportaciones sobre un algoritmo de simulación, basado en la técnica de trazado de rayos y en el método de Monte Carlo, que permite calcular la respuesta al impulso de canales ópticos no guiados en interiores y que presenta una mayor eficiencia computacional que los propuestos anteriormente. La nueva herramienta de simulación desarrollada permite el análisis de entornos más realistas de comunicación como pueden ser habitaciones amuebladas o con formas geométricas irregulares, constituidas por superficies que pueden modelarse suponiendo que presentan tanto componentes de reflexión difusa como especular.
2. El uso del método de Monte Carlo conlleva que la solución aportada por el algoritmo sea de tipo aproximada. Por ese motivo, se ha realizado un estudio del error cometido por el algoritmo durante el cálculo de la respuesta al impulso del canal, lo que permite disponer de una medida del grado de confianza de los resultados obtenidos.
3. El conocimiento del grado de confianza de los resultados, junto con la posibilidad de analizar entornos realistas más complejos, permiten una mejor caracterización del canal infrarrojo y, por tanto, de las limitaciones prácticas del mismo.
4. Se ha analizado la viabilidad de utilizar la técnica de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) en las comunicaciones ópticas no guiadas en interiores. Para ello, se ha trabajado sobre los modelos del canal obtenidos con el algoritmo de trazado de rayos.
5. Se ha propuesto un sistema OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas, que utiliza frecuencias de transmisión más allá de 1 MHz, para evitar los efectos de interferencia debidos a las fuentes de luz artificial

tales como los tubos fluorescentes, cuyas componentes con valores significativos se concentran por debajo de dicho valor. Lo anterior evita el uso de filtros paso bajos en recepción que normalmente producen pérdidas considerables de rendimiento del sistema de comunicación. La aplicación de la técnica OFDM, por tratarse de un caso particular de técnica de modulación que utiliza múltiples subportadoras (MSM), también permite mitigar los efectos debidos a la alta dispersión por multitrayectoria padecidos por los canales infrarrojos, debido a la consecuente reducción de la tasa de símbolo por subportadora, con respecto a los esquemas de portadora única, mientras mantiene una misma tasa de bit total. Asimismo, el sistema OFDM óptico propuesto, en contraposición a los esquemas utilizados en radiofrecuencia, genera señales OFDM reales que pueden utilizarse para operar directamente sobre el emisor óptico mediante modulación de intensidad (IM), lo que a su vez permite la recepción de la señal óptica mediante la técnica de detección directa (DD).

6. Debido a la característica cuasi-estacionaria del canal infrarrojo no guiado en interiores, se ha propuesto igualmente un esquema muy simple de ecualización de canal en el dominio de la frecuencia, que permite corregir los distintos efectos de distorsión de fase y amplitud padecidos por las diferentes subportadoras de transmisión. El uso de ecualización en el dominio de la frecuencia por parte del receptor, permite además el uso de esquemas de modulación coherente QAM con constelación rectangular para las subportadoras, los cuales presentan una mayor eficiencia espectral que otros esquemas tales como los que utilizan modulación de fase o aquellos que utilizan modulación diferencial. El sistema propuesto permite alcanzar velocidades de hasta 208 Mbits/s, utilizando un ancho de banda en transmisión inferior a 80 MHz, lo que permite el uso del canal por parte de varios usuarios mediante técnicas de multiplexación por división de frecuencia (FDM).
7. Se han estudiado también los efectos de distorsión inducidos por los amplificadores de salida del transmisor y los defectos en la estimación debido al uso de un número insuficiente de secuencias de entrenamiento durante dicho proceso. De los resultados obtenidos se desprende que un amplificador con un *back-off* de 9 dB y el uso de diez secuencias de entrenamiento durante la estimación de la respuesta del canal, ofrecen un rendimiento del sistema muy cercano al ideal.
8. Se han propuesto varios esquemas adaptativos que acomodan el modo de modulación de las distintas subportadoras a las características de la subbanda correspondiente, lo que permite incrementar las tasas de transferencia del sistema con respecto a los esquemas de tasa fija que

utilizan el mismo modo de modulación en todas las subportadoras, mientras el BER del sistema se mantiene por debajo de un determinado nivel predeterminado. Los resultados obtenidos muestran una mejora significativa del rendimiento del sistema sobre todo en canales que presentan bajas relaciones señal a ruido, como las que pueden darse en ambientes con alta iluminación o elevada interferencia debido a la presencia de otros usuarios.

9. Se ha planteado la utilización de esquemas de acceso múltiple por división de espacio (SDMA) para las comunicaciones en entornos con múltiples usuarios, los cuales explotan las características espaciales únicas que presentan las transmisiones de un usuario con respecto al resto. El sistema OFDM óptico pensado para este tipo de entornos utiliza detección lineal en conjunción con técnicas de recepción en diversidad angular. Las simulaciones realizadas revelan que el combinador lineal LS presenta el mejor compromiso en cuanto a rendimiento y complejidad de implementación. Los esquemas MMSE no aportan mejoras significativas en cuanto al rendimiento del sistema, a la vez que ofrecen múltiples dificultades de implementación debido a la dificultad de estimar adecuadamente la potencia del ruido en recepción, parámetro requerido por este tipo de sistemas para la demodulación de las señales de los diferentes usuarios. Los esquemas que utilizan el detector óptimo de máxima probabilidad (ML) son totalmente inviables cuando se usa 16-QAM para modular las distintas subportadoras, por lo que se descartan como alternativa práctica.
10. Por último, se ha constatado un elevado rendimiento del sistema que utiliza detector LS y diversidad angular en recepción, en entornos con un número de usuarios inferior al máximo soportado por el sistema, observándose un desempeño del mismo superior al que presenta el esquema previo de tasa fija propuesto para comunicaciones con un único usuario transmisor. Cuando el número de usuarios coincide con el máximo permitido por el detector LS, sin embargo, el comportamiento del sistema no es suficientemente adecuado debido fundamentalmente a utilizar estructuras en recepción relativamente simples. Por este motivo, si se desea mejorar las prestaciones de los sistemas de comunicaciones ópticas en entornos con múltiples usuarios, se deben introducir configuraciones de emisores y receptores más complejas, como las estructuras que utilizan técnicas holográficas presentadas por otros autores. El uso de este tipo de configuraciones en transmisión y recepción, en conjunción con el esquema SDMA-OFDM propuesto para comunicaciones en entornos con múltiples usuarios, puede permitir alcanzar velocidades de transferencia de centenas de Megabits por

segundo en recintos densamente “poblados”, lo que podría solucionar el problema de las altas tasas de bits demandadas por los usuarios de la red.

Líneas futuras de investigación

Durante el desarrollo de esta Tesis han surgido algunos temas e ideas que no han podido ser analizados en profundidad, pero que pueden desarrollarse en futuros trabajos. Los más destacables son:

1. Si bien es cierto que el sistema OFDM propuesto permite minimizar los efectos debidos a las interferencias provocadas por los dispositivos emisores de luz artificial, no se ha estudiado en profundidad el efecto de la iluminación ambiental y se ha considerado que ésta se comporta como ruido blanco gaussiano aditivo. Estudios que proporcionen modelos más precisos de estas fuentes de interferencia, permitirán un mejor conocimiento de las relaciones señal a ruido disponibles por los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas y de las verdaderas velocidades de transferencia alcanzables.
2. La introducción de codificación, tales como los turbo códigos, pueden ofrecer mejoras considerables de las prestaciones del sistema en entornos con elevada iluminación ambiente y, por tanto, que presenten bajísimas relaciones señal a ruido. En este tipo de situaciones, los sistemas que utilizan codificación pueden llegar a presentar mayores tasas de transferencia, para una tasa de error dada, que el esquema adaptativo sin codificación propuesto.
3. Los efectos de los errores de sincronismo en sistemas OFDM ópticos y el diseño de nuevos esquemas de sincronización de transmisores y receptores en recintos cerrados, o la introducción de otros ya utilizados en radiofrecuencia, podrían constituir un interesante objeto de estudio.
4. Otro campo de investigación que se abre es el uso de otro tipo de alternativas en recepción más complejas, aplicadas al esquema SDMA-OFDM propuesto. Una posibilidad podría consistir en combinar el demodulador OFDM de múltiples ramas con estructuras de receptores sectorizados, como las que actualmente están bajo estudio por parte del grupo de investigación en el que se ha realizado esta Tesis. Asimismo, es posible utilizar conjuntamente las técnicas de combinación (MRC, SD, EGC, etc.) empleadas por este tipo de estructuras receptoras, con los esquemas de detección multiusuario de los sistemas SDMA. Los transmisores y emisores que utilizan técnicas de holografía óptica pueden constituir también una interesante alternativa.
5. Por último, pueden llevarse a cabo estudios con otras estructuras de detectores, como las que utilizan combinadores no lineales tipo SIC o PIC. En ese sentido, habrá que introducir mecanismos que permitan mejorar las estimaciones de las respuestas del canal y de las potencias de ruido en el receptor.

Bibliografia

- [Acampora99] A.S. Acampora, S.V. Krishnamurthy, "A broadband wireless access network based on mesh-connected free-space optical links", *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 62-65, Oct. 1999.
- [Abtahi95] M. Abtahi, H. Hashemi, "Simulation of indoor propagation channel at infrared frequencies in furnished office environments", *PIMRC'95, IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 6, pp. 306-310, 1995.
- [Akhavan00a] K. Akhavan, M. Kavehrad, S. Jivkova, "Adaptive-rate code combining for wireless infrared communications systems employing direction diversity", *MILCOM 2000, 21st Century Military Communications Conference Proceedings*, vol. 1, pp. 75-79, 2000.
- [Akhavan00b] K. Akhavan, M. Kavehrad, S. Jivkova, "Wireless infrared in-house communications: how to achieve very high bit rates", *WCNC 2000, IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 2, pp. 698-703, 2000.
- [Akhavan02a] K. Akhavan, M. Kavehrad, S. Jivkova, "High-speed power-efficient indoor wireless infrared communication using code combining - Part I", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1098-1109, July 2002.
- [Akhavan02b] K. Akhavan, M. Kavehrad, S. Jivkova, "High-speed power-efficient indoor wireless infrared communication using code combining - Part II", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 9, pp. 1495-1502, Sep. 2002.
- [Alexander97] S.B. Alexander, "Optical Communication Receiver Design", The International Society for Optical Engineering (SPIE) & The Institution of Electrical Engineers (IEE), 1997.
- [Al-Ghamdi04a] A.G. Al-Ghamdi, J.M.H. Elmirghani, "Line strip spot-diffusing transmitter configuration for optical wireless systems influenced by background noise and multipath dispersion" *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 1, pp. 37-45, Jan. 2004.
- [Al-Ghamdi04b] A.G. Al-Ghamdi, J.M.H. Elmirghani, "Analysis of diffuse optical wireless channels employing spot-diffusing techniques, diversity receivers, and combining schemes", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 10, pp. 1622-1631, Oct. 2004.
- [Al-Susa99] E. Al-Susa, R.F. Ormondroyd, "A predictor-based decision feedback channel estimation method for COFDM with high resilience to rapid time-variations", *VTC'99, IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 273-278, 19-22 September 1999.
- [Audeh95] M.D. Audeh, J.M. Kahn, "Performance evaluation of baseband OOK for wireless indoor infrared LANs operating at 100 Mb/s", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 6, June 1995.
- [Audeh96] M.D. Audeh, J.M. Kahn, J.R. Barry, "Performance of PPM on measured non-directed indoor infrared channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 6, pp. 654-659, June 1996.

- [Audeh99] M.D. Audeh, J.M. Kahn, J.R. Barry, "Decision-feedback equalization of pulse-position modulation on measured nondirected indoor infrared channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 4, pp. 500-503, April 1999.
- [Awater00] G. Awater, A. van Zelst, R. van Nee, "Reduced complexity space division multiplexing receivers", *VTC 2000, IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 11-15, May 15-18 2000.
- [Barhumi03] I. Barhumi, G. Leus, M. Moonen, "Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 6, pp. 1615-1624, June 2003.
- [Barry90] J.R. Barry, E.A. Lee, "Performance of coherent optical receivers", *Proceedings of the IEEE*, vol. 78, no. 8, Aug. 1990.
- [Barry91] J.R. Barry, J.M. Kahn, E.A. Lee, D.G. Messerschmitt, "High-speed non-directional communications for wireless networks", *IEEE Networks Magazine*, pp. 44-53, Nov. 1991.
- [Barry93] J.R. Barry, J.M. Kahn, W.J. Krause, E.A. Lee, D.G. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for wireless optical channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 3, pp. 367-379, April 1993.
- [Barry94] J.R. Barry, "*Wireless infrared communications*", Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [Batra04] A. Batra, J. Balakrishnan, G.R. Aiello, J.R. Foerster, A. Dabak, "Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, pp. 2123-2138, Sep. 2004.
- [Beek95] J.-J. van den Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. Wilson, P. Börjesson, "On channel estimation in OFDM systems", *VTC'95, IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 815-819, July 1995.
- [Bello65] P. Bello, "Selective fading limitations of the KATHRYN modem and some system design considerations", *IEEE Transactions on Communications Technology*, vol. 13, pp. 320-333, Sep. 1965.
- [Benjebbour01] A. Benjebbour, H. Murata, S. Yoshida, "Performance of iterative successive detection algorithm with space-time transmission", *VTC 2001, IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1287-1291, ay 6-9 2001.
- [Bhargave01] A. Bhargave, R. Figueiredo, T. Eltoft, "A detection algorithm for the V-BLAST system", *GLOBECOM'01, IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 494-498, Nov. 25-29 2001.
- [Boucouvalas96] A.C. Boucouvalas, "Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 143, no. 6, pp. 334-338, Dec. 1996.
- [Boyd86] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 33, no. 10, pp. 1018-1022, 1986.
- [Carruthers96] J.B. Carruthers, J.M. Kahn, "Multiple-subcarrier modulation for nondirected wireless infrared communication", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 538-546, April 1996.
- [Carruthers97] J.B. Carruthers, J.M. Kahn, "Modeling of nondirected wireless infrared channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 10, pp. 1260-1268, Oct. 1997.

- [Carruthers00] J.B. Carruthers, J.M. Kahn, "Angle diversity for nondirected wireless infrared communications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 6, pp. 960-969, June 2000.
- [Cavers91] J.K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.
- [Chan96] H.-H. Chan, J.M.H. Elmirghani, R.A. Cryan, "An equalization technique for indoor IR wireless LANs", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 10, no. 4, pp. 235-238, Nov. 1996.
- [Chan98] H.-H. Chan, K.L. Sterckx, J.M.H. Elmirghani, R.A. Cryan, "Performance of optical wireless OOK and PPM systems under the constraints of ambient noise and multipath dispersion", *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 12, pp. 83-87, Dec. 1998.
- [Chang66] R.W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission", *Bell Systems Technical Journal*, vol. 46, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [Chang68] R. Chang, R. Gibby, "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme", *IEEE Transactions on Communications Technology*, vol. 16, pp. 529-540, Aug. 1968.
- [Chang02] M.-X. Chang, Y. Su, "Model-based channel estimation for OFDM signals in Rayleigh fading", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 540-544, April 2002.
- [Chang04] M.-X. Chang, Y. Su, "Blind and semiblind detections of OFDM signals in fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 5, pp. 744-754, May 2004.
- [Chayat93a] N. Chayat, M. Rothenberg, "Simulation results for several WLAN modulation methods", *Doc. IEEE P802.11-93/135*.
- [Chayat93b] N. Chayat, "Considerations in FSK Tx pulse shaping and Rx filtering for low ISI at high bit rates", *Doc. P802.11-93/160*.
- [Chen91] K.C. Chen, "On-off keying optical transmission and channel capacity for indoor high rate wireless data networks", GLOBECOM'91, *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 13.3.1-13.3.5, 1991.
- [Chen92] K.C. Chen, C.H. Lee, "Capture in multiple access lightwave networks employing direct detect modulations", GLOBECOM'92, *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 1344-1348, 1992.
- [Chen94a] K.C. Chen, T.C. Wu, "A proposed diffused infrared PHY structure", *Doc. IEEE P802.11-94/80*.
- [Chen94b] K.C. Chen, H.K. Lu, T.H. Tsaur, "Template parameters of 4-ary PPM IR-PHY", *Doc. IEEE P802.11-94/126*.
- [Chen94c] K.C. Chen, "Direct detect modulations of high speed indoor diffuse infrared wireless transmission", PIMRC'94, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 4, pp. 1096-1100, Sep. 1994.
- [Chouly93] A. Chouly, A. Brajal, S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems", GLOBECOM'93, *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 1723-1728, 29 Nov. - 2 Dec. 1993.
- [Chow91a] P. Chow, J. Tu, J. Gioffi, "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 9, pp. 895-908, Aug. 1991.

- [Chow91b] P. Chow, J. Tu, J. Cioffi, "Performance evaluation of a multichannel transceiver system for ADSL and VHDSL services", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 9, pp. 909-919, Aug. 1991.
- [Chow95] P. Chow, J. Cioffi, J. Bingham, "A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 772-775, Feb./March/April 1995.
- [Chu87] T.S. Chu, M.J. Gans, "High-speed infrared local wireless communications", *IEEE Communications Magazine*, vol. 8, no. 25, pp. 4-10, Aug. 1987.
- [Cimini85] L. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 33, pp. 665-675, July 1985.
- [Degen01] C. Degen, C. Walke, A. Lecomte, B. Rembold, "Adaptive MIMO techniques for the UTRA-TDD mode", *VTC 2001, IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 108-112, May 6-9 2001.
- [Delgado00] F. Delgado, R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, F.J. López-Hernández, "Design of a fast frequency-hopping spread-spectrum system for wireless infrared communications", *Electronics Letters*, vol. 36, no. 17, pp. 1510-1512, Aug. 2000.
- [Delgado02] F. Delgado, R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, M.A. Bacallado, F.J. López-Hernández, "Experimental characterization of a low-cost fast frequency-hopping spread-spectrum system for wireless in-house optical communications", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 1, pp. 10-16, Feb. 2002.
- [Delgado03] F. Delgado Rajó, "Contribución al Estudio de las Comunicaciones Ópticas Difusas en Interiores Mediante Señales de Espectro Ensanchado por Salto en Frecuencia", Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 2003.
- [Delgado04] F. Delgado, J.A. Rabadán, S. Pérez, R. Pérez-Jiménez, "FHSS transceiver over wireless indoor optical channels", *PIMRC 2004, IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 3, pp. 1568-1573, Sep. 2004.
- [Deneire03] L. Deneire, P. Vandenameele, L. van der Perre, B. Gyselinckx, M. Engels, "A low-complexity ML channel estimator for OFDM", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 2, pp. 135-140, Feb. 2003.
- [Djahani00] P. Djahani, J.M. Kahn, "Analysis of infrared wireless links employing multi-beam transmitters and imaging diversity receivers", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 12, pp. 2077-2088, Dec. 2000.
- [Dinis98] R. Dinis, A. Gusmão, "Performance evaluation of a multicarrier modulation technique allowing strongly nonlinear amplification", *ICC'98, IEEE International Conference on Communications*, no. 1, pp. 791-796, June 1998.
- [Edfors96] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van den Beek, S.K. Wilson, P. Börjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition", *VTC'96, IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 923-927, April 28 - May 1 1996.
- [Edfors98] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van den Beek, S. Wilson, P. Börjesson, "OFDM Channel estimation by singular value decomposition", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 931-939, April 1998.

- [Elmirghani95] J.M.H. Elmirghani, R.A. Cryan, "Hybrid PPM-CDMA systems utilizing optical orthogonal codes for indoor wireless infrared communication", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 8, no. 1, pp. 44-47, Jan. 1995.
- [Elmirghani97] J.M.H. Elmirghani, "Performance of optical wireless systems based on PPM and PIN-BJT receivers", *Journal of Optical Communications*, vol. 18, no. 6, pp. 208-212, Dec. 1997.
- [Etten75] W.V. Etten, "An optimum linear receiver for multiple channel digital transmission systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 23, pp. 828-834, Aug. 1975.
- [Fettweis94] G. Fettweis, A. Bahai, K. Anvari, "On multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) modem design", *VTC'94, IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1670-1674, 8-10 June 1994.
- [Gabiola93] F.J. Gabiola, M.J. Betancor, A. Santamaría, A. Polo, F.J. López-Hernández, "Irradiance analysis for indoor point-to-point and quasi-diffuse infrared channels", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 6, no. 9, pp. 557-560, July 1993.
- [García-Zambrana01] A. García-Zambrana, A. Puerta-Notario, "Large change infrared links rate-adaptive indoor wireless using variable silence periods", *Electronics Letters*, vol. 37, no. 8, pp. 524-525, April 2001.
- [García-Zambrana03] A. García-Zambrana, A. Puerta-Notario, "Novel approach for increasing the peak-to-average optical power ratio in rate-adaptive optical wireless communication systems", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 150, no. 5, pp. 439-444, Oct. 2003.
- [Gfeller79] F.R. Gfeller, U. Bapst, "Wireless in-house data communications via diffuse infrared radiation", *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, no. 11, pp. 1474-1486, Nov. 1979.
- [Ghassemlooy98] Z. Ghassemlooy, A.R. Hayes, N.L. Seed, E.D. Kaluarachi, "Digital pulse interval modulation for optical communications", *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 12, pp. 95-99, Dec. 1998.
- [Giner99] J. Giner, C. Militello, A. García, "Ascertaining confidence within the ray-tracing technique", *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 106, no. 2, pp. 816-822, Aug. 1999.
- [Giner01] J. Giner, C. Militello, A. García, "The Monte Carlo method to determine the error in calculation of objective acoustic parameters within the ray-tracing technique", *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 110, no. 6, pp. 3081-3085, Dec. 2001.
- [Goell74a] J.E. Goell, "Input amplifiers for optical PCM receivers", *Bell Systems Technology Journal*, vol. 53, no. 9, pp. 1771-1793, 1974.
- [Goell74b] J.E. Goell, "An optical repeater with high-impedance input amplifiers", *Bell Systems Technology Journal*, vol. 53, no. 4, pp. 629-643, 1974.
- [Goldberg95] L. Goldberg, "Infrared data transmission: the missing link", *Electronic Design*, pp. 47-64, April 1995.
- [Golden99] G. Golden, G. Foschini, R. Valenzuela, P. Wolniansky, "Detection algorithms and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture", *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 14-16, Jan. 1999.
- [Goldsmith97] A. Goldsmith, S. Chua, "Variable rate variable power MQAM for fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, pp. 1218-1230, Oct. 1997.
- [González02a] O. González, C. Militello, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, A. Ayala, "Estimación del error en el cálculo de la respuesta impulsiva del canal

- IR mediante algoritmos de trazado de rayos basados en el método de Monte Carlo”, URSI 2002, XVII *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 325-326, Septiembre 2002.
- [González02b] O. González, C. Militello, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, A. Ayala, “Error estimation of the impulse response on diffuse wireless infrared indoor channels using a Monte Carlo ray-tracing algorithm”, *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 149, no. 5/6, pp. 222-227, Oct./Dec. 2002.
- [González04] O. González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez, J. Rabadán, A. Ayala, “Sistema OFDM adaptativo sobre el canal óptico no guiado en interiores”, URSI 2004, XIX *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Septiembre 2004.
- [González05a] O. González, S. Rodríguez, R. Pérez Jiménez, B.R. Mendoza, A. Ayala, “Error analysis of the simulated impulse response on indoor wireless optical channels using a Monte Carlo based ray tracing algorithm”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 1, pp. 124-130, Jan. 2005.
- [González05b] O. González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez, J. Rabadán, A. Ayala, “OFDM over the indoor wireless optical channel”, *IEE Proceedings-Optoelectronics*, OPT-2004-5065, aceptado para publicación, Abril 2005.
- [Hanzo03] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi, T. Keller, “*OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications WLANs and broadcasting*”, John Wiley & Sons, West Sussex (England), 2003.
- [Hara97] S. Hara, R. Prasad, “Overview of multicarrier CDMA”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [Hashemi93a] H. Hashemi, “The indoor radio propagation channel”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943-968, July 1993.
- [Hashemi93b] H. Hashemi, “Impulse response modelling of indoor radio propagation channel”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 7, pp. 967-978, Sep. 1993.
- [Hashemi94a] H. Hashemi, G. Yun, M. Kavehrad, F. Behbahani, P.A. Galko, “Indoor propagation measurement at infrared frequencies for wireless local area networks applications”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 562-575, Aug. 1994.
- [Hashemi94b] H. Hashemi, G. Yun, M. Kavehrad, F. Behbahani, “Frequency response measurements of the wireless indoor channel at infrared frequencies”, SUPERCOMM/ICC’94, *IEEE International Conference on Communications*, pp. 1511-1515, May 1994.
- [Hirosaki80] B. Hirosaki, “An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, pp. 73-83, Jan. 1980.
- [Hirosaki81] B. Hirosaki, “An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete fourier transform”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, pp. 983-989, July 1981.
- [Hranilovic99] S. Hranilovic, D.A. Johns, “A multilevel modulation scheme for high-speed wireless infrared communications”, ISCAS’99, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 6, pp. 338-341, June 1999.
- [Hogan00] H. Hogan *et. al.*, “Bi-photonics news”, *Biophotonics International*, Jul.-Aug. 2000.
- [Höher97a] P. Höher, S. Kaiser, P. Robertson, “Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering”, ICASSP’97, *IEEE*

- International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 1845-1848, April 1997.
- [Höher97b] P. Höher, S. Kaiser, P. Robertson, "Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency", *GTC'97, IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 90-96, Nov. 1997.
- [Hok88] B. Hok, V. Bythell, M. Bengtsson, "Development of a wireless stethoscope for auscultatory monitoring during anaesthesia", *Medical & Biological Engineering & Computing*, vol. 26, no. 3, pp. 317-320, May 1988.
- [Hollenhorst95] J.N. Hollenhorst, "Fundamental limits on optical pulse detection and digital communication", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, no. 6, June 1995.
- [Hullet81] J.L. Hullet, S. Moustakas, "Optimum transimpedance broadband optical preamplifier design", *Optical & Quantum Electronics*, vol. 13, pp. 65-69, 1981.
- [Iqbal91] R. Iqbal, J.S. Bedi, "Performance analysis of interference rejection techniques in spread-spectrum communication", *TENCON'91, IEEE Region 10 International Conference on EC3-Energy, Computer, Communication and Control Systems*, vol. 3, Aug. 28-30, 1991.
- [Jeon00] W. Jeon, K. Paik, Y. Cho, "An efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity", *PIMRC 2000, IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 1246-1250, Sep. 18-21 2000.
- [Jeon01] W. Jeon, K. Paik, Y. Cho, "Two-dimensional MMSE channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity", *VTC 2001, IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1682-1685, Oct. 7-11 2001.
- [Jiang04] M. Jiang, L. Hanzo, "Improved hybrid MMSE detection for turbo-trellis-coded modulation-assisted multi-user OFDM systems", *Electronics Letters*, vol. 40, no. 16, pp. 1002-1003, Aug. 5 2004.
- [Jivkova00] S. Jivkova, M. Kavehrad, "Multispot diffusing configuration for wireless infrared access", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 6, pp. 970-978, June 2000.
- [Jivkova01] S. Jivkova, M. Kavehrad, "Receiver designs and channel characterization for multi-spot high-bit-rate wireless infrared communications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 12, pp. 2145-2152, Dec. 2001.
- [Jivkova04] S. Jivkova, B.A. Hristov, M. Kavehrad, "Power-efficient multispot-diffuse multiple-input-multiple-output approach to broad-band optical wireless communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 3, pp. 882-889, May 2004.
- [Jones94] A.E. Jones, T.A. Wilkinson, S.K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes", *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 2098-2099, Dec. 1994.
- [Kahn94] J.M. Kahn, J.R. Barry, M.D. Audeh, J.B. Carruthers, W.J. Krause, G.W. Marsh, "Non-directed infrared links for high-capacity wireless LANs", *IEEE Personal Communications*, pp. 12-25, 2nd Quarter, 1994.
- [Kahn95] J.M. Kahn, W.J. Krause, J.B. Carruthers, "Experimental characterization of non-directed indoor infrared channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1613-1623, Feb./March/April 1995.
- [Kahn97] J.M. Kahn, J.R. Barry, "Wireless infrared communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 367-379, Feb. 1997.

- [Kahn98] J.M. Kahn, P. Djahani, A.G. Weisbin, K.T. Beh, A.P. Tang, R. You, "Imaging diversity receivers for high-speed infrared wireless communication", *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 12, pp. 88-94, Dec. 1998.
- [Kalet89] I. Kalet, "The multitone channel", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, pp. 119-124, Feb. 1989.
- [Kato93] S. Kato, S. Kubota, K. Seki, T. Sakata, K. Kobayashi, Y. Matsumoto, "Implementation architecture, suggested preamplifiers and study, VLSI components for standard 1 Mbps GFSK and for higher bit rate FQPSK, OQPSK WLAN", *Doc. IEEE P802.11-93/137*.
- [Kaye70] A. Kaye, D. George, "Transmission of multiplexed PAM signals over multiple channel and diversity systems", *IEEE Transactions on Communications Technology*, vol. 18, pp. 520-526, Oct. 1970.
- [Kamiya03] Y. Kamiya, O. Besson, "Interference rejection for frequency-hopping communication system using a constant power algorithm", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 4, pp. 627-633, April 2003.
- [Kavehrad03] M. Kavehrad, S. Jivkova, "Indoor broadband optical wireless communications: optical subsystems designs and their impact on channel characteristics", *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, no. 2, pp. 30-35, April 2003.
- [Keller96] T. Keller, L. Hanzo, "Orthogonal frequency division multiplex synchronisation techniques for wireless local area networks", PIMRC'96, *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 3, pp. 963-967, 15-18 Oct. 1996.
- [Keller00] T. Keller, L. Hanzo, "Adaptive modulation technique for duplex OFDM transmission", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1893-1906, Sep. 2000.
- [Kim00] S.H. Kim, S.W. Kim, "Frequency-hopped multiple-access communications with multicarrier on-off keying in Rayleigh fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 10, pp. 1692-1701, Oct. 2000.
- [Kostic02] Z. Kostic, N. Sollenberger, "Performance and implementation of dynamic frequency hopping in limited-bandwidth cellular systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 1, pp. 28-36, Jan. 2002.
- [Kyoso96] M. Kyoso, A. Uchiyama, "Development of medical telemetry system by spread spectrum communication", *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 1996, vol. 1, pp. 301-302, 1996.
- [Laster97] J.D. Laster, J.H. Reed, "Interference rejection in digital wireless communication", *IEEE Signal Processing Magazine*, May 1997.
- [Lee99] D.C. Lee, J.M. Kahn, "Coding and equalization for PPM on wireless infrared channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 2, pp. 255-260, Feb. 1999.
- [Li98] Y. Li, L. Cimini, N. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 931-939, April 1998.
- [Li99a] Y. Li, N. Seshadri, S. Ariyavisitkul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, pp. 461-471, March 1999.

- [Li99b] Y. Li, N. Sollenberger, "Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 217-229, Feb. 1999.
- [Li00a] Y. Li, "Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 1207-1215, July 2000.
- [Li00b] Y. Li, "Optimum training sequences for OFDM systems with multiple transmit antennas", GLOBECOM'00, *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 3, pp. 1478-1482, Nov. 27 – Dec. 1 2000.
- [Li00c] X. Li, H. Huang, A. Lozano, G. Foschini, "Reduced-complexity detection algorithms for systems using multi-element arrays", VTC 2000, *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1072-1076, Nov. 27 – Dec. 1 2000.
- [Li01a] Y. Li, N. Sollenberger, "Clustered OFDM with channel estimation for high rate wireless data", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 2071-2076, Dec. 2001.
- [Li01b] J. Li, K. Letaief, R. Cheng, Z. Cao, "Joint adaptive power control and detection in OFDM/SDMA wireless LANs", VTC 2001, *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 746-750, May 6-9 2001.
- [Li02a] Y. Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, pp. 67-75, Jan. 2002.
- [Li02b] Y. Li, Z.-Q. Luo, "Parallel detection for V-BLAST system", ICC 2002, *IEEE International Conference on Communications*, pp. 340-344, April 28 – May 2 2002.
- [Liu02] X. Liu, N.D. Sidiropoulos, A. Swami, "Blind high-resolution localization and tracking of multiple frequency hopped signals", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 4, pp. 889-901, April 2002.
- [Lomba95] C.R.A.T. Lomba, R.T. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "Sectorized receivers to combat the multipath dispersion of the indoor optical channel", PIMRC'95, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 6, pp. 321-325, Sep. 1995.
- [Lomba98] C.R. Lomba, R.T. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "Experimental characterisation and modelling of the reflection of infrared signals on indoor surfaces", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 145, no. 3, pp. 191-197, June 1998.
- [López88] M. López, "*Fundamentos y Métodos de Estadística*", Ediciones Pirámide, Madrid, 1988.
- [López-Hernández97] F.J. López-Hernández, M.J. Betancor, "DUSTIN: a novel algorithm for the calculation of the impulse response on IR wireless indoor channels", *Electronics Letters*, vol. 33, no. 21, pp. 1804-1806, Oct. 1997.
- [López-Hernández98a] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, A. Santamaría, "Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels", *Electronics Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1260-1262, June 1998.
- [López-Hernández98b] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, A. Santamaría, "Modified Monte Carlo scheme for high-efficiency simulation of the impulse response on diffuse IR wireless indoor channel", *Electronics Letters*, vol. 34, no. 19, pp. 1819-1821, Sep. 1998.
- [López-Hernández00] F.J. López-Hernández, R. Pérez-Jiménez, A. Santamaría, "Ray-tracing algorithms for fast calculation of the channel impulse response on

- diffuse IR-wireless indoor channels”, *Optical Engineering*, vol. 39, no. 10, pp. 1510-1512, Aug. 2000.
- [López-Hernández01] F.J. López-Hernández, A. Santamaría “*Wireless LAN and Standards*”, Artech-House int., 2001.
- [Lu01] B. Lu, X. Wang, “Bayesian blind turbo receiver for coded OFDM systems with frequency offset and frequency-selective fading”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, pp. 2516-2527, Dec. 2001.
- [Lu02] B. Lu, X.D. Wang, Y.G. Li, “Iterative receivers for space-time block-coded, OFDM systems in dispersive fading channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, no. 1, vol. 2, pp. 213-225, April 2002.
- [Marsh96] G.W. Marsh, J.M. Kahn, “Performance evaluation of experimental 50-Mb/s diffuse infrared wireless link using on-off keying with decision-feedback equalization”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 11, pp. 1496-1504, Nov. 1996.
- [Marshall96] P.J. Marshall, K.W. Sowerby, M. Shafi, “The feasibility of spectrum sharing between DS-CDMA mobile radio systems and microwave point-to-point links”, VTC’96, *IEEE 46th Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1670-1674, 1991.
- [McCullagh94a] M.J. McCullagh, D.R. Wisely, “155 Mb/s optical wireless link using a bootstrapped silicon APD receiver”, *Electronics Letters*, vol. 30, no. 5, pp. 430-431, March 1994.
- [McCullagh94b] M.J. McCullagh, “A 50 Mb/s optical wireless LAN link using novel optical and electronic technologies”, *International Zürich Seminar on Digital Communications*, March 1994.
- [Melián97] V.M. Melián Santana, “*Contribución al Estudio del Diseño de Equipos Terminales para Redes de Datos Mediante Comunicaciones Ópticas No Guiadas*”, Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 1997.
- [Mendoza04] B.R. Mendoza, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, A. Ayala, O. González, “Modelo de receptor sectorizado para la simulación del canal óptico no guiado en interiores”, URSI 2004, *XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Septiembre 2004.
- [Mendoza05] B.R. Mendoza, S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, O. González, A. Ayala, “Sectorized receivers model for calculation of the impulse response on IR wireless indoor channels using Monte Carlo based ray-tracing algorithm”, SPIE 2005, *The international Society for Optical Engineering*, vol. 5837, May 2005.
- [Milstein88] L.B. Milstein, “Interference Rejection Techniques in Spread-Spectrum Communications”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 6, June 1988.
- [Milstein96] L.B. Milstein, D.L. Schilling, “The CDMA overlay concept”, ISSSTA’96, *IEEE 4th Intl. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Appl.*, pp. 476-480, Sept. 1996.
- [Min00] J.S. Min, H. Samueli, “Analysis and design of a frequency-hopped spread-spectrum transceiver for wireless personal communications”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1719-1731, Sep. 2000.
- [Moose94] P. Moose, “A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency off-set correction”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

- [Moreira93] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "Infrared modulation method: 16-PPM", *Doc. IEEE P802.11-93/154*.
- [Moreira94a] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "IR-PHY template", *Doc. IEEE P802.11-94/95*.
- [Moreira94b] A. Moreira, C. Lomba, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "IR-PHY proposal", *Doc. IEEE P802.11-94/96*.
- [Moreira94c] A. Moreira, A.F. Sousa, R. Aguiar, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "Performance evaluation of the IR-PHY proposal", *Doc. IEEE P802.11-94/97*.
- [Moreira94d] L. Moreira, A. Moreira, R. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "Measurements of the power spectral density of a 1 Mbps 16-PPM signal", *Doc. IEEE P802.11-94/267*.
- [Moreira95] A.J.C. Moreira, R.T. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "Characterisation and modelling of artificial light interference in optical wireless communications systems", PIMRC'95, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 6, pp. 326-331, 1995.
- [Moreira96] A.J.C. Moreira, R.T. Valadas, A.M. de Oliveira Duarte, "Performance of infrared transmission systems under ambient light interference", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 143, no. 6, pp. 339-346, Dec. 1996.
- [Morelli01] M. Morelli, U. Mengali, "A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, no. 12, pp. 3065-3073, Dec. 2001.
- [Münster02] M. Münster, L. Hanzo, "MMSE channel prediction assisted symbol-by-symbol adaptive OFDM", ICC 2002, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 1, pp. 416-420, 28 April – 2 May 2002.
- [Muoi83] T.V. Muoi, "Receiver design for digital fiber optic transmission systems using Manchester coding", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 31, no. 5, pp. 608-619, 1983.
- [Narahashi95] S. Narahashi, K. Kumagai, T. Nojima, "Minimising peak-to-average power ratio of multitone signals using steepest descent method", *Electronics Letters*, vol. 31, no. 18, pp. 1552-1554, 1995.
- [Narasimhan96] R. Narasimhan, M.D. Audeh, J.M. Kahn, "Effect of electronic-ballast fluorescent lighting on wireless infrared links", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 143, no. 6, pp. 347-354, Dec. 1996.
- [Necker02] M. Necker, G. Stüber, "Totally blind channel estimation for OFDM over fast varying mobile channels", ICC 2002, *IEEE International Conference on Communications*, April 28 – May 2 2002.
- [Nee00a] R. van Nee, R. Prasad, "OFDM for wireless multimedia communication", London: Artech House Publishers, 2000.
- [Nee00b] R. van Nee, A. van Zelst, G. Awater, "Maximum likelihood decoding in a space-division multiplexing system", VTC 2000, *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 6-10, May 15-18 2000.
- [Nikookar96] H. Nikookar, R. Prasad, "On the sensitivity of multicarrier transmission over multipath channels to phase noise and frequency offset", PIMRC'96, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 68-72, 15-18 Oct. 1996.
- [Ohtsuki99] T. Ohtsuki, "Rate adaptive indoor infrared wireless communication systems using repeated and punctured convolutional codes", ICC'99, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 1, pp. 609-613, June 1999.

- [Ohtsuki00] T. Ohtsuki, J.M. Kahn, "Turbo-coded optical PPM CDMA systems", ICC 2000, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 939-943, June 18-22 2000.
- [Okada98] M. Okada, H. Nishijima, S. Komaki, "A maximum likelihood decision based non-linear distortion compensator for multi-carrier modulated signals", *IEICE Transactions on Communications*, vol. E81B, no. 4, pp. 737-744, 1998.
- [Otsuki95] S. Otsuki, S. Sampei, N. Morinaga, "Square QAM adaptive modulation/TDMA/TDD systems using modulation level estimation with Walsh function", *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 169-17, Feb. 1995.
- [Pahlavan94] K. Pahlavan, A.H. Levesque, "Wireless data communications", *Proceedings of the IEE*, vol. 82, no. 9, pp. 1398-1430, September 1994.
- [Pahlavan95] K. Pahlavan, T.H. Probert, M.E. Chase, "Trends in local wireless networks", *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 3, pp. 88-95, 1995.
- [Pakravan97] M.R. Pakravan, E. Simova, M. Kavehrad, "Holographic diffusers for indoor infrared communications systems", *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 4, no. 4, pp. 259-274, Oct. 1997.
- [Pakravan98a] M.R. Pakravan, M. Kavehrad, H. Hashemi, "Measurement of rotation effects in an indoor infrared channel", VTC'98, *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 2100-2103, 1998.
- [Pakravan98b] M.R. Pakravan, M. Kavehrad, H. Hashemi, "Effects of rotation on the path loss and delay spread in indoor infrared channels", ICC'98, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 817-820, June 1998.
- [Pakravan01] M.R. Pakravan, M. Kavehrad, "Indoor wireless infrared channel characterization by measurements", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 4, pp. 1053-1073, July 2001.
- [Park96] H. Park, J.R. Barry, "Performance of multiple pulse position modulation on multipath channels", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 143, no. 6, pp. 360-365, Dec. 1996.
- [Park98] H. Park, "Trellis-coded multiple-position modulation for wireless infrared communications", GLOBECOM'98, *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 225-230, Nov. 1998.
- [Park01a] C.-H. Park, Y.-H. You, J.-H. Paik, M.-C. Ju, J.-W. Cho, "Channel estimation and DC-offset compensation schemes for frequency-hopped Bluetooth networks", *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 4-6, Jan. 2001.
- [Park01b] H. Park, "Convolutional coded pulse-position modulation on wireless optical links", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 148, no. 4, pp. 199-207, Aug. 2001.
- [Pérez-Jiménez95a] R. Pérez-Jiménez, V.M. Melián, M.J. Betancor, "Analysis of multipath impulse response of diffuse and quasi-diffuse optical links for IR-WLAN", INFOCOM'95, *Fourteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*, vol. 2, pp. 924-930, April 1995.
- [Pérez-Jiménez95b] R. Pérez-Jiménez, "Contribución al Estudio de la Propagación en Redes Locales Ópticas No Guiadas en Interiores", Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 1995.
- [Pérez-Jiménez96a] R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, V.M. Melián, M.J. Betancor, "Improved PPM modulations for high spectral efficiency IR-WLAN", PIMRC'96, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 262-266, 1996.

- [Pérez-Jiménez96b] R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, M.J. Betancor, “2 Mbit/s FQPSK-2 modem for wireless infrared LANs”, *Electronics Letters*, vol. 32, no. 20, Sep. 1996.
- [Pérez-Jiménez97] R. Pérez-Jiménez, J. Berges, M.J. Betancor, “Statistical model for the impulse response on infrared indoor diffuse channels”, *Electronics Letters*, vol. 33, no. 15, pp. 1298-1301, July 1997.
- [Pérez-Jiménez00] R. Pérez-Jiménez, J. Rabadán, F.J. López-Hernández, “Filtered modulation schemes for short distance infrared wireless communications”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 46, no. 2, May 2000.
- [Personick73] S.D. Personick, “Receiver design for digital fiber communications systems (I & II)”, *Bell Systems Technical Journal*, vol. 52, June 1973.
- [Piazzo99] L. Piazzo, “Fast algorithm for power and bit allocation in OFDM systems”, *Electronics Letters*, vol. 35, no. 25, p. 2173-2174, Dec. 9 1999.
- [Pickholtz82] R.L. Pickholtz, D.L. Schilling, L.B. Milstein, “Theory of spread-spectrum communication”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, no. 5, May 1982.
- [Pohl00] V. Pohl, V. Jungnickel, C. von Helmolt, “A channel model for wireless infrared communication”, PIMRC 2000, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 297-303, 2000.
- [Pollet95] T. Pollet, M. van Bladel, M. Moeneclaey, “BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-193, Feb./March/April 1995.
- [Proakis98] J.G. Proakis, D.G. Manolakis, “*Tratamiento digital de señales. Principios, algoritmos y aplicaciones*”, Prentice-Hall, Madrid, 1998.
- [Proakis01] J.G. Proakis, “*Digital Communications*”, McGraw-Hill International Edition, New York (United States), 2001.
- [Qiao05] Y.T. Qiao, S.Y. Yu, P.C. Su, L.J. Zhang, “Research on an iterative algorithm of LS channel estimation in MIMO OFDM systems”, *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 1, pp. 149-153, March 2005.
- [Rabadán00] J.A. Rabadán Borges, “*Contribución al estudio de las comunicaciones ópticas difusas de alta velocidad mediante señales de espectro ensanchado*”, Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 2000.
- [Rabadán02] J.A. Rabadán, M.A. Bacallado, F. Delgado, R. Pérez-Jiménez, F.J. López-Hernández, “Conformation techniques for direct-sequence spread-spectrum wireless optical systems”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 34, no. 5, pp. 360-364, Sep. 2002.
- [Rabadán03] J.A. Rabadán Borges, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez Pérez, F.J. López-Hernández, “*Fundamentos de los sistemas de espectro ensanchado*”, Colección Textos Universitarios, Gobierno de Canarias, Feb. 2003.
- [Rabadán04] J.A. Rabadán, M.A. Bacallado, F. Delgado, S.T. Pérez, R. Pérez-Jiménez, “Experimental characterization of a direct-sequence spread-spectrum optical wireless system based on pulse-conformation techniques for in-house communications”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 2, pp. 484-490, May 2004.
- [Rim03] M. Rim, J. Ahn, Y.S. Kim, “Decision-directed channel estimation for QAM-modulated OFDM systems”, *IEICE Transactions on Communications*, vol. E86B, no. 4, pp. 1427-1430, April 2003.
- [Rodríguez02] S. Rodríguez, R Pérez-Jiménez, F.J. López-Hernández, O. González, A. Ayala, “Reflection model for calculation of the impulse response on IR-

- wireless indoor channels using ray-tracing algorithm”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 32, no. 4, pp. 296-300, Feb. 2002.
- [Rodríguez03a] S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, O. González, J.A. Rabadán, B.R. Mendoza, “Concentrators and lenses models for calculation of the impulse response on IR-wireless indoor channels using ray-tracing algorithm”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 4, pp. 262-267, Feb. 2003.
- [Rodríguez03b] S. Rodríguez, “*Contribución al estudio de las técnicas de simulación de canales ópticos no guiados en interiores aplicadas al diseño de receptores en diversidad angular*”, Tesis Doctoral, Universidad de La Laguna, 2003.
- [Rodríguez03c] S. Rodríguez, R. Pérez Jiménez, F.J. López Hernández, O. González, B.R. Mendoza, “Models and algorithm for the calculation of the impulse response on IR-wireless indoor channels”, SPIE 2003, *The international Society for Optical Engineering*, vol. 5117, pp. 199-208, May 2003.
- [Samaras98] K. Samaras, A.M. Street, D.C. O’Brien, D.J. Edwards, “Error rate evaluation of wireless infrared links”, ICC’98, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 826-831, 1998.
- [Sandell95] M. Sandell, J.-J. van de Beek, P. Börjesson, “Timing and frequency synchronisation in OFDM systems using the cyclic prefix”, *International Symposium on Synchronisation*, pp. 16-19, 14-15 Dec. 1995.
- [Santamaría93] A. Santamaría, F.J. López-Hernández, “Wireless LAN systems”, Artech House, 1993.
- [Santamaría94] A. Santamaría, “*Contribución al estudio de redes de área local con medios ópticos no guiados*”, Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 1994.
- [Sari95] H. Sari, G. Karam, I. Jeanclaude, “Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [Sellathurai01] M. Sellathurai, S. Haykin, “A simplified diagonal BLAST architecture with iterative parallel-inference cancellation receivers”, ICC 2001, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 10, pp. 3067-3071, June 11-14 2001.
- [Shepherd95] S. Shepherd, P. van Eetvelt, C. Wyatt-Milington, S. Barton, “Simple coding scheme to reduce peak factor in QPSK multicarrier modulation”, *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 1131-1132, July 1995.
- [Shiu98] D.-H. Shiu, J.M. Kahn, “Differential pulse position modulation for power-efficient wireless infrared communication”, GLOBECOM’98, *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 219-224, Nov. 1998.
- [Speth99] M. Speth, A. Senst, H. Meyr, “Low complexity space-frequency MLSE for multi-user COFDM”, GLOBECOM’99, *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 2395-2399, 5-9 Dec. 1999.
- [Stojanovic98] M. Stojanovic, J.G. Proakis, J.A. Rice, M.D. Green, “Spread-spectrum underwater acoustic telemetry”, *OCEANS’98 Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 650-654, 1998.
- [Tang96] A.P. Tang, J.M. Kahn, K.-P. Ho, “Wireless infrared communications links using multi-beam transmitters and imaging receivers”, ICC’96, *IEEE International Conference on Communications*, pp. 180-186, June 23-27 1996.
- [Tellado03] J. Tellado, L.M.C. Hoo, J.M. Cioffi, “Maximum-likelihood detection of nonlinearly distorted multicarrier symbols by iterative decoding”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 2, pp. 218-228, Feb. 2003.

- [Tellambura97] C. Tellambura, "Use of m-sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction", *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 1300-1301, July 1997.
- [Thoen01] S. Thoen, L. Deneire, L. Van der Perre, M. Engels, "Constrained least squares detector for OFDM/SDMA-based wireless networks", *GLOBECOM'01, IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 866-870, Nov. 25-29 2001.
- [Thoen03] S. Thoen, L. Deneire, L. Van der Perre, M. Engels, H. De Man, "Constrained least squares detector for OFDM/SDMA-based wireless networks", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 1, pp. 129-140, Jan. 2003.
- [Tomisato00] S. Tomisato, K. Fukawa, H. Suzuki, "Coherent frequency hopping multiple access (CFHMA) with multiuser detection for mobile communication systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 2, pp. 531-539, March 2000.
- [Torrieri00] D.J. Torrieri, "Mobile frequency-hopping CDMA systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 8, pp. 1318-1327, Aug. 2000.
- [Tsauro94] T.H. Tsauro, K.C. Chen, C. Lien, M.T. Shih, C.P. Jeremy, "A nondirective infrared transceiver for indoor high speed wireless data communication", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 20-27, Feb. 1994.
- [Tsui94] T.S.D. Tsui, T.G. Clarkson, "Spread-spectrum communication techniques", *Electronics and Communication Engineering Journal*, February 1994.
- [Valadas94] R.T. Valadas, A.M. Duarte, "Sectored receivers for indoor wireless optical communication systems", *PIMRC'94, IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1090-1095, Sep. 1994.
- [Vandenameele99] P. Vandenameele, L. van der Perre, M. Engels, B. Gyselinckx, H. Man, "A novel class of uplink OFDM/CDMA algorithms: A statistical performance analysis", *VTC'99, IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 324-328, 19-22 Sep. 1999.
- [Vandenameele00] P. Vandenameele, L. van der Perre, M. Engles, B. Gyselinckx, H. Man, "A combined OFDM/SDMA approach", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, pp. 2312-2321, Nov. 2000.
- [Vandenameele01] P. Vandenameele, L. van der Perre, M. Engels, "*Space division multiple access for wireless local area networks*", Kluwer, 2001.
- [Velidi95] R. Velidi, C.S. Georghiadis, "Frame synchronization for optical multi-phase position modulation", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1838-1843, Feb./March/April 1995.
- [Vento98] J.R. Vento Álvarez, "*Contribución al Estudio de las Comunicaciones Ópticas no Guiadas con Señales de Espectro Ensanchado*", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 1998.
- [Vento99] J.R. Vento Álvarez, R. Pérez-Jiménez, J.A. Rabadán, A. Santamaría, F.J. López-Hernández, "Experimental characterization of a direct sequence spread spectrum system for in-house wireless infrared communications", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 1038-1045, Nov. 1999.
- [Vook98] F. Vook, K. Baum, "Adaptive antennas for OFDM", *VTC'98, IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 608-610, 18-21 May 1998.

- [Wang98] X. Wang, H. Poor, "Robust adaptive array for wireless communications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 16, pp. 1352-1366, Oct. 1998.
- [Warner93] W. Warner, C. Leung, "OFDM/FM frame synchronization for mobile radio data communication", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, pp. 302-313, Aug. 1993.
- [Webb95] W.T. Webb, R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 7, pp. 2223-2230, July 1995.
- [Weinstein71] S.B. Weinstein, P.M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform", *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [Willink97] T.J. Willink, P.H. Wittke, "Optimization and performance evaluation of multicarrier transmission", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 43, no. 2, pp. 426-440, March 1997.
- [Wong99] C.Y. Wong, R.S. Cheng, K.B. Letaief, R.D. Murch, "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 10, pp.1747-1758, Oct. 1999.
- [Wong00] K.K. Wong, T. O'Farrell, M. Kiatweerasakul, "Infrared wireless communications using spread spectrum techniques", *IEE Proceedings-Optoelectronics*, vol. 147, no. 4, pp. 308-314, Aug. 2000.
- [Wong01] K.-K. Wong, R.S.-K. Cheng, K.B. Letaief, R.D. Murch, "Adaptive antennas at the mobile and base station in an OFDM/TDMA system", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 1, pp. 195-206, Jan. 2001.
- [Wong03] K.K. Wong, T. O'Farrell, "Spread spectrum techniques for indoor wireless IR communications", *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, no. 2, pp. 54-63, April 2003.
- [Wulich96a] D. Wulich, "Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation by cyclic coding", *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 432-433, 1996.
- [Wulich96b] D. Wulich, "Peak factor in orthogonal multicarrier modulation with variable levels", *Electronics Letters*, vol. 32, no. 20, pp. 1859-1861, 1996.
- [Yang00] L.-L. Yang, L. Hanzo, "Residue number system assisted fast frequency-hopped synchronous ultra-wideband spread-spectrum multiple-access: a design alternative to impulse radio", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 1652-1663, Dec. 2002.
- [Yang01a] L.-L. Yang, L. Hanzo, "Slow frequency-hopping multicarrier DS-CDMA for transmission over Nakagami multipath fading channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 7, pp. 1211-1221, July 2001.
- [Yang01b] B. Yang, K.B. Letaief, R.S. Cheng, Z. Cao, "Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 3, pp. 467-479, March 2001.
- [Yang01c] B. Yang, Z. Cao, K. Letaief, "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 1977-1987, Nov. 2001.
- [Yang02] L.-L. Yang, L. Hanzo, "Software-defined-radio-assisted adaptive broadband frequency hopping multicarrier DS-CDMA", *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 3, pp. 174-183, March 2002.

- [Yang05] H.W. Yang, "A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-based air interface", *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no. 1, pp. 53-60, Jan. 2005.
- [Yee93] N. Yee, J.-P. Linnartz, G. Fettwis, "Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks", PIMRC'93, *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 109-113, 1993.
- [Yen85] C.S. Yen, R.D. Crawford, "The use of directed beams in wireless computer communications", GLOBECOM'85, *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 1181-1184, Dec. 1985.
- [Yun92] G. Yun, M. Kavehrad, "Spot diffusing and fly-eye receivers for indoor infrared wireless communications", *IEEE International Conference on Selected Topics in Wireless Communications*, pp. 262-265, June 25-26 1992.
- [Zelst00] A. van Zelst, R. van Nee, G. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems", VTC 2000, *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1070-1074, May 15-18 2000.
- [Zelst01] A. van Zelst, R. van Nee, G. Awater, "Turbo-BLAST and its performance", VTC 2001, *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1282-1286, pp. 746-750, May 6-9 2001.
- [Zelst04] A. van Zelst, T.C.W. Schenk, "Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 483-494, Feb. 2004.
- [Zeng04] Y.H. Zeng, T.S. Ng, "A semi-blind channel estimation method for multiuser multiantenna OFDM systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 5, pp. 1419-1429, May 2004.
- [Zhou01] S. Zhou, G. Giannakis, "Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 1402-1414, Aug. 2001.
- [Zhu01] X. Zhu, R. Murch, "Multi-input multi-output maximum likelihood detection for wireless system", VTC 2001, *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 137-141, May 6-9 2001.
- [Zimmermann67] M. Zimmermann, A. Kirsch, "The AN/GSC-10/KATHRYN/variable rate data modem for HF radio", *IEEE Transactions on Communications Technology*, vol. 15, pp. 197-205, April 1967.

Estándares y normativa

- [ADSL] ANSI, *ANSI/T1E1.4/94-007, Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface*, Aug. 1997.
- [ANSI_Z-136.1] ANSI, *American National Standard for the Safe Use of Lasers: ANSI Z-136.1*, 1993.
- [DAB] ETSI, *Digital Audio Broadcasting (DAB)*, 2nd ed., May 1997, ETS 300 401.
- [DVB] ETSI, *Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, Aug. 1997, EN 300 744 V1.1.2.
- [EN_60825-1] CENELEC, EN 60825-1, *Safety of Laser Products - Part 1: Equipment classification, requirements, and user's guide*, 1994 (amendment 2002).
- [IEC_825-1] IEC, *IEC 825-1, Safety of Laser Products - Part 1: Equipment Classification Requirements and User's Guide*, 1993 (amendment 1997).

Direcciones Web

[3Com]	www.3com.es
[AirFiber]	www.airfiber.com
[Bang]	www.bang-olufsen.com
[Bluetooth]	www.bluetooth.org
[Ericsson]	www.ericsson.com
[ETSI]	www.etsi.org
[Hamamatsu]	www.hamamatsu.com
[IEEE]	www.ieee.org
[IrDA]	www.irda.org
[JVC]	www.jvc.com
[LightPointe]	www.lightpointe.com
[MBOA]	www.multibandofdm.org
[Nokia]	www.nokia.com
[Siemens]	www.siemens.com
[TI]	www.ti.com
[UMTSForum]	www.umtsforum.org
[WiMedia]	www.wimedia.org

Lista de abreviaturas

AB-QAM	Adaptively Biased Quadrature Amplitude Modulation
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ANSI	American National Standards Institute
APD	Avalanche PhotoDiode
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BDFE	Block-Decision Feedback Equalizer
BER	Bit Error Rate
BO	Back-Off
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BRAN	BRoadband Access Network
CCK	Complementary Code Keying
CDF	Cumulative Density Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CENELEC	Comité Européen de Normalisation ELECtrotechnique
CF	Crest Factor
CIR	Channel Impulse Response
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance
DAB	Digital Audio Broadcasting
DBC	Directive Beam Configuration
DBIR	Directed Beam InfraRed
DC	Direct Component
DD	Direct Detect
DDCE	Decision-Directed Channel Estimation
DFE	Decision Feedback Equalizer
DFIR	DiFfuse InfraRed
DFT	Discrete Fourier Transform
DIC	Diffuse Infrared Configuration
DPIM	Digital Pulse Interval Modulation
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DVB	Digital Video Broadcasting
EGC	Equal Gain Combining
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FIR	Finite Impulse Response
FOV	Field of View
FQPSK	Filtered Quadrature Phase Shift Keying
FSO	Free Space Optics
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
HDSL	High-bit-rate Digital Subscriber Line
ICI	Inter-subCarrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform

IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IM	Intensity Modulation
IP	Internet Protocol
IR	InfraRed
IrDA	Infrared Data Association
IREDD	Infrared Radiation Emitter Diode
IrLAP	IrDA Link Access Protocol
IrLMP	IrDA Link Management Protocol
IrPHY	IrDA Physical Layer
ISI	Inter-Symbol Interference
ISM	Industrial Scientific Medical
LAN	Local Area Network
LD	Laser Diode
LOS	Line Of Sight
LPF	Low Pass-Filter
LS	Least-squares
MAC	Medium Access Control
MAP	Maximum a posteriori probability
MC-CDMA	Multi-Carrier CDMA
MC-DS-CDMA	Multi-Carrier Direct Sequence CDMA
MDI	MultiDimensional Interference
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximal Ratio Combining
MSE	Mean Square Error
MSM	Multiple Subcarrier Modulation
MT-CDMA	Multi-Tone CDMA
MUD	Multi-User Detection
MUI	Multi-User Interference
NASA	National Aeronautics and Space Administration
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOB	Out-Of-Band
OOK	On-Off Keying
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PDF	Probability Density Function
PIC	Parallel Interference Cancellation
PIN	Positive Intrinsic Negative
PL	Path Loss
PPM	Pulse Position Modulation
PSAM	Pilot Symbol-Assisted Modulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QDIR	Quasi-Diffuse InfraRed
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SC	Selection Combining
SDMA	Space Division Multiple Access
SIC	Successive Interference Cancellation

SIG	Special Interest Group
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
SIR	Signal-to-Interference Ratio
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDMA	Time Division Multiple Access
TS	Training Sequences
USB	Universal Serial Bus
UFIR	Ultra Fast InfraRed
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wide Band
VFIR	Very Fast InfraRed
WiFi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
ZF	Zero-Forcing