

Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de
Telecomunicación

Estudio y Simulación de un Sistema Flip-OFDM
para Sistemas de Comunicación por Luz Visible
(VLC)

Autor: Daniel Herrera Luque

Tutor: Ana Cinta Oria Oria

Dep. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Estudio y Simulación de un Sistema Flip-OFDM para Sistemas de Comunicación por Luz Visible (VLC)

Autor:

Daniel Herrera Luque

Tutor:

Ana Cinta Oria Oria

Profesora Contratada Doctora

Dep. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2017

Trabajo Fin de Grado: Estudio y Simulación de un Sistema Flip-OFDM para Sistemas de Comunicación por Luz Visible (VLC)

Autor: Daniel Herrera Luque

Tutor: Ana Cinta Oria Oria

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2017

El Secretario del Tribunal

Agradecimientos

A mi familia que siempre supieron cómo motivarme para que no me rindiera y a mis amigos y compañeros que me ayudaron y apoyaron en todo lo que pudieron. Agradecimiento especial también a Ana Cinta, que me supo transmitir la motivación y el interés necesarios para profundizar en esta línea de investigación.

Daniel Herrera Luque

Trabajo Fin de Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Sevilla, 2017

Resumen

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es implementar y simular dos técnicas de modulación para sistemas Li-Fi mediante la herramienta Matlab. Posteriormente, los resultados de las simulaciones serán analizados, comparados y corroborados con los artículos de investigación en los que se basa este proyecto. Además, también se hará una investigación y estudio del Estado del Arte de los distintos esquemas de modulación que existen para desarrollar un sistema Li-Fi.

Abstract

The aim of this project is to implement and simulate two modulation techniques for Li-Fi systems using Matlab. Later, the results of the simulations will be analyzed, compared and corroborated with the research articles on which this project is based. In addition, there will also be a research and a study of the State of the Art of various modulation schemes that exist to develop a Li-Fi system.

Agradecimientos	vii
Resumen	ix
Abstract	xi
Índice	xiii
Índice de Tablas	xv
Índice de Figuras	xvi
Notación	xvii
1 Introducción	1
1.1 <i>Sistemas OWC</i>	2
1.1.1 Origen de las OWC	3
1.1.2 Estructura de los sistemas OWC	5
1.2 <i>VLC y Li-Fi</i>	7
1.3 <i>Motivación del Proyecto Fin de Carrera</i>	8
1.4 <i>Objetivo del Proyecto Fin de Carrera</i>	9
1.5 <i>Organización y metodología del Proyecto Fin de Carrera</i>	9
1.6 <i>Referencias</i>	10
2 Fundamentos De La Técnica OFDM	13
2.1 <i>Perspectiva histórica</i>	13
2.3 <i>Fundamentos básicos de OFDM</i>	14
2.1.1 Modelo en tiempo continuo	16
2.1.2 Modelo en tiempo discreto	17
2.4 <i>Prefijo cíclico (CP)</i>	19
2.5 <i>Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of OFDM signals</i>	20
2.6 <i>OFDM en comunicaciones ópticas inalámbricas</i>	22
2.7 <i>Bibliografía</i>	23
3 Estado Del Arte: Sistemas OFDM Para Li-Fi	25
3.1 <i>Retos de las técnicas de modulación Li-Fi</i>	25
3.2 <i>Técnicas de modulación monoportadora</i>	26
3.3 <i>Técnicas de modulación multiportadora (OFDM)</i>	27
3.3.1 DC-biased Optical OFDM (DCO-OFDM)	27
3.3.2 Asymmetrically-clipped optical OFDM (ACO-OFDM)	28
3.3.3 PAM-DMT	30
3.3.4 Flip-OFDM	30
3.3.5 Polarity Information Coded Flip-OFDM (PIC Flip-OFDM)	31
3.4 <i>Técnicas OFDM híbridas</i>	31
3.5 <i>Otras técnicas de modulación multiportadora</i>	33
3.6 <i>Modulaciones en el dominio del color</i>	35
3.7 <i>Conclusiones</i>	38
3.8 <i>Referencias</i>	38

4	Análisis E Implementación De Los Sistemas Flip-OFDM Y Pic Flip-OFDM	41
4.1	<i>Estudio teórico de Flip-OFDM</i>	41
4.1.1	Comparación con ACO-OFDM	45
4.2	<i>Implementación del sistema Flip-OFDM mediante MATLAB</i>	47
4.3	<i>Estudio teórico de PIC Flip-OFDM</i>	49
4.3.1	Comparación con Flip-OFDM	53
4.4	<i>Implementación del sistema PIC Flip-OFDM mediante MATLAB</i>	54
4.5	<i>Referencias</i>	56
5	Simulación Y Resultados	58
5.1	<i>Resultados de simulación del sistema Flip-OFDM</i>	58
5.2	<i>Resultados de simulación del sistema PIC Flip-OFDM</i>	65
5.3	<i>Referencias</i>	69
6	Líneas Futuras De Trabajo Y Conclusiones	71
6.1	<i>Conclusiones</i>	71
6.2	<i>Líneas futuras de trabajo</i>	72

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1 Historia de los sistemas OWC	4
Tabla 1-2 Diferencias entre el diodo LED y el diodo láser	6
Tabla 2-1 Comparación de las características entre los sistemas OFDM convencionales y los sistemas OFDM para OWC	23
Tabla 3-1 Comparación de los esquemas de modulación Li-Fi multiportadora	37
Tabla 4-1 Comparación de la complejidad computacional en ACO-OFDM y Flip-OFDM	46
Tabla 4-2 Estrategia de codificación de la información de polaridad	52

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1 Espectro Electromagnético	2
Figura 1-2 Diagrama de la fuente óptica transmisora y de la fuente óptica receptora de un sistema OWC	5
Figura 2-1 Esquema de modulación y demodulación OFDM en tiempo continuo	16
Figura 2-2 Esquema de modulación y demodulación OFDM en tiempo discreto mediante la herramienta DFT	18
Figura 2-3 Inserción del prefijo cíclico	19
Figura 2-4 Señal OFDM en el dominio del tiempo para un símbolo completo OFDM	20
Figura 2-5 PAPR de una señal OFDM	22
Figura 3-1 Esquema del transmisor DCO-OFDM	28
Figura 3-2 Parte del vector de símbolos complejos tras aplicar la simetría hermitica	29
Figura 3-3 Muestras de la señal ACO-OFDM en el tiempo después de aplicar la operación IFFT	29
Figura 3-4 Constelación de símbolos de una 4-CSK usando el espacio de color CIE 1931	36
Figura 4-1 Diagrama de bloques de un transmisor Flip-OFDM	42
Figura 4-2 Trama Flip-OFDM unipolar	44
Figura 4-3 Diagrama de bloques de un receptor Flip-OFDM	44
Figura 4-4 Entorno de Matlab R2015a	47
Figura 4-5 Diagrama de bloques de un transmisor PIC Flip-OFDM	48
Figura 4-6 Estructura de la trama final en la técnica de modulación PIC Flip-OFDM prouesta	52
Figura 4-7 Diagrama de bloques del receptor PIC Flip-OFDM	53
Figura 5-1 Constelaciones de los símbolos creados en el transmisor con una codificación Gray	59
Figura 5-2 Señal bipolar discreta del sistema Flip-OFDM antes de realizar la separación en polaridad	60
Figura 5-3 Señal discreta Flip-OFDM unipolar y real de salida del sistema	61
Figura 5-4 Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema Flip-OFDM con 512 puntos de tamaño IFFT/FFT	62
Figura 5-5 Gráfica donde hemos corroborado el comportamiento de nuestro sistema Flip-OFDM	63
Figura 5- 6 Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema Flip-OFDM con 64 puntos de tamaño IFFT/FFT	63
Figura 5- 7 Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema Flip-OFDM con 1024 puntos de tamaño IFFT/FFT	64
Figura 5-8 Señal discreta PIC Flip-OFDM unipolar y real de salida del sistema	66
Figura 5- 9 Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema PIC Flip-OFDM con 512 puntos de tamaño IFFT/FFT	67
Figura 5-10 Gráfica donde hemos corroborado el comportamiento de nuestro sistema PIC Flip-OFDM	67
Figura 5- 11 Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema PIC Flip-OFDM con 64 puntos de tamaño IFFT/FFT	68
Figura 5- 12 Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema PIC Flip-OFDM con 1024 puntos de tamaño IFFT/FFT	68

Notación

*	Conjugado
e.o.c.	En cualquier otro caso
<	Menor o igual
>	Mayor o igual
OWC	Optical Wireless Communications
VLC	Visible Light Communications
Li-Fi	Light Fidelity
LED	Light Emitting Diode
LD	Laser Diode
IR	Infrared
IM/DD	Intensity Modulation Direct Detection
PIN	P-type Intrinsic N-type
APD	Avalanche PhotoDiode
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
AWGN	Additive White Gaussian Noise
MCM	MultiCarrier Modulation
DVB	Digital Video Broadcasting
DRM	Digital Radio Mondiale
LTE	Long Term Evolution
CSK	Colour Shift Keying
ISI	InterSymbol Interference
ICI	InterCarrier Interference
CP	Cyclic Prefix
DFT	Discrete Fourier Transform
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
SNR	Signal Noise Ratio
BER	Bit Error Ratio
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
PSK	Phase Shift Keying
PAM	Pulse Amplitude Modulation

1 INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones inalámbricas se han convertido hoy día en un servicio público de gran importancia, como la electricidad o el agua. Las usamos cada día en nuestra vida cotidiana, en nuestra vida privada y en nuestros negocios. Tal es así, que existen más de 2 millones de antenas de telefonía celular instaladas en todo el mundo, más conocidas como estaciones base. Además existen también más de 5 billones de teléfonos móviles con los que transmitimos más de 1000 terabytes de datos al mes. Por este motivo es por lo que se ha decidido abordar los problemas que presentan las actuales comunicaciones inalámbricas, puesto que es algo fundamental para nuestras vidas.

El problema principal es la capacidad. La forma en la que transmitimos los datos inalámbricos es mediante ondas electromagnéticas, en concreto mediante ondas de radio. Las ondas de radio son limitadas, puesto que son caras y escasas, ya que solo tenemos un cierto espectro de ellas. Es esta limitación la que no permite lidiar con la demanda de transmisiones inalámbrica de datos y con el número de bytes y datos que se transmiten cada mes. En definitiva, la parte del espectro formada por las ondas de radio se está acabando.

Otro de los problemas que presentan las actuales comunicaciones inalámbricas de datos es la eficiencia. Las más de 2 millones de antenas de transmisión celular o estaciones base consumen una gran cantidad de energía, siendo solo una pequeña parte de esa energía la que se emplea en transmitir las ondas de radio. La gran mayoría de la energía es usada para enfriar las estaciones base, por lo que la eficiencia de una antena de transmisión celular es únicamente del 5% aproximadamente, lo cual es un problema bastante serio.

Por último, tanto la disponibilidad y la seguridad presentan limitaciones al uso de esta tecnología. Las ondas de radio penetran en las paredes y pueden ser interceptadas por alguien con malas intenciones que esté haciendo uso de tu red. En definitiva, la capacidad, eficiencia, disponibilidad y seguridad componen los cuatro problemas fundamentales de las comunicaciones inalámbricas a través de ondas de radio.

Sin embargo, existen más de 15000 millones de focos incandescentes de luz. La luz también es parte del espectro electromagnético, como puede verse en la figura 1-1. En mitad del espectro tenemos la parte correspondiente a la luz visible. La luz siempre ha existido y su uso es intrínsecamente seguro, por lo que sería de gran ayuda utilizarla para comunicaciones inalámbricas. Además, si comparamos el tamaño de la parte del espectro formada por las ondas de radio con la parte del espectro formada por la luz visible, ésta última es mil veces mayor. Asimismo, si comparamos también el número de estaciones base de radio celular caras de instalar e ineficientes, tenemos millones de focos incandescentes más ya instalados. Por tanto, la infraestructura está preparada, por lo que lo único que se necesita hacer es reemplazar esos ineficientes focos incandescentes o lámparas fluorescentes por focos LED. Un foco LED es un dispositivo electrónico semiconductor con una propiedad básica y fundamental: la intensidad puede ser modulada a velocidades muy altas.

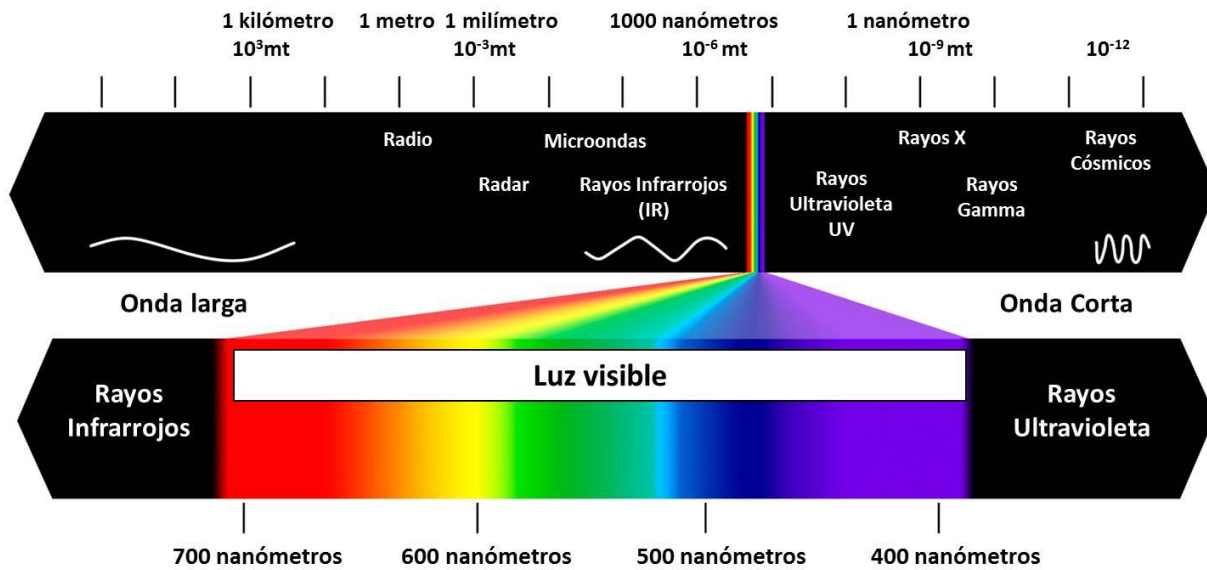


Figura 1-1. Espectro electromagnético.

De esta forma surge lo que se conoce como comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC, del inglés *Optical Wireless Communications*). Este término no se debe confundir ni con el concepto de comunicaciones por luz visible (VLC, del inglés *Visible Light Communications*) ni con el concepto de sistema Li-Fi. En lo que sigue a este capítulo, se van a explicar las diferencias y características de cada uno de estos conceptos claves.

1.1 Sistemas OWC

Convencionalmente, a las comunicaciones inalámbricas se las asocia directamente con las comunicaciones mediante ondas de radio. Sin embargo, como acaba de verse, existe otra gran parte del espectro electromagnético conocida como zona óptica, la cual se compone de la zona de infrarrojos (IR, del inglés *infrared*) y de la zona de luz visible. Por tanto, cualquier tipo de comunicación inalámbrica que tenga lugar mediante frecuencias localizadas en esta parte del espectro se le conoce como comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC), las cuales poseen ciertas ventajas con respecto a las comunicaciones mediante ondas de radio. Estas ventajas son, principalmente, que su banda de frecuencias no se encuentra regulada ni requiere de licencias, que alcanza unas tasas de bits mayores a las que ofrecen los sistemas de radiofrecuencia tradicionales, que no se ven afectadas por las interferencias radio y que aportan más seguridad ante el intrusismo, entre otras. Todas estas ventajas forman un sistema de comunicación que ayudaría de manera importante a soportar la gran demanda tecnológica que existe actualmente.

No obstante, existen una serie de desventajas que hay que tener en cuenta a la hora de implementar un sistema OWC. Por un lado, existen ciertos factores que ocasionan grandes

atenuaciones de la señal óptica, como son la lluvia, la nieve, la niebla, la iluminación fluorescente y la luz solar, por lo que son más eficientes en espacios cerrados donde no están expuestos a dichas variaciones climáticas. Además, por seguridad, se debe restringir la transmisión de potencia óptica, ya que puede ser peligroso para el ojo humano. Por otro lado, debido a la frecuencia tan elevada, los alcances son bastante más reducidos que en transmisión por radiofrecuencia. Por último, el diseño de un sistema OWC para aplicaciones en interior es más complejo que el de un sistema de radiofrecuencia.

Una vez vistas las características, ventajas y desventajas de los sistemas OWC, procedemos a realizar una pequeña reseña histórica de los mismos y a analizar la estructura de estos sistemas.

1.1.1 Origen de las OWC

La historia de los sistemas OWC no comienza hasta los años 60's, cuando se empiezan a desarrollar las distintas fuentes ópticas, siendo la más importante de ellas el láser, del que hablaremos en el siguiente apartado. Durante esta década tienen lugar una oleada de demostraciones, como la transmisión de la señal de televisión por parte de los investigadores del Laboratorio Lincolns en el MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) a través de una distancia de 48 kilómetros utilizando un LED de Arseniuro de Galio (GaAs).

En 1963, se produjo también un récord al transmitir a lo largo de 190 kilómetros una transmisión de voz modulada mediante un láser de Helio-Neón entre la cadena montañosa de Panamint y la montaña de San Gabriel en Estados Unidos.

El primer enlace láser para manejar el tráfico comercial fue construido en Japón por Nippon Electric Company (NEC) alrededor de 1970. Se trataba de un enlace full-dúplex a una longitud de onda de 632.8 nm entre Yokohama y Tamagawa, distanciados por 14 kilómetros [4].

A partir de ese momento, las OWC continuaron siendo investigadas y utilizadas principalmente por los servicios militares para comunicaciones encubiertas y por la NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) para los programas MLCDC (*Mars Laser Communication Demonstration*) y SILEX (*Semiconductor-Laser Intersatellite Link Experiment*). En estos proyectos se llegaron a alcanzar tasas de 10 Gbps en comunicaciones entre satélites [5].

Sin embargo, a pesar del conocimiento temprano de las técnicas necesarias para construir sistemas OWC operativos, la utilidad y practicidad de los mismos fueron cuestionables hasta hace poco por diversos motivos. En primer lugar, los sistemas de comunicaciones existentes eran adecuados para manejar las demandas de la época. En segundo lugar, para asegurar el correcto funcionamiento de los componentes del sistema se necesitó de una fuerte investigación y desarrollo. Por último, los efectos atmosféricos en sistemas al aire libre exigían sistemas ópticos de señalización y seguimiento precisos que no estaban disponibles entonces. Debido a estos problemas, no es sorprendente asumir que hasta ahora los sistemas OWC no han tenido una gran influencia en las redes de comunicaciones.

Con el rápido desarrollo y madurez de los dispositivos optoelectrónicos, las OWC han sido testigo de un renacimiento. Además, la creciente demanda de más ancho de banda frente a nuevas aplicaciones implica que la antigua práctica de confiar en una sola tecnología de acceso tiene que ceder. Estas fuerzas, junto con el éxito registrado de su aplicación en servicios militares han rejuvenecido el interés en aplicaciones civiles. En los últimos años se han registrado varios ensayos de campo exitosos en varias partes del mundo que han fomentado aún más inversiones en este terreno. Esto ha culminado en el aumento de la comercialización y el despliegue de OWC en las infraestructuras de comunicación de hoy día.

Los sistemas full-dúplex OWC al aire libre funcionan a 1.25 Gbps entre nodos estáticos y son un punto de interés en el mercado actual, como los sistemas que operan fiablemente en todas las condiciones climáticas en un rango de hasta 3.5 kilómetros.

En 2008, se introdujo el primer sistema OWC de 10 Gbps al aire libre, convirtiéndolo en la tecnología inalámbrica comercial de mayor velocidad [6]. Sin embargo, se continúan los esfuerzos para aumentar aún más la capacidad a través de sistemas integrados y de multiplexación por división en longitud de onda (WDM, del inglés *Wavelength Division Multiplexing*), que se encuentran actualmente en etapas experimentales [7]. En la tabla 1-1 se muestra un breve resumen de la historia de OWC.

Tabla 1–1 Historia de los sistemas OWC

Fecha	Sistemas/Dispositivos/Estándares
1960	Láser
1970s	OWC principalmente usado en servicios de seguridad militar
1979	Sistemas OWC en interiores, por F. R. Gfeller and G. Bapst
1993	Estándar abierto para comunicaciones por infrarrojos, por la Asociación de Datos Infrarrojos (IrDA)
2003	Consorcio de Comunicaciones por Luz Visible (VLCC)
2008	Estándares para redes domésticas mediante tecnología de infrarrojos y VLC
2009	Estándar para VLC: IEEE 802.15.7

1.1.2 Estructura de los sistemas OWC

Un sistema OWC, al igual que cualquier sistema de comunicación, se compone básicamente de un transmisor, el cual modula unos datos de entrada y realiza un tratamiento de la señal generada para su correcta transmisión, de un canal de comunicación, que altera de una forma u otra la señal enviada, y de un receptor, el cual demodula de la mejor forma posible la señal recibida para entregarla al usuario correspondiente. Sin embargo, en un sistema OWC se deben añadir dos elementos fundamentales: un láser o diodo emisor de luz en el transmisor y un fotodetector de los haces de luz en el receptor, como se muestra en la figura 1-2.

Existen dos tipos de fuentes ópticas: las fuentes emisoras de luz incoherentes y las fuentes emisoras de luz coherentes. Dentro de las primeras se encuentran los diodos emisores de luz, también conocidos como LEDs, del inglés *light emitting diode*. Por otro lado, dentro de las fuentes coherentes se encuentran los diodos láser o también llamados LDs, del inglés *laser diode*.

Los diodos LEDs son mucho más económicos que los láseres y se suelen utilizar en aplicaciones de interior y en enlaces cortos con velocidades de datos moderadas.

Los diodos láseres producen una luz coherente, lo cual significa que todas las ondas luminosas están en fase entre sí. La idea básica de un diodo láser consiste en usar una cámara resonante con espejos que refuerza la emisión de ondas luminosas a la misma frecuencia y fase. A causa de esta resonancia, un diodo láser produce un haz de luz estrecho que es muy intenso, enfocado y puro. Por tal motivo, debido a su perfil de haz altamente direccional, se suelen utilizar principalmente en aplicaciones al aire libre o en enlaces de comunicación largos. En la tabla 1-2 se muestran las principales diferencias entre un LED y un LD.

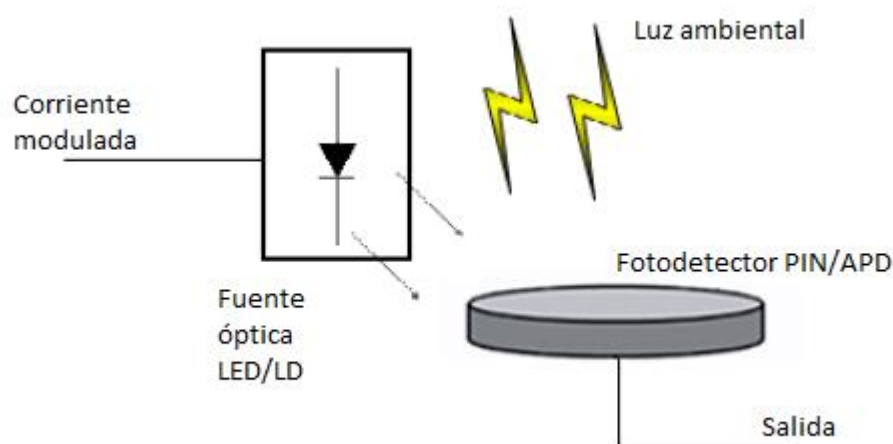


Figura 1-2. Diagrama de la fuente óptica transmisora y de la fuente óptica receptora de un sistema OWC [2]

En cuanto a la parte receptora se suelen usar fotodetectores PIN (*P-type Intrinsic N-type layers semiconductor*) o fotodetectores de avalancha (APD, del inglés *Avalanche PhotoDiode*).

El fotodiodo PIN es el detector más importante utilizado en los sistemas de comunicación óptica. Está formado por tres capas de semiconductores: una de tipo P, una de tipo N y una intermedia de semiconductor intrínseco. Entre sus características se encuentran que es relativamente fácil de fabricar, que es altamente fiable, que tiene un bajo ruido y que es sensible a un gran ancho de banda debido a que la capa intrínseca se puede modificar para optimizar su eficiencia cuántica y el margen de frecuencia. Dicha eficiencia cuántica es uno de los parámetros más importantes de un fotodetector, pues se define como el porcentaje de fotones que chocan con la superficie y que producirá un par electrón-hueco. Es decir, es una medida precisa de la sensibilidad del dispositivo.

Los fotodiodos de avalancha se emplean cuando la potencia recibida puede ser limitada, ya que tienen una mayor capacidad de respuesta que los fotodiodos PIN y requieren de una menor potencia óptica para su buen funcionamiento. Por tal motivo, los APD permiten la transmisión de mayores tasas de información que los fotodiodos PIN. Sin embargo, son más complejos de fabricar, más caros y presentan un tiempo de vida útil menor.

Tabla 1–2 Diferencias entre el diodo LED y el diodo láser

Láser	LED
Mayor tasa de datos	Tasas de datos moderadas
Potencia de salida mayor	Potencia de salida menor, mayor tiempo de vida
Emisión de luz coherente	Emisión de luz incoherente
Construcción compleja	Más económico
Guiado de luz en una sola dirección	Emite fotones en muchas direcciones
Los fotones poseen longitudes de ondas muy cercanas entre sí	Mayor dispersión en cuanto a longitud de onda

1.2 VLC y Li-Fi

Las comunicaciones por luz visible (VLC) son un tipo específico de comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC) en las que las señales emitidas pertenecen al rango del espectro electromagnético que es visible por el ojo humano. Este rango abarca longitudes de onda desde 390 nm hasta 750 nm.

Las VLC usan LEDs para transmitir datos inalámbricamente mediante modulación por intensidad y detección directa (IM/DD) en el receptor. Esta nueva tecnología ha sido concebida como una técnica de comunicación que ha sido estandarizada, formando parte del estándar IEEE 802.15.7 [1]. Este estándar se está revisando actualmente para poder incluir el concepto de Li-Fi. Li-Fi no es más que una aplicación de las VLC que describe un sistema inalámbrico completo, incluyendo comunicación multiusuario bidireccional (por ejemplo punto a punto o multipunto a punto). Además, Li-Fi implica múltiples puntos de accesos inalámbricos con células ópticas muy pequeñas que permiten la transferencia sin fisura de unas a otras. Esto significa que Li-Fi permite total movilidad.

Para habilitar el acceso multiusuario, se requieren nuevos protocolos de control de acceso al medio (MAC) que tengan en cuenta las características específicas de la capa física Li-Fi. Del mismo modo, se necesitan técnicas de mitigación de interferencias para garantizar la equidad y el alto rendimiento global del sistema. Por último, la red óptica debe integrarse en redes definidas por software, regidas por la separación de los planos de control y de datos, así como la virtualización de la red.

Todo ello requiere del desarrollo de nuevos agentes para Li-Fi y de una actividad de investigación significativa tanto de las dos capas internas que forman VLC como de los modelados de canal óptico.

En definitiva, Li-Fi es una aplicación de las VLC, debido a que usa señales pertenecientes al espectro conocido como visible, que pretende emular a una red Wi-Fi pero con tasas de datos mucho más elevadas y con una seguridad mucho mayor.

Algunas de las aplicaciones más importantes para Li-Fi son [8]:

- Iluminación inteligente. Toda la iluminación, tanto pública como privada, incluyendo farolas de las calles, se pueden utilizar para proporcionar puntos de acceso Li-Fi.
- Conectividad móvil. Los ordenadores portátiles, teléfonos móviles y otros dispositivos móviles se pueden interconectar entre ellos directamente mediante Li-Fi.
- Hospitales y centros de salud. Li-Fi no emite ninguna interferencia electromagnética, por lo que se puede usar cerca de instrumentación médica o de escáneres de resonancia magnética.
- Vehículos y transportes. Los LEDs se están introduciendo en los faros y luces traseras de los vehículos, con lo que éstos se podrían comunicar entre ellos o con las farolas y señales de tráfico que llevan luz incorporada, consiguiendo mayor seguridad vial y mejor gestión del tráfico.

- Servicios basados en localización (LBS). Los servicios de información específicos de localización de alta precisión, como la publicidad o la navegación, que permiten conocer la localización del receptor para que reciba la información adecuada.
- Juguetes. Muchos juguetes usan LEDs, que pueden usarse para comunicar juguetes interactivos entre sí.

1.3 Motivación del Proyecto Fin de Carrera

Las comunicaciones ópticas inalámbricas, tanto las tradicionales mediante fibra óptica como las emergentes inalámbricas, se tratan de una materia fundamental en la titulación de Ingeniero de Telecomunicación. Por tal motivo, se puede considerar a este proyecto como un final perfecto para la obtención del grado. Además, las comunicaciones ópticas inalámbricas, más concretamente las relacionadas con el sistema Li-Fi, encabezan algunas líneas de investigación actuales, lo que parece indicar que este proyecto podría contribuir a ayudar, aunque sea mínimamente, a la mejora de dicha tecnología.

Por otro lado, para el desarrollo de este Proyecto Fin de Carrera no solo había que enfrentarse a un trabajo de investigación previo, sino que ha habido que desenvolverse con la herramienta Matlab y con su lenguaje de programación, el cual, por mucho que se haya utilizado en distintas asignaturas del grado, siempre te expone a nuevos desafíos que debes resolver de forma autodidacta.

Por otro lado, las dos técnicas de modulación para sistemas Li-Fi que se han elegido para su implementación, simulación y comparación están basadas en un esquema de modulación ampliamente utilizado hoy día en diversas aplicaciones y estándares de todo tipo. Se trata de OFDM (del inglés, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), técnica de gran importancia hoy día que, si no fuera por el desarrollo de este proyecto, no se habría adquirido el conocimiento mínimo necesario que todo ingeniero de telecomunicación debe poseer acerca de ella.

Por último, el análisis de los resultados que se han obtenido mediante las distintas simulaciones del proyecto ha permitido comparar las dos tecnologías elegidas y corroborar su funcionamiento con los distintos artículos de investigación en los que nos hemos apoyado para el desarrollo de este trabajo.

Todas las razones anteriormente expuestas son las que han impulsado a realizar este proyecto en particular, y a obtener una gran satisfacción personal una vez acabado, pues se puede decir que ha contribuido al aprendizaje y mejora de ciertas aptitudes y a que se quiera estar vinculado a esta materia una vez haya concluido el grado.

1.4 Objetivo del Proyecto Fin de Carrera

El objetivo principal del proyecto realizado es realizar un estudio e investigación del Estado del Arte actual de los sistemas Li-Fi y, una vez vistas todas las técnicas de modulación que se manejan hoy día, elegir las dos que parezcan más interesantes y con mejores prestaciones para su desarrollo, implementación, simulación y posterior comparación.

De esta forma, tras estudiar los distintos tipos de tecnologías para sistemas Li-Fi que existen actualmente, se decidió diseñar en primer lugar el esquema de modulación Flip-OFDM y, a continuación, una mejora del mismo conocida como PIC Flip-OFDM, las cuales introducen ciertas variantes a la OFDM tradicional para adaptarla al medio óptico.

Las distintas simulaciones obtenidas han tenido lugar sobre un canal AWGN que se ha implementado mediante la herramienta Matlab, con el objetivo de analizar las curvas de la BER frente a la SNR cuando varían los parámetros de simulación más importantes.

1.5 Organización y metodología del Proyecto Fin de Carrera

La elaboración del proyecto se ha organizado mediante distintas fases, las cuales se presentan a continuación:

1. En primer lugar, se ha necesitado un periodo de iniciación a la materia, pues durante el grado no se había estudiado nada relacionado sobre las comunicaciones ópticas inalámbricas, por lo que nos adentrábamos en un terreno totalmente inexplorado por nuestra parte. Para ello se ha necesitado de múltiples artículos de investigación obtenidos la mayoría de la web del IEEE desde la plataforma FAMA de la Universidad de Sevilla, con el fin de recolectar toda la información posible acerca de OFDM y de Li-Fi, principalmente.
2. Tras obtener toda la información necesaria, se redactó el capítulo 2 del proyecto, que trata sobre la modulación OFDM tradicional. Esto se debe a que como las técnicas de modulación elegidas para implementar están basadas en esta tecnología multiportadora, parecía lógico tratar primero un capítulo acerca de la misma antes de adentrarnos en la materia. Por tanto, el capítulo 2 se trata la historia de OFDM, sus fundamentos básicos, los bloques que lo componen y las ventajas y desventajas que presenta.
3. A continuación, tras leer todo lo posible sobre Li-Fi y sus técnicas de modulación, se decidió redactar el capítulo 3, que consiste en un análisis y descripción del Estado del Arte de Li-Fi. En él se reflejan los retos a los que se enfrenta esta tecnología, los esquemas de modulación monoportadoras, los esquemas de modulación multiportadora basados en OFDM y no basados en OFDM y los esquemas de

- modulación en el dominio del color, así como una tabla comparativa de los mismos.
4. Se ha procedido a programar el sistema Flip-OFDM mediante Matlab. Se ha desarrollado bloque por bloque de forma que cada uno de ellos llame al siguiente y así ejecutar todo el programa de una vez, solo tecleando el nombre de la función principal.
 5. Posteriormente, se ha comprobado que no había errores ni en transmisión ni en recepción. Para ello se ha simulado en ausencia de canal y se ha verificado que la BER era nula.
 6. Se ha simulado el sistema Flip-OFDM en un canal AWGN y se han obtenido distintas gráficas BER frente a SNR como resultado, cada una de ellas con unos parámetros iniciales diferentes.
 7. A continuación se ha procedido exactamente de la misma forma con el esquema de modulación PIC Flip-OFDM. Con los resultados de ambos sistemas, se ha realizado la comparación de los mismos y se ha verificado dicha comprobación con los artículos de investigación en los que nos hemos basado.
 8. Se ha redactado el capítulo 4, el cual puede ser el capítulo teórico-experimental más importante de todos. En él se describen teóricamente en profundidad los dos sistemas elegidos. Además se presenta el entorno de trabajo de Matlab y se describen también todos los bloques empleados para la realización de los dos esquemas de modulación.
 9. Con los resultados de las distintas simulaciones procedemos a redactar el capítulo 5, el cual analiza detenidamente los mismos.
 10. Se redacta el capítulo 6, conclusiones y líneas futuras de trabajo.
 11. Por último, redactamos el capítulo actual correspondiente a la introducción del proyecto.

1.6 Referencias

- [1] S. Rajagopal, R. Roberts and S. K. Lim. “*IEEE 802.15.7 visible light communication: Modulation schemes and dimming support*”. March, 2012.
- [2] Juan Eloy De Los Ángeles, Ana Cinta Oria. “*Estudio y Simulación de un Sistema ACO-OFDM para Comunicaciones Ópticas Inalámbricas*”. 2014.
- [3] Harald Haas, Liang Yin, Yunlu Wang and Cheng Chen. “*What is LiFi?*”. March 15, 2016.
- [4] J. R. Barry. “*Wireless Infrared Communications*”.1994.

- [5] R. Ramirez-Iniguez, S. M. Idrus and Z. Sun. “*Optical Wireless Communications: IR for Wireless Connectivity*”. 2008.
- [6] E. Ciaramella, Y. Arimoto, G. Contesabile, M. Presi, A. D’Errico, V. Guarino and M. Matsumoto. “*1.28 terabit/s (32x40 Gbit/s) WDM transmission system for free space optical communications*”. 2009.
- [7] W. O. Poppola and Z. Ghassemlooy. “*BPSK subcarrier intensity modulated free-space optical communications in atmospheric turbulence*”. 2009.
- [8] Blanca Lorenzo Grandes and María José Madero Ayora. “*Estudio del Estado del Arte de los sistemas de comunicaciones por luz visible (VLC)*”. 2016.
- [9] Z. Ghassemlooy, W. Poppola and S. Rajbhandari. “*Optical Wireless Communications. System and Channel Modelling with MATLAB*”. August, 2012.

2 FUNDAMENTOS DE LA TÉCNICA OFDM

La modulación por división ortogonal en frecuencias, del inglés *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), pertenece a una clase de modulación multiportadora (MCM) en la que el ancho de banda disponible se divide en múltiples subportadoras separadas ortogonalmente entre sí y que transportarán la información deseada. OFDM tiene una serie de características y ventajas, las cuales se analizarán en el presente capítulo, que han permitido que esta técnica triunfe y haya sido explotada en diversos sistemas de comunicaciones actuales, tales como el estándar IEEE 802.11 a/g/n para redes de área local inalámbricas (WLAN), los estándares europeos de televisión y radio digital (DVB-T y DRM, respectivamente), en el sistema WiMAX de transmisión inalámbrica de datos y en el estándar LTE para telefonía móvil 4G, entre otros muchos.

Si entramos en el terreno óptico, las ventajas que presenta OFDM son también de gran interés en el desarrollo de los futuros sistemas OWC. Sin embargo, debido a una serie de desventajas que también se tratarán en este capítulo, la técnica OFDM tendrá que competir con modulaciones monoportadoras y con las emergentes modulaciones por desplazamiento de color (CSK, del inglés *Colour Shift Keying*), siendo éstas últimas muy atractivas para los sistemas Li-Fi.

Como las modulaciones que se han desarrollado en nuestro trabajo están basadas en OFDM, es conveniente realizar primero un análisis con cierta profundidad de esta técnica. En este capítulo se hará en primer lugar una breve reseña histórica de OFDM y, a continuación, una descripción de los fundamentos básicos en los que se basa y de sus ventajas e inconvenientes.

2.1 Perspectiva histórica

Antes de describir las características principales de OFDM es necesario realizar un resumen de la evolución histórica que ha ido atravesando para poder entender mejor los avances que ha ido adquiriendo.

La idea de OFDM data de los años 50 cuando unos ingenieros de la empresa Rockwell Collins, llamada en aquel entonces Collins Radio, sugirieron que una serie de subcanales no contiguos eran menos vulnerables a la interferencia entre símbolos (ISI). Sin embargo, la historia de esta modulación comienza en 1966, fecha en la que se publica [1], donde se consigue evitar por primera vez la ISI y la ICI, del inglés *InterCarrier Interference*, en transmisiones multicanal. Además, ese mismo año, tras estudiarse la propuesta de [1] se publica [2], en el que se hace mención a la necesidad de reducir la interferencia entre canales adyacentes por encima de perfeccionar los canales individuales en sí mismos, pues la

distorsión dominante es la debida a aquella parte de la señal que invade el otro canal (*crosstalk*).

En 1971 se propone [3], que introduce la transformada discreta de Fourier (DFT) en la modulación y demodulación en lugar de los osciladores sinusoidales y demoduladores coherentes que se usaban en aquel entonces y que provocaban serios problemas de sintonización y sincronización. Además, en ese mismo artículo, se plantea el uso de un intervalo de guarda vacío entre símbolos y un enventanado tipo coseno alzado en el tiempo para contrarrestar el efecto de la ISI y de la ICI. El sistema propuesto no conseguía una ortogonalidad perfecta entre subportadoras, pero fue un avance importante en el desarrollo de OFDM.

Ya en 1980, en [4] se soluciona el problema de la ortogonalidad mediante el uso de un prefijo cíclico (CP), es decir, transmitir una extensión cíclica del símbolo OFDM en lugar de un período de guarda vacío. De esta forma, si la duración del CP es mayor que la respuesta impulsiva del canal se garantiza la ortogonalidad. El uso de esta técnica introduce una pérdida de energía, la cual es proporcional a la duración del CP, aunque dicha pérdida está motivada por la anulación de la ICI.

Durante la década de los 90, el uso de OFDM se incorporó rápidamente a las nuevas tecnologías que iban surgiendo, como [5], donde se implementa una red de área local inalámbrica experimental.

Hacia 2005, ya en el siglo XXI, [6] propone por primera vez algunas técnicas para solucionar uno de los principales inconvenientes que presenta esta modulación: una alta relación potencia de pico a potencia media, conocida como PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*). Dicho estudio concluye con que no se podía proporcionar una técnica de reducción de PAPR para todos los sistemas de transmisión multiportadora, sino que la técnica apropiada se debía elegir de acuerdo a una serie de requisitos.

Para finalizar esta revisión histórica, durante los últimos años se han publicado numerosos artículos con el fin de mejorar la sincronización, tema importante no solo en los sistemas OFDM sino también en cualquier sistema de transmisión inalámbrica, puesto que los fallos de sincronización empeoran la relación señal a ruido (SNR), aumentan la probabilidad de error (BER) y provocan pérdida de la ortogonalidad.

Como puede observarse, la técnica OFDM, desde que apareció como una idea hace más de 50 años, ha ido sufriendo avances y mejoras década tras década, hasta convertirse en una de las herramientas más utilizadas en el mundo de las comunicaciones digitales. OFDM no solo está inmerso en infinidad de estándares, como todos los citados anteriormente, sino que se presenta como la base para el futuro de los sistemas de comunicaciones de banda ancha, entre los que destacan las comunicaciones ópticas.

2.3. Fundamentos básicos de OFDM

Como ya se avanzó al comienzo del capítulo, OFDM divide un canal de banda ancha en un gran número de canales de banda estrecha equiespaciados, donde en cada subcanal se transmite una subportadora que transporta una porción de la información del usuario. Los

subcanales presentan aproximadamente un desvanecimiento plano en frecuencia, el cual se consigue si el ancho de banda de cada subportadora es lo suficientemente pequeño con respecto al ancho de banda de coherencia del canal.

OFDM es una técnica basada en la multiplexación por división en frecuencia (FDM) con la diferencia de que cada subportadora es ortogonal al resto, lo que permite un aumento de la eficiencia del uso del espectro, pues no existen bandas de separación entre subportadoras.

Las características que acabamos de mencionar dan a OFDM una de sus principales ventajas: robustez frente a la ISI, la cual es muy frecuente en sistemas inalámbricos de banda ancha con multitrayecto. En los sistemas monoportadora, por el contrario, para poder subsanar ese efecto es necesaria una ecualización adicional con un elevado número de etapas cuyos coeficientes se van haciendo más complejos si el canal se vuelve variable. Por lo tanto, el uso de OFDM para comunicaciones inalámbricas se ve más que justificado. Además, OFDM no solo se utiliza para canales inalámbricos, sino también en medios guiados metálicos y ópticos, debido a que OFDM soporta bien la distorsión por atenuación a frecuencias altas. Cuando se usa en este tipo de medios recibe el término DMT (*Discrete Multitone Modulation*).

Un sistema OFDM divide el flujo de datos a transmitir en flujos de datos paralelos, cada uno en una subportadora y cada subportadora modulada según un esquema de modulación convencional (normalmente QAM, o PSK). Para poner un ejemplo, si se disponen de 100 subportadoras y se desea transmitir un flujo a una tasa de 1Mbps, éste es dividido en 100 flujos de 10 Kbps. A continuación, para obtener el pulso OFDM se aplica una transformación FFT inversa de la siguiente forma:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} s_k(t - iT_s) \quad (2-1)$$

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (2-2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq 0, t > T_s) \end{cases} \quad (2-3)$$

donde c_{ki} es el i -ésimo símbolo de información en la subportadora k -ésima, s_k es la forma de onda de la subportadora k -ésima, N_{sc} es el número de subportadoras, f_k es la frecuencia de la subportadora y T_s es el período de símbolo.

En cuanto a la modulación y demodulación OFDM, tenemos dos esquemas distintos: uno en tiempo continuo y otro en tiempo discreto. Los primeros sistemas OFDM utilizaban el modelo en tiempo continuo, pero tuvo poca aceptación debido a la dificultad que suponía sintonizar y sincronizar perfectamente los bancos de osciladores empleados en el transmisor y en el receptor, como se verá a continuación. Por tanto, actualmente se emplea el modelo en tiempo discreto, que reemplaza el modulador y el demodulador por módulos de iFFT y FFT, respectivamente.

2.1.1 Modelo en tiempo continuo

En primer lugar, el transmisor convierte de serie a paralelo los N_{sc} símbolos que se van a transmitir a través de las N_{sc} subportadoras. A continuación, se traslada cada flujo a la frecuencia correspondiente y se suman todos para dar un único símbolo de salida $s(t)$. En el receptor se dispone de un banco de correladores, precedidos de una traslación a banda base. Dicha traslación se consigue multiplicando cada flujo por la exponencial compleja a la frecuencia de la subportadora correspondiente. Todo este proceso se puede observar en la figura 2-1.

El símbolo detectado a la salida del demodulador sería el siguiente:

$$c'_{ki} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{j2\pi f_k t} dt \quad (2-4)$$

donde $r(t)$ es la señal recibida en el dominio del tiempo. Sin embargo, debido a los problemas de sincronización y sintonización que comentábamos, este modelo será sustituido por el modelo en tiempo discreto.

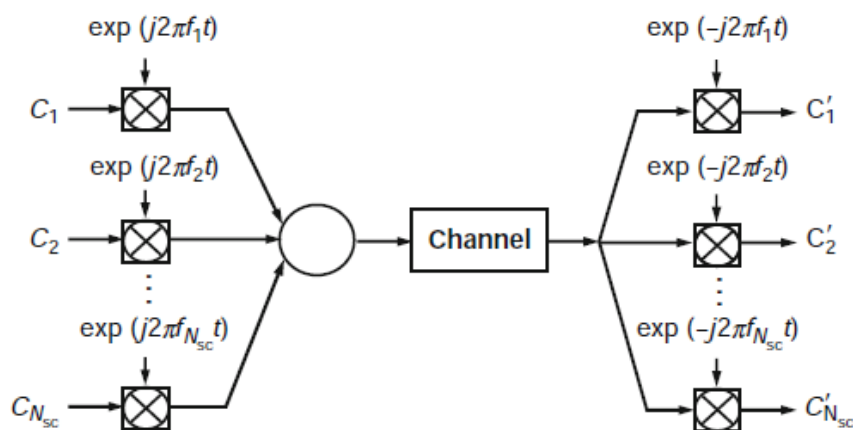


Figura 2-1. Esquema de modulación y demodulación OFDM en tiempo continuo [11].

2.1.2 Modelo en tiempo discreto

Tal y como se ha comentado en la revisión histórica, Weinstein y Ebert descubrieron que la modulación y demodulación de una señal OFDM podía implementarse de forma más eficiente mediante el uso de la transformada discreta de Fourier (DFT). Esto resulta evidente si estudiamos la ecuación 2-1. Para ello, vamos a omitir el índice i , redefinimos N_{sc} por N y asumimos que la señal $s(t)$ es muestreada cada intervalo T_s/N . De esta forma, la m -ésima muestra de $s(t)$ sería:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} \quad (2-5)$$

Si usamos la condición de ortogonalidad y el convenio de la ecuación 2-5, tenemos la expresión de la ecuación 2-6.

$$f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (2-6)$$

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi \frac{(m-1)(k-1)}{N}} = \mathfrak{F}^{-1} \{c_k\} \quad (2-7)$$

donde \mathfrak{F} es la transformada de Fourier y m está comprendido entre 1 y N . De manera similar, en el receptor podemos obtener el símbolo detectado de la siguiente forma:

$$c'_k = \mathfrak{F} \{r_m\} \quad (2-8)$$

donde r_m es la señal recibida muestreada cada intervalo T_s/N . De las ecuaciones 2-6 y 2-7 se deduce que el valor discreto de la señal OFDM transmitida $s(t)$ es simplemente la IDFT de N puntos de los símbolos de información c_k , mientras que los símbolos de información recibidos son la DFT de N puntos de la señal recibida muestreada.

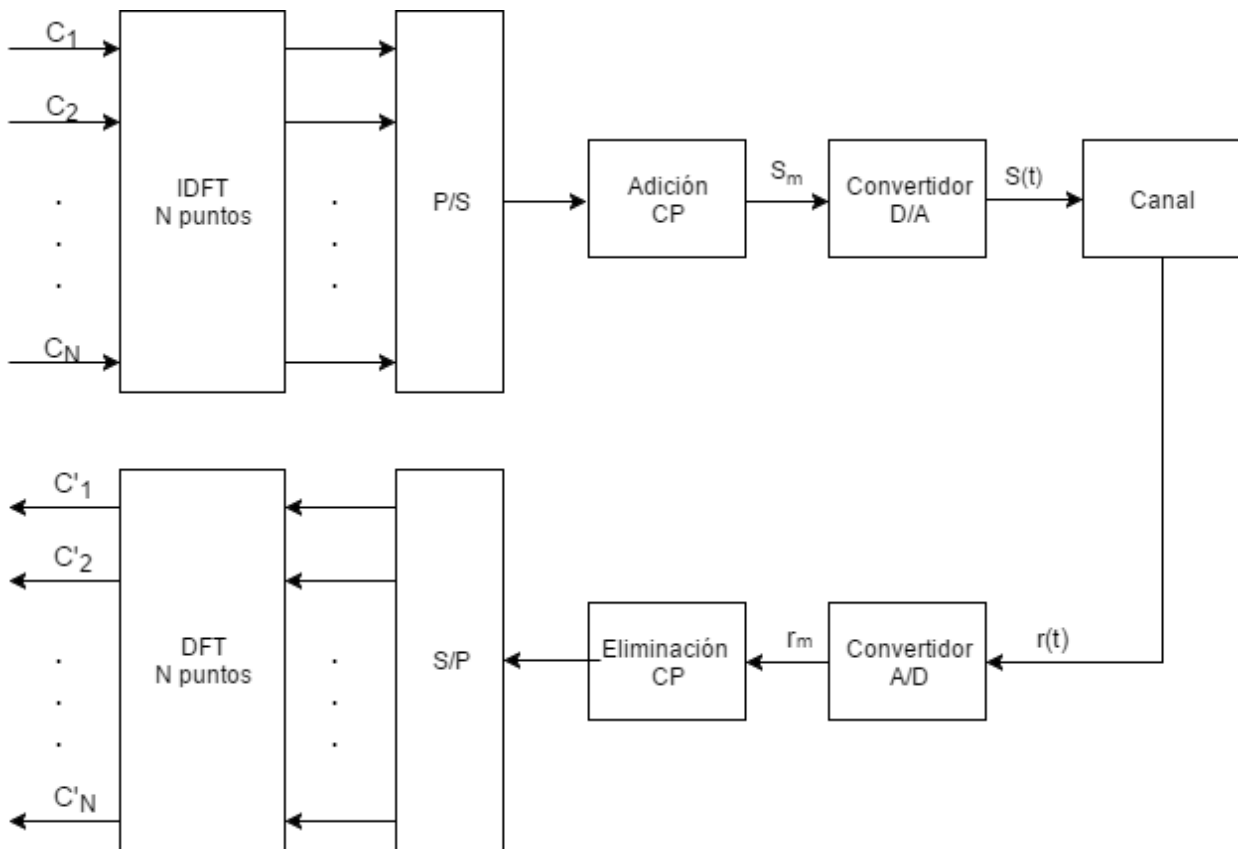


Figura 2-2. Esquema de modulación y demodulación OFDM en tiempo discreto mediante la herramienta DFT

En el esquema de la figura 2-2 se pueden apreciar dos elementos cruciales tanto en el transmisor como en el receptor: el filtro conversor digital/analógico y el filtro conversor analógico/digital, respectivamente. El primero se encarga de convertir la señal discreta s_m a la señal analógica $s(t)$, mientras que el segundo convierte la señal analógica recibida $r(t)$ en las muestras discretas r_m .

Para que el uso de la DFT sea eficiente, el número de muestras que se use debe ser potencia de 2. Por tanto, si el número de subportadoras a transmitir no corresponde con un número potencia de 2, se iguala N a la potencia de 2 más cercana por arriba y se rellena con ceros las subportadoras no utilizadas en los extremos de la banda.

Existen dos ventajas fundamentales de la implementación de este modelo frente al anterior. En primer lugar, debido a la existencia de un eficiente algoritmo IFFT/FFT, el número de multiplicaciones complejas de la IFFT en la ecuación 2-6 y de multiplicaciones complejas de la FFT en la ecuación 2-7 se reducen de N^2 a $\frac{N}{2} \log_2 N$. En segundo lugar, un gran número de subportadoras pueden ser generadas y demoduladas sin recurrir a osciladores y filtros de radiofrecuencia mucho más complejos. Esto conduce a una arquitectura relativamente simple para OFDM cuando se requieren un número de subportadoras elevado.

2.4. Prefijo cíclico (CP)

En los esquemas vistos en el apartado anterior se ha obviado una de las características más importantes de OFDM y que nos permite subsanar de alguna manera los efectos perjudiciales de la ISI y la ICI, provocados por el efecto multitrayecto del canal y por la falta de ortogonalidad de las subportadoras recibidas. Se trata de la inserción de un prefijo cíclico (CP).

Como ya se comentó en la revisión histórica, antes de que Abrahamn Peled y Antonio Ruiz introdujeran el CP se usaba un intervalo de guarda (IG), que consistía en una serie de ceros. Este intervalo de guarda, que hoy día se sigue usando en muchas aplicaciones, se elige con duración mayor al máximo retardo entre todas las subportadoras (t_d). Así, las componentes debidas al retardo de un símbolo no interfieren en el siguiente.

Sin embargo, aunque esta solución previene los efectos de la ISI, las interferencias entre portadoras o ICI siguen estando presentes, provocando falta de ortogonalidad de las subportadoras en el receptor. El CP nos ayuda a mitigar también ese efecto. La idea es copiar una parte del final del símbolo al comienzo de la señal, provocando cierta redundancia. Debido a la propiedad cíclica de la IDFT, el bloque de muestras original y el CP se unen manteniendo perfecta continuidad en fase y frecuencia.

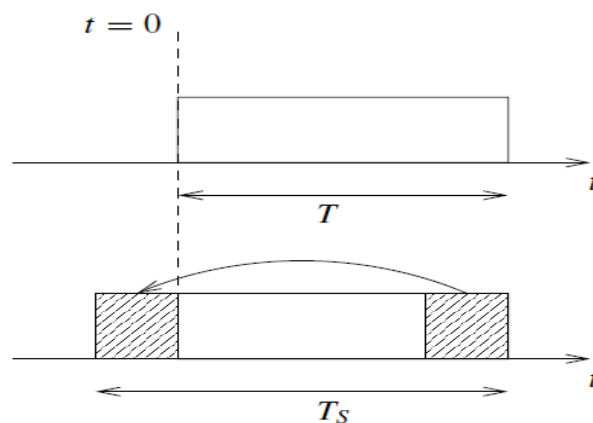


Figura 2-3. Inserción del prefijo cíclico (CP) [11].

La inserción del CP se produce en el transmisor justo antes de que la señal a transmitir se filtre en el convertidor digital/analógico, y de la misma forma, la extracción del mismo tiene lugar en el receptor justo después de que la señal recibida se filtre en el convertidor analógico/digital.

Para prevenir la falta de ortogonalidad debida a los errores de sincronización de frecuencia, la separación entre subportadoras debe ser mayor que el máximo desplazamiento que experimenta un usuario en movimiento, lo que provoca que el intervalo de símbolo no pueda

ser excesivamente grande. Además, es necesario tener en cuenta que la energía transmitida se incrementa con la longitud del prefijo cíclico, aunque la expresión de la señal recibida muestreada se mantiene inalterada. Por ambos motivos, se debe escoger como valor de CP aquel que sea mínimo.

La utilización del CP en la modulación OFDM permite transformar un canal dispersivo y selectivo en frecuencia (banda ancha) en un conjunto de N canales en paralelo no selectivos en frecuencia (banda estrecha). Esta característica permite modificar independientemente la modulación o la codificación de los símbolos que se envían en cada subcanal, en función de las características del mismo.

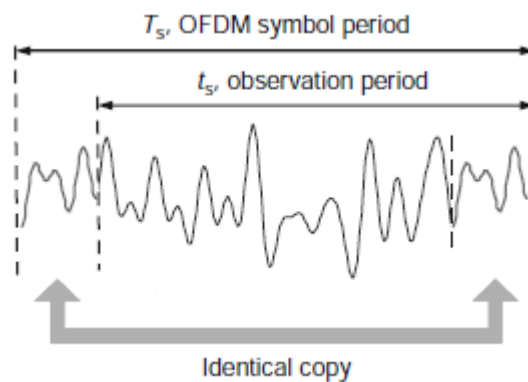


Figura 2-4. Señal OFDM en el dominio del tiempo para un símbolo completo OFDM [11]

En la figura 2-4 se muestra un símbolo OFDM completo compuesto por un período de observación y un prefijo cíclico. La forma de onda dentro del período de observación se utilizará para recuperar los símbolos de información en el dominio de la frecuencia.

2.5. Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of OFDM signals

La principal desventaja que presentan los sistemas OFDM, al igual que todos los sistemas multiportadora, es la alta relación potencia de pico a potencia media, es decir, la potencia transmitida en un instante de tiempo puede ser significativamente superior a la potencia media de la señal. Esto provoca que el amplificador de potencia entre en zona no lineal y saturar, generándose armónicos y productos de intermodulación.

El efecto mencionado se debe a la posibilidad de que las subportadoras en un determinado momento se pueden sumar en fase, dando un nivel de potencia elevado. Aunque es poco probable que exista una coincidencia de fase tan mayoritaria, pues las subportadoras están incorreladas, sí es posible que exista algún pico en la potencia de la señal, como se muestra en la figura 2-4.

Este problema se estudia mediante una figura de mérito llamada PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), que consiste en la relación entre la potencia de pico y la potencia media de la

señal. Se suele expresar en dB y la fórmula es la siguiente:

$$PAPR(dB) = 10 \log\left(\frac{\max \left\{ |s(t)|^2 \right\}}{E \left\{ |s(t)|^2 \right\}}\right) \quad (2-9)$$

donde $E\{\cdot\}$ representa la media estadística.

Para que resulte más sencillo entender este concepto vamos a analizar una señal OFDM en el tiempo constituida por N subportadoras. Nuestra señal se puede expresar de la siguiente forma:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi kt / T_s} \quad (2-10)$$

Para mayor comodidad asumimos que las constantes a_k valen 1 para cualquier valor de k.

El valor pico de la señal es:

$$\max \left\{ |s(t)|^2 \right\} = \max \left\{ s(t)s^*(t) \right\} = \max \left[\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi kt / T_s} e^{-j2\pi kt / T_s} \right] = N^2 \quad (2-11)$$

El valor de la media de la señal sería entonces:

$$E \left\{ s(t)s^*(t) \right\} = E \left[\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi kt / T_s} e^{-j2\pi kt / T_s} \right] = N \quad (2-12)$$

Teniendo en cuenta este desarrollo, el valor de la PAPR de una señal OFDM que usa N subportadoras es simplemente $10 \log(N)$. No obstante, ese valor se da en el peor de los casos y la probabilidad de obtenerlo es muy baja, como hemos mencionado anteriormente. En la práctica, los valores que nos encontramos para la PAPR oscilan entre 12 y 14 dB.

La PAPR se puede reducir usando amplificadores de potencia altamente lineales o usando un mapeo selectivo, el cual consiste en generar una serie de vectores de datos con la misma información y seleccionar aquel con menor PAPR. Ahora bien, la primera opción hace que se incremente el coste del sistema, mientras que la segunda opción hace que la velocidad de codificación disminuya y, por tanto, también su eficiencia.

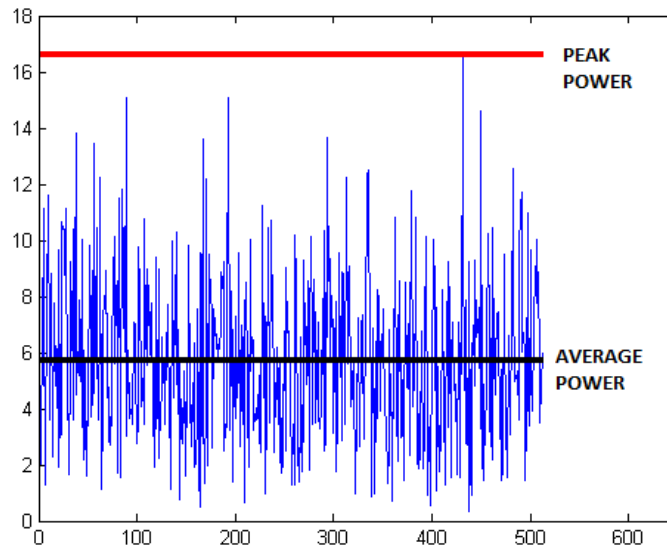


Figura 2-5. PAPR de una señal OFDM

2.6. OFDM en comunicaciones ópticas inalámbricas

Hasta este punto hemos visto cómo serían las características de un sistema OFDM tradicional. Sin embargo, sería una imprudencia pensar que la modulación OFDM para comunicaciones ópticas inalámbricas se consigue simplemente realizando una tralación desde el dominio de radiofrecuencia al dominio óptico, puesto que éste último impone una serie de restricciones a la señal para que se pueda transmitir y recibir correctamente. Por tanto, al plantear la utilización de OFDM en sistemas ópticos inalámbricos aparecen ciertos obstáculos debido a las diferencias fundamentales entre los sistemas inalámbricos OFDM y los sistemas ópticos convencionales.

En un sistema OFDM típico, la información se transporta a través de un campo eléctrico y la señal contiene tanto muestras positivas como negativas, lo que implica que es una señal bipolar. Además, se aplica una detección coherente en el receptor. Por el contrario, en los sistemas ópticos inalámbricos convencionales se emplea modulación en intensidad y detección directa (IM/DD, del inglés *Intensity Modulation/Direct Detection*), donde la información se transporta por medio de la intensidad de la señal óptica y, por tanto, solo puede ser positiva, es decir, unipolar. En cuanto a la detección directa, ésta consiste en convertir la potencia óptica recibida directamente en una corriente eléctrica proporcional a ella, método que no permite la recuperación de la información transportada en la fase de la portadora óptica, pero que resulta más sencillo y de menor coste que el sistema de detección coherente.

En la tabla 2-1 se muestra un resumen de las principales diferencias entre ambos sistemas.

Tabla 2–1 Comparación de las características entre los sistemas OFDM convencionales y los sistemas OFDM para OWC

Sistema OFDM tradicional	Sistema OFDM óptico inalámbrico
Señal bipolar	Señal unipolar
Información transmitida en el campo eléctrico	Información transmitida por medio de la intensidad óptica
Osciladores locales en el receptor	Sin osciladores locales (láseres) en el receptor
Detección coherente	Detección directa

2.7. Bibliografía

- [1] Robert W. Chang. “*Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission*”. August 4, 1966.
- [2] Burton R. Salzberg. “*Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System*”. December 15, 1967.
- [3] S. B. Weinstein and Paul M. Ebert. “*Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*”. October 5, 1971.
- [4] Abraham Peled and Antonio Ruiz. “*Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*”. April, 1980.
- [5] B. Morris, J. McRory, A. Sesay, G. McGibney. “*Implementation of a high performance wireless LAN*”. September 27, 1994.
- [6] Seung Hee Han and Jae Hong Lee. “*An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission*”. April, 2005.
- [7] Henrik Schulze, Christian Lueders. “*Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications*”. July, 2005.
- [8] Oswaldo B. Gonzalez, Silvestre Rodríguez, Rafael Pérez. “*Estudio de la aplicación de técnicas de modulación OFDM para comunicaciones ópticas guiadas en el canal infrarrojo*”. 2005.

- [9] Juan Pablo Gallardo, Rafael Boloix. “*Estudio de un sistema OFDM-CDMA*”. June, 2006.
- [10] Daniel Castaño, Carlos Crespo. “*Estudio de la modulación OFDM y de los efectos no lineales mediante simulación en Matlab*”. 2008.
- [11] William Shieh, Ivan Djordjevic. “*Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications*”. 2010.
- [12] Francisco Javier Valera, Vicente Baena. “*OFDMA y SC-FDMA en la Interfaz Radio de LTE*”. October, 2012.
- [13] Juan Eloy De Los Ángeles, Ana Cinta Oria. “*Estudio y Simulación de un Sistema ACO-OFDM para Comunicaciones Ópticas Inalámbricas*”. 2014.

3 ESTADO DEL ARTE: SISTEMAS OFDM PARA Li-Fi

Light fidelity (Li-Fi), tal y como se describió en el capítulo introductorio, crea una red para múltiples usuarios que combina comunicación e iluminación simultáneamente. Los transmisores que se emplean son diodos emisores de luz (LED), por lo que solo se pueden conseguir modulaciones basadas en la modulación por intensidad con detección directa (IM/DD). Las modulaciones monoportadoras pueden emplearse fácilmente en Li-Fi, pero requieren de complejos procesos de ecualización o igualación en canales selectivos en frecuencia. Por tanto, las técnicas de modulación multiportadora como OFDM, debido a las características descritas en el capítulo anterior, ofrecen una solución viable para Li-Fi en términos de potencia y eficiencia espectral y computacional. En este capítulo se va a realizar una clasificación de las distintas técnicas de modulación que existen en la actualidad para esta tecnología emergente, centrándonos sobre todo en las basadas en OFDM.

3.1 Retos de las técnicas de modulación Li-Fi

Li-Fi es una solución emergente de alta velocidad y bajo costo a la escasez del espectro de radiofrecuencia que se espera que se realice su despliegue usando LEDs optoelectrónicos. Sin embargo, debido a la producción en masa de estos dispositivos, carecen de caracterizaciones precisas. En Li-Fi, la luz se modula en los sutiles cambios en la intensidad de la luz, por lo que el enlace de comunicación se vería afectado por la no linealidad de la característica voltaje-luminiscencia. Como solución, se proponen técnicas de predistorsión digital (DPD) para mitigar la distorsión no lineal [1]. Sin embargo, a medida que la temperatura aumenta, la característica voltaje-luminiscencia (V-L) experimenta efectos de memoria. Por tanto, la mitigación de la no linealidad del LED sigue siendo un problema abierto de investigación. El ancho de banda limitado del canal Li-Fi conduce a interferencia entre símbolos (ISI) a altas tasas de datos. La respuesta en frecuencia del LED se modela como un filtro paso bajo y es el principal contribuyente a la selectividad en frecuencia de los canales Li-Fi. El ancho de banda de modulación sobre el cual la respuesta en frecuencia de la mayoría de los LEDs disponibles comercialmente se puede considerar plana se da alrededor de 2-20 MHz [2], [3]. Sin embargo, el ancho de banda utilizable en Li-Fi podría extenderse más allá de la frecuencia de corte a 3 dB.

Por todo ello, las técnicas de modulación con mayores eficiencias espectrales son elementos claves en el desarrollo de un sistema Li-Fi, al igual que satisfacer los requisitos de iluminación. Factores tales como la atenuación, el control del nivel de iluminación y el parpadeo se han analizado como elementos secundarios del sistema.

3.2 Técnicas de modulación monoportadora

Las técnicas de modulación monoportadora se propusieron por primera vez para comunicaciones ópticas inalámbricas basadas en IM/DD mediante infrarrojos [4]. Esto se debe a que son técnicas sencillas de implementar en sistemas Li-Fi y, en general, son adecuadas cuando se requieren aplicaciones con tasas de datos moderadas. Al conmutar el LED entre los estados de “encendido” y “apagado”, los bits entrantes pueden modularse en la intensidad de la luz. Además, el control de iluminación puede ser soportado ajustando la intensidad lumínica de los estados “encendido” y “apagado” sin afectar al rendimiento del sistema.

Algunas técnicas importantes son la modulación OOK (*On-Off Keying*), la modulación PAM (*Pulse Amplitude Modulation*), la modulación PWM (*Pulse Width Modulation*) y la modulación PPM (*Pulse Position Modulation*), entre otras.

Si el enlace ofrece una relación señal a ruido (SNR) alta, la modulación M-PAM puede usarse para modular los bits de entrada en la amplitud del pulso óptico [5]. Si no es así, se puede utilizar la modulación PPM, la cual modula la posición del pulso óptico en *chips* de corta duración con un índice de posición que varía dependiendo de los bits de entrada. La modulación PPM es energéticamente más eficiente que la modulación OOK, aunque requiere más ancho de banda para soportar tasas de datos equivalentes. En el estándar IEEE 802.15.7 para comunicaciones por luz visible se propuso una variante a la modulación PPM denominada VPPM ó PPM variable para soportar la atenuación de la técnica PPM original y evitar cualquier parpadeo posible. La atenuación del pulso en VPPM se controla por la anchura del pulso en lugar de por su amplitud, por lo que VPPM se puede considerar como una combinación de las técnicas PPM y PWM. Además, en [6] se propuso otra solución a la atenuación que provoca PPM mediante múltiples PPM (MPPM), donde se logra mayores eficiencias espectrales que VPPM con menos disipación de potencia óptica. Finalmente, existe una modulación que combina las ventajas de PAM y PPM denominada PAPM [7].

No obstante, el comportamiento de este tipo de técnicas de modulación se deteriora cuando la tasa de datos se incrementa, debido al incremento de la ISI. Por tal motivo, se requieren además técnicas de igualación o ecualización para mejorar dicho comportamiento. Los igualadores más utilizados son el ecualizador MLSD, el FDE, el DFE y el FFE [4], [8], [9] entre otros. Cada proceso de igualación tiene diferentes grados de comportamiento y de complejidad computacional.

Por último, es necesario destacar también que una nueva modulación se está proponiendo en Li-Fi [10]. Se trata de la modulación CAP, del inglés *Carrierless Amplitude and Phase*. Esta nueva técnica es en realidad una variante de la modulación QAM. CAP genera una señal QAM combinando dos señales PAM filtradas a través de dos filtros que se diseñan de forma que sus respuestas al impulso formen una pareja de Hilbert. Si la respuesta al impulso de los dos filtros se elige como un seno y un coseno, la única diferencia matemática entre la forma de onda de la QAM y de la CAP es que la fase de la portadora se resetea al comienzo de cada símbolo. Aunque CAP es computacionalmente compleja, puede ofrecer altas eficiencias espectrales en los canales Li-Fi de banda limitada.

3.3 Técnicas de modulación multiportadora (OFDM)

Las modulaciones monoportadoras, como se acaba de ver, requieren de complejos procesos de igualación cuando se emplean tasas de datos elevadas. Además, el parpadeo de las luces fluorescentes puede influir negativamente en las zonas de frecuencia más bajas del ancho de banda utilizado. Sin embargo, las modulaciones multiportadora como OFDM pueden convertir el desvanecimiento selectivo en frecuencia de los canales de comunicación en un desvanecimiento plano. Además, otra gran ventaja de OFDM es que puede crear sistemas de comunicación multiusuario, pues cada usuario se colocaría en unas subportadoras concretas.

Tal y como se explicó en el capítulo 2, en un transmisor OFDM los bits de entrada son modulados normalmente según una M-QAM. Los símbolos generados se cargan en subportadoras ortogonales igualmente espaciadas mediante la transformada inversa de Fourier (IFFT). El enlace físico de Li-Fi se consigue usando dispositivos optoelectrónicos como LEDs y fotodetectores. Debido al hecho de que estos dispositivos producen luz incoherente, las formas de onda OFDM en el dominio del tiempo se usan para modular la intensidad de la fuente LED. Por tal motivo, estas formas de onda deben tener valores unipolares y reales. Existen múltiples tipos de modulaciones que nos ayudan a conseguir obtener ambos requisitos. La mayoría de ellas emplea la simetría hermítica para obtener la señal real en el dominio del tiempo, mientras que todas ellas difieren en la forma de conseguir la unipolaridad.

A continuación vamos a analizar algunas de las modulaciones basadas en OFDM que se han propuesto en la literatura.

3.3.1 DC-biased Optical OFDM (DCO-OFDM)

La modulación DCO-OFDM se caracteriza por introducir una componente de tensión continua para conseguir la señal unipolar [11].

El esquema completo del transmisor DCO-OFDM con los procesos que se van a mencionar queda reflejado en la figura 3-1. En primer lugar, como en cualquier transmisor OFDM, se genera una secuencia en paralelo de símbolos QAM complejos. Antes de aplicar la IFFT, la ristra de valores complejos se fuerzan a que tengan simetría hermítica, gracias a la cual obtendremos valores únicamente reales después de aplicar la IFFT. A continuación, se convierte el flujo de datos reales de paralelo a serie y se añade el prefijo cíclico para mitigar el efecto de la ISI. La última parte que lleva a cabo el transmisor antes de enviar la señal al canal óptico consiste en añadir la tensión DC que hemos comentado antes para asegurar que solo se transmiten datos positivos. El valor de esta componente de tensión depende de la potencia media de la señal OFDM transmitida. Sin embargo, debido a la alta PAPR que poseen las señales OFDM, es prácticamente imposible convertir todas las muestras de la señal en valores unipolares, por lo que aquellas muestras negativas que quedan tras añadir la tensión DC deben ser recortadas a cero. Esta técnica de modulación fue una de las primeras que se propusieron para comunicaciones ópticas inalámbricas mediante OFDM.



Figura 3-1. Esquema del transmisor DCO-OFDM. Los bloques que no pertenecen al transmisor OFDM original se han rellenado de color azul.

Sin embargo, presenta una serie de inconvenientes que han hecho que surjan otras técnicas más depuradas. Por un lado, el recorte a cero de las muestras que permanecen negativas tras aplicar el voltaje DC causa una distorsión que podría deteriorar el comportamiento del sistema. Además, el alto nivel de tensión continua que se añade podría incurrir en una distorsión también como resultado del recorte superior de la forma de onda OFDM debido a la característica voltaje-luminancia del modelo ideal del LED. Para solucionar ambos problemas de distorsión suelen emplearse métodos de predistorión digital que linealicen el rango dinámico del LED.

Por otro lado, en DCO-OFDM tiene lugar una disipación de potencia eléctrica mucho mayor que la producida en OFDM bipolar y que se incrementa conforme el orden de modulación también lo hace. Esto conduce a una ineficiencia de potencia eléctrica y óptica cuando la técnica DCO-OFDM se utiliza con órdenes de modulación M-QAM elevados. La iluminación es una parte esencial en las comunicaciones por luz visible, por lo que la ineficiencia óptica de DCO-OFDM puede ser justificada en algunas aplicaciones. Sin embargo, cuando se requiere eficiencia energética, también se requiere una modulación alternativa.

3.3.2 Asymmetrically-clipped optical OFDM (ACO-OFDM)

Una forma de onda OFDM real y unipolar puede conseguirse explotando las propiedades de la transformada de Fourier en el dominio de la frecuencia. El principio de ACO-OFDM [12] es evitar las subportadoras pares de un símbolo OFDM, rellenando únicamente las subportadoras impares con información útil.

Los datos iniciales se modulan según una QAM y antes de realizar la operación IFFT, de forma similar a DCO-OFDM, se fuerza a que el vector de símbolos complejos tenga simetría hermítica, con la diferencia de que ahora solo las subportadoras impares poseerán información. En la figura 3-2 se muestra un ejemplo del vector de símbolos justo antes de entrar en el bloque IDFT donde se aprecia muy bien la diferencia con DCO-OFDM.

La operación IFFT produce una secuencia temporal anti-simétrica que satisface la siguiente ecuación:

$$S_k = S_{k+N/2} \quad (3-1)$$

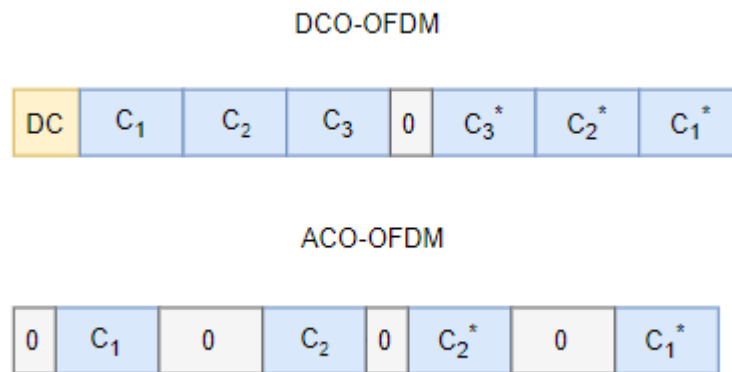


Figura 3-2. Parte del vector de símbolos complejos tras aplicar la simetría hermítica. Las subportadoras pares en ACO-OFDM no poseen información.

Puesto que los sistemas modulados por intensidad no permiten señales negativas para transmitir información, s_k es forzada a cero cuando la muestra sea negativa. Este recorte a cero no produce pérdida de información debido a la propiedad anti-simétrica que se acaba de comentar. Este último proceso queda reflejado en la figura 3-3.

Evitar la mitad de las subportadoras reduce la eficiencia espectral de ACO-OFDM a la mitad que en DCO-OFDM. Además, se debe aplicar una penalización a la relación señal a ruido o SNR de 3 dB en ACO-OFDM cuando se compara con una OFDM bipolar, ya que se pierde la mitad de la potencia de la señal debido al recorte.

En el receptor, después de aplicar la transformada rápida de Fourier (FFT) a la señal de entrada, solo se consideran las portadoras impares.

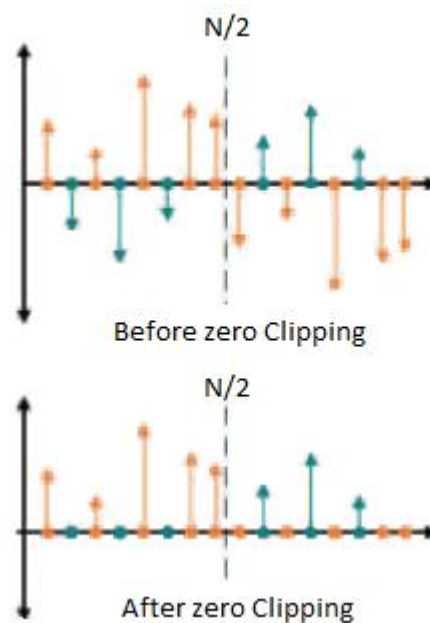


Figura 3-3. Muestras de la señal ACO-OFDM en el tiempo después de aplicar la operación IFFT. En la imagen de arriba aún no se ha aplicado el recorte a cero de las muestras negativas. En la imagen de abajo sí se ha realizado [29].

3.3.3 PAM-DMT

La modulación PAM-DMT [13] es capaz de conseguir, al igual que ACO-OFDM, una señal OFDM unipolar y real mediante la explotación de las propiedades de la transformada de Fourier de las señales imaginarias. Aquí, la componente real de las subportadoras no se usa, lo que restringe el esquema de modulación a una M-PAM. Si se cargan únicamente los símbolos modulados M-PAM en las componentes imaginarias de las subportadoras, se consigue en la señal PAM-DMT una anti-simetría en su forma de onda en el dominio del tiempo.

De forma similar a lo que ocurre en ACO-OFDM, la distorsión causada por el recorte a cero no afecta a toda la señal como sucede en DCO-OFDM, sino que solo afecta a la componente real de las subportadoras.

PAM-DMT es más atractiva que ACO-OFDM cuando se consideran técnicas de carga de bits, ya que el rendimiento de PAM-DMT puede adaptarse óptimamente a la respuesta en frecuencia del canal al utilizarse todas las subportadoras. La eficiencia espectral es similar a DCO-OFDM y, por tanto, el doble que en ACO-OFDM. Sin embargo, también existe una penalización fija de 3 dB cuando se compara con una OFDM bipolar, pues la mitad de la potencia también se pierde debido al recorte.

En el receptor solo se considera la parte imaginaria de las subportadoras, siendo su parte real ignorada.

3.3.4 Flip-OFDM

Debido a que la modulación Flip-OFDM [14] es una de las elegidas para desarrollar y simular en este trabajo, no vamos a entrar en muchos detalles acerca de ella en este capítulo, pues en el capítulo siguiente se explicará paso a paso en qué consiste la misma.

La simetría hermítica también se aplica aquí a la trama de símbolos M-QAM para obtener una señal OFDM bipolar y real tras realizar la operación IFFT. La señal bipolar obtenida se expande en dos tramas distintas en el dominio del tiempo, las cuales tienen el mismo tamaño que la trama original. La primera trama es idéntica a la original, mientras que la segunda es una réplica pero de signo opuesto. La señal unipolar se consigue haciendo un recorte a cero de las muestras negativas de ambas tramas. En el receptor, la señal original se puede reconstruir cambiando de signo cada segunda trama y superponiéndola con la primera.

En Flip-OFDM, al igual que en las dos anteriores, tendremos el doble de ruido en el receptor que en una señal OFDM bipolar debido a la penalización de 3 dB. Además, la eficiencia espectral es la misma que en ACO-OFDM y en PAM-DMT, es decir, la mitad que en la modulación DCO-OFDM. Esto se debe a que en Flip-OFDM se requieren dos tramas para transmitir la misma información que se transmitiría en una sola trama en DCO-OFDM. En algunas ocasiones suele usarse un ecualizador sencillo para proporcionar que los efectos de la ISI en la primera trama sean idénticos a los efectos de la ISI en la segunda.

3.3.5 Polarity Information Coded Flip-OFDM (PIC Flip-OFDM)

Al igual que con Flip-OFDM, PIC Flip-OFDM [15] es la segunda modulación escogida en este proyecto para simular, por lo que se analizará en profundidad en el capítulo posterior.

En PIC Flip-OFDM a los símbolos modulados M-QAM no se les aplica la simetría hermítica, sino que entran todos en el bloque IFFT tal y como salen del modulador. Esto provoca que la salida de la operación IFFT sea compleja y no real, como ocurría con todas las modulaciones nombradas anteriormente. De esta forma, todas las subportadoras son mapeadas con información útil, ya que cuando se aplica la propiedad de simetría hermítica la mitad de subportadoras transmiten símbolos repetidos.

La señal compleja se divide en dos subtramas. Una de ellas contiene la parte real de la señal, mientras que la otra la parte imaginaria. De esta forma tenemos una señal real pero bipolar. Para conseguir obtener la unipolaridad se aplica el módulo a cada subtrama y se añade otra subtrama nueva. Esta nueva subtrama contiene una señal de codificación con la cual se puede reconstruir el signo de las dos primeras subtramas en el receptor.

Esta modulación es una de las que tiene más interés en el ámbito de comunicaciones ópticas dentro de las técnicas multiportadora. PIC Flip-OFDM consigue una eficiencia de potencia óptica más alta que en DCO-OFDM. Además, comparada con la Flip-OFDM tradicional o con la ACO-OFDM, tiene también una mayor eficiencia espectral. Debido a esto, la propuesta PIC Flip-OFDM tiene el mejor comportamiento.

Se recomienda la lectura del capítulo 4 para obtener información más detallada.

3.4 Técnicas OFDM híbridas

OFDM ha sido modificado en muchos estudios para adaptar varios aspectos específicos de los parámetros del sistema Li-Fi. Se han propuesto múltiples técnicas OFDM híbridas, pero se van a analizar las que más relevancia han obtenido.

- Spatial Optical OFDM (SO-OFDM). Se propuso en [16]. Utiliza una matriz de múltiples LEDs para transmitir la señal OFDM de manera que las subportadoras se asignen a diferentes LEDs. A medida que aumenta el número de LEDs de la matriz, se reduce la PAPR de las señales OFDM eléctricas. Cuando el número de subportadoras es igual al número de LEDs de la matriz, la PAPR alcanzaría su valor mínimo de 3 dB, ya que la señal eléctrica sería una onda sinusoidal ideal. La modulación SO-OFDM tiene mejor comportamiento en la tasa de error de bit que la DCO-OFDM y posee una alta SNR debido a la reducida PAPR y a la robustez contra las no linealidades de los LEDs.

- Reverse Polarity Optical OFDM (RPO-OFDM). Se propuso en [17] para permitir un mayor grado de control de iluminación en los sistemas Li-Fi basados en OFDM. Esta modulación combina una técnica OFDM óptica real de banda ancha con un PWM lento. El rango dinámico del LED se utiliza completamente en RPO-OFDM para minimizar cualquier distorsión no lineal. RPO-OFDM ofrece una solución práctica para el control de iluminación y atenuación de los sistemas Li-Fi. Sin embargo, la señal OFDM en RPO-OFDM se basa en una OFDM unipolar, lo que significa que la eficiencia espectral es la mitad que la DCO-OFDM, como ocurre en ACO-OFDM y en Flip-OFDM. Como resultado, la ventaja de eficiencia de potencia sobre DCO-OFDM comienza a disminuir a medida que aumenta la eficiencia espectral. Además, se supone que el ciclo de trabajo PWM es conocido en el receptor, lo que significa que se debe enviar información secundaria antes de cualquier transmisión y esto requiere una perfecta sincronización entre los extremos de transmisión y recepción.

- Asymmetrically DC biased Optical OFDM (ADO-OFDM). Una técnica novedosa que combina ACO-OFDM en las subportadoras impares con DCO-OFDM en las subportadoras pares [18]. La eficiencia de potencia óptica de los ajustes óptimos para ADO-OFDM es mejor que ACO-OFDM y DCO-OFDM para diferentes configuraciones.

- Hybrid Asymmetrical Clipped OFDM (HACO-OFDM). Esta modulación combina ACO-OFDM en las subportadoras impares y PAM-DMT en las pares para mejorar la eficiencia espectral [19]. En el receptor, se demodulan en primer lugar los símbolos ACO-OFDM considerando solo las subportadoras impares y, a continuación, se vuelven a modular para estimar la distorsión ACO-OFDM en las subportadoras pares. Esto permite que los símbolos PAM-DMT de las subportadoras pares puedan ser demodulados sin ninguna distorsión. La eficiencia espectral alcanzada con esta nueva técnica es idéntica a la que se obtiene con DCO-OFDM. Sin embargo, PAM-DMT usa modulación M-PAM, mientras que ACO-OFDM usa M-QAM. Como el comportamiento de M^2 -QAM es equivalente al comportamiento de M-PAM, los requerimientos de potencia para ambas modulaciones para alcanzar el mismo comportamiento son distintos.

- Polar OFDM (P-OFDM). Propuesto en [20] tiene como principio convertir los valores complejos de la salida del bloque IFFT de coordenadas cartesianas a coordenadas polares. Por lo tanto, las coordenadas radial y angular pueden ser enviadas en la primera y la segunda mitad de la trama OFDM, respectivamente. Como resultado, P-OFDM tiene simetría par de media onda que establece que la primera mitad de los valores complejos de la trama en el dominio del tiempo es idéntica a la otra mitad. Por lo tanto, es suficiente con transmitir la primera mitad de la salida del bloque IFFT. Esto permite que la eficiencia espectral se reduzca y se asemeje a la de DCO-OFDM. Además, P-OFDM alcanza mejor comportamiento de la tasa de error de bit que ACO-OFDM bajo rangos dinámicos estrechos cuando se utilizan valores óptimos para la asignación de potencia de la información radial y angular. Hay que destacar que cualquier tipo de ISI entre las muestras radiales y

angulares puede deteriorar el comportamiento del sistema, por lo que se debe investigar más esta técnica en canales selectivos en frecuencia.

- Position Modulation OFDM (PM-OFDM). Esta modulación [21] evita la simetría hermítica también y divide las componentes real e imaginaria de la salida OFDM en dos ramas, utilizando luego un separador de polaridad para obtener las muestras positivas y negativas de cada rama. Las cuatro tramas están compuestas por una trama real positiva, una trama real negativa, una positiva imaginaria y una negativa imaginaria. Todas ellas se transmiten como tramas OFDM unipolares. La eficiencia espectral es exactamente igual a otras técnicas OFDM unipolares discutidas anteriormente como ACO-OFDM o Flip-OFDM, pero con la diferencia que en canales de frecuencia selectiva tiene un mejor rendimiento en cuanto a tasa de error de bit.

Existen más técnicas híbridas basadas en OFDM, pero aquí únicamente hemos presentado algunas de las más importantes y con más perspectivas de futuro. Además, se está investigando en técnicas OFDM superpuestas, es decir, modulaciones basadas en la superposición de otras modulaciones ya vistas como Flip-OFDM y ACO-OFDM con el objetivo de incrementar la eficiencia espectral de éstas. Sin embargo, las técnicas superpuestas tienen una serie de limitaciones como la complejidad computacional, la latencia y los requerimientos de memoria.

3.5 Otras técnicas de modulación multiportadora

Para dar soporte a los sistemas Li-Fi, como hemos visto a lo largo de este capítulo, se ha estudiado principalmente aquellas modulaciones basadas en OFDM. OFDM se fundamenta en la transformada rápida de Fourier (FFT). Sin embargo, existen otras transformadas y técnicas distintas a OFDM que deben ser consideradas también en los canales Li-Fi.

Por un lado tenemos sistemas IM/DD multiportadora basados en DHT (*Discrete Hartley Transformation*) [18]. La transformada discreta de Hartley es un tipo de transformada periódica y muy relacionada con la transformada discreta de Fourier (DFT). Su principal distinción con ésta última es que transforma entradas reales en salidas reales sin implicación intrínseca de números complejos. Al igual que existe la FFT, un algoritmo rápido de la DFT, también existen algoritmos rápidos para la DHT, de forma que esta transformada es una herramienta computacionalmente más eficiente que la transformada de Fourier cuando los datos de entrada son puramente reales.

Formalmente, la transformada discreta de Hartley es lineal e invertible. Los N números reales x_0, \dots, x_{N-1} se transforman en los N números reales H_0, \dots, H_{N-1} de acuerdo con la fórmula 3-2.

$$H_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) \right] \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (3-2)$$

Como se acaba de ver, si la entrada de esta transformada es una trama de símbolos reales modulados, la salida también será real. De este modo, si los símbolos son modulados según una BPSK o una M-PAM, tendrán valores reales y podrá aplicarse este método. Para obtener la señal unipolar en esta técnica de modulación multiportadora basada en DHT, pueden usarse procedimientos similares a DCO-OFDM y a ACO-OFDM, como son aplicar una componente de tensión continua DC o un recorte asimétrico.

La principal ventaja que presenta esta modulación frente a las basadas en la OFDM convencional es que no requiere de ninguna simetría hermítica. No obstante, esto no implica necesariamente una mejora de la eficiencia espectral, puesto que los símbolos deben ser modulados obligatoriamente mediante una BPSK o una M-PAM para poder ser reales.

Por otro lado se ha propuesto también usar la descomposición en paquetes Wavelet para crear un sistema multiportadora en canales Li-Fi [13]. WPDM (*Wavelet Packet Decomposition Multiplexing*) es un tipo de banco de filtros multiportadora que genera una forma de onda candidata para los sistemas de transmisión futuros 5G. Al igual que en OFDM, WPDM proporciona ortogonalidad entre subportadoras, pero utiliza funciones llamadas paquetes wavelet para la modulación de símbolos. En WPDM se produce una superposición en tiempo y frecuencia de las formas de onda que proporciona una muy buena eficiencia espectral. Las propiedades de ortogonalidad garantizan que los mensajes superpuestos pueden ser separados por un correlador de señal en el receptor. La ventaja de WPDM sobre OFDM recae en su eficiencia espectral y de potencia, en su menor PAPR y en que es más robusto frente a la ISI.

Por último, otra técnica multiportadora diferente a OFDM importante que se ha propuesto es HCM (*Hadamard Coded Modulation*) [24]. HCM se ha planteado como modulación para Li-Fi como solución a la limitación de las modulaciones OFDM en niveles altos de iluminación. HCM usa matrices Hadamard como técnica de modulación. Esta técnica usa la transformada rápida Walsh-Hadamard (FWHT) para modular los datos, mientras que en el receptor usa la transformada rápida inversa Walsh-Hadamard (IFWHT) para demodular las señales recibidas. La FWHT es un algoritmo eficiente para computar la transformada Hadamard. La transformada Hadamard H_m es una matriz $2^m \times 2^m$ que transforma 2^m números reales x_n en 2^m números reales X_k . Puede ser definida de dos formas: recursivamente o usando su representación binaria mediante los índices n y k .

Recursivamente, definimos $H_0 = 1$ y H_m para $m > 0$ como:

$$H_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} H_{m-1} & H_{m-1} \\ H_{m-1} & -H_{m-1} \end{pmatrix} \quad (3-3)$$

donde $1/\sqrt{2}$ es un coeficiente de normalización que suele omitirse algunas veces.

De forma equivalente podemos definir la matriz de Hadamard por sus entradas n y k :

$$k = \sum_{i=0}^{m-1} k_i 2^i = k_{m-1} 2^{m-1} + k_{m-2} 2^{m-2} + \dots + k_1 2 + k_0 \quad (3-4)$$

$$n = \sum_{i=0}^{m-1} n_i 2^i = n_{m-1} 2^{m-1} + n_{m-2} 2^{m-2} + \dots + n_1 2 + n_0 \quad (3-5)$$

$$(H_m)_{k,n} = \frac{1}{2^{m/2}} (-1)^{\sum_j k_j n_j} \quad (3-6)$$

HCM puede alcanzar mejores comportamientos que ACO-OFDM y DCO-OFDM en cuanto a altos niveles de iluminación. Una alternativa a HCM, llamada DCR-HCM (*DC reduced HCM*), reduciría además el consumo de energía.

3.6 Modulaciones en el dominio del color

La frecuencia de modulación en los sistemas Li-Fi no corresponde con la frecuencia de portadora del LED. Todas las técnicas de modulación mencionadas anteriormente son técnicas de modulación en banda base, puesto que es muy difícil modular la frecuencia de portadora de los LEDs. Sin embargo, es sencillo cambiar su color. Esta característica añade un nuevo grado de libertad a los sistemas Li-Fi.

Los LEDs ajustables en color, como el LED rojo, verde y azul (RGB-LED), pueden iluminar con diferentes colores según la intensidad aplicada. El estándar IEEE 802.15.7 propone la técnica de modulación CSK (*Colour Shift Keying*) como técnica de modulación para comunicaciones por luz visible. Los bits entrantes se asignan en una constelación de colores del espacio de color CIE 1931, como se muestra en la figura 3-4. El CIE 1931 es el modelo de iluminación ampliamente utilizado para la percepción del color por el ojo humano. Cualquier color en el modelo puede ser representado por la dimensión de cromaticidad [x,y].

En CSK, la intensidad global del color de salida es constante, pero las intensidades relativas entre los múltiples colores usados cambian, por lo que se modula el color instantáneo del LED multicolor. CSK define siete longitudes de ondas que especifican los vértices de un triángulo donde se encuentra el punto de constelación. La intensidad de cada RGB-LED se cambia para que coincida con el punto de constelación manteniendo una potencia óptica constante y un color de iluminación constante. Esto último es muy deseable en Li-Fi, ya que el color de iluminación constante naturalmente mitiga cualquier parpadeo. Además, en CSK se usa un atenuador de amplitud para controlar el brillo mientras se mantiene el color central de la constelación de color constante. Sin embargo, el control de atenuación puede producir cualquier corriente de conducción incorrecta que produzca también cambios de

color.

Otra técnica de modulación variante a CSK es CIM (*Colour Intensity Modulation*). Esta modulación se propone para satisfacer las limitaciones de iluminación (adaptación de color y oscurecimiento) y para maximizar la capacidad de comunicación. Se basa en dos ideas fundamentales. En primer lugar, permite que tanto el color de transmisión instantáneo como la intensidad estén libres del color e intensidad objetivo, siendo solo el color medio y la intensidad media los que alcancen el objetivo. Esto amplía la región del símbolo recibido en el espacio de señal. En segundo lugar, se aplica un codificador de fuente inverso multidimensional a las señales no ortogonales recibidas, maximizando la capacidad del sistema.

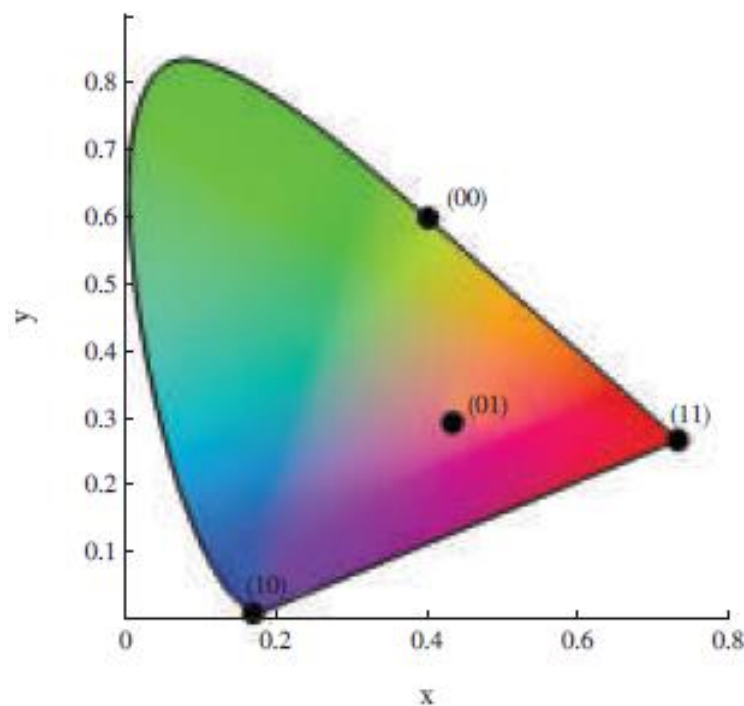


Figura 3-4. Constelación de símbolos de una 4-CSK usando el espacio de color CIE 1931. Para reducir los errores de detección, los símbolos deben ser colocados lo más lejos posible entre sí.

Una última variante a la modulación CSK es DCSK (*digital CSK*) [22]. Varios LEDs multicolor son usados en DCSK pero solo un color es activado en cada LED multicolor en un instante de tiempo. Por tanto, la información es codificada en la combinación de los colores activados. La principal ventaja que tiene DCSK sobre la CSK convencional es que evita la necesidad de un convertidor digital/analógico, mientras que la principal desventaja es interpretar los colores activados, los cuales pueden resultar en ligeros cambios en la percepción del color.

La arquitectura del receptor no ha sido completamente abordada en la mayoría de las investigaciones publicadas sobre la modulación del dominio del color.

Aunque la modulación CSK y sus variantes son muy atractivas por sus características y

ventajas sobre las modulaciones basadas en OFDM, no hay muchas líneas de investigación abiertas sobre ellas debido a que se trata de una modulación muy costosa y compleja en comparación con OFDM.

Tabla 3–1 Comparación de los esquemas de modulación Li-Fi multiportadora

Técnica de modulación	Eficiencia espectral en función a DCO-OFDM	Control de iluminación	Nivel de iluminación	Complejidad computacional	Observaciones
ACO-OFDM	50%	No	Atenuado	Baja	Eficiencia de potencia a bajo rendimiento espectral
ADO-OFDM	100%	No	Medio atenuado	Alta	Requiere tensión DC añadida
DCO-OFDM	100%	No	Medio	Baja	Requiere tensión DC añadida
Flip-OFDM	50%	No	Atenuado	Baja	Eficiencia de potencia a bajo rendimiento espectral
Spatial OFDM	100%	Limitado	Medio	Alta	Baja PAPR
RPO-OFDM	50%	Sí	Alto atenuado	Media	Requiere sincronización
HACO-OFDM	100%	No	Atenuado	Alta	Eficiencia energética con eficiencia espectral media
P-OFDM	50%	No	Medio	Alta	-
PM-OFDM	50%	No	Medio	Alta	-
DHT	50% - 100%	No	Medio atenuado	Baja	-
WPDM	100%	No	Medio	Alta	-
HCM	100%	Sí	Alto	Baja	Ineficiencia energética

3.7 Conclusiones

En este capítulo se han presentado muchas técnicas de modulación para los sistemas Li-Fi. Estas técnicas deben satisfacer los requisitos de iluminación y comunicación que presentan estos sistemas.

Por un lado, las técnicas de modulación de portadora única ofrecen una solución simple para

canales Li-Fi planos en frecuencia, pudiendo llegar a alcanzar tasas de datos bajas y medias. Las técnicas de modulación multiportadora ofrecen una solución para tasas de datos elevadas y pueden adaptar el comportamiento del sistema a la respuesta en frecuencia del canal. Muchas variantes de modulaciones ópticas basadas en OFDM se han propuesto en investigaciones publicadas, satisfaciendo cada una unos requerimientos de iluminación y comunicación concretos. En la tabla 3-1 puede verse un resumen de las técnicas de modulación multiportadora para los canales Li-Fi que han sido presentadas.

Los formatos de modulaciones basadas en el dominio del color ofrecen una modulación única para los sistemas Li-Fi y añaden grados de libertad a estos sistemas.

En definitiva, tanto los dominios de la frecuencia, del tiempo, del espacio o del color, además de sus combinaciones, pueden ser usados para modular sistemas Li-Fi. Estas técnicas deben ofrecer una comunicación de alta velocidad y deben ser adecuadas para la mayoría de regímenes de iluminación.

3.8 Referencias

- [1] H. Elgala, R. Mesleh and H. Haas. “*A study of LED nonlinearity effects on optical wireless transmission using OFDM*”. April, 2009.
- [2] A. M. Khalid, G. Cossu and R. Corsini. “*1-Gb/s transmission over phosphorescent white LED by using rate-adaptive discrete multitone modulation*”. October, 2012.
- [3] G. Cossu, A. M. Khalid and P. Choudhury. “*3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED*”. 2012.
- [4] J. M. Kahn and J. R. Barry. “*Wireless infrared communications*”. February, 1997.
- [5] S. Randel, F. Breyer and S. C. J. Lee. “*Advanced modulation schemes for short-range optical communications*”. 2010.

- [6] S. H. Lee, S. Y. Jung and J. K. Kwon. “*Modulation and coding for dimmable visible light communications*”. February, 2015.
- [7] Y. Zeng, R. Green and M. Leeson. “*Multiple pulse amplitude and position modulation for the optical wireless channel*”. June, 2008.
- [8] J. B. Carruthers and J. M. Kahn. “*Angle diversity for nondirected wireless infrared communications*”. June, 2000.
- [9] J. G. Proakis. “*Digital Communications*”. 2000.
- [10] P. Haigh, S. T. Le and S. Zvanovec. “*Multi-band carrier-less amplitude and phase modulation for bandlimited visible light communications systems*”. April, 2015.
- [11] M. Zhang and Z. Zhang. “*An optimum DC-biasing for DCO-OFDM system*”. August, 2014.
- [12] J. Armstrong and A. Lowery. “*Power efficient optical OFDM*”. March, 2006.
- [13] S. C. J. Lee, S. Rndel, F. Breyer. “*PAM-DMT for intensity-modulated and direct-detection optical communication systems*”. December, 2009.
- [14] N. Fernando, Y. Hong and E. Viterbo. “*Flip-OFDM for Unipolar Communication systems*”. December, 2011.
- [15] Liang Wu, Zaichen Zhang, Jian Dang, Jiangzhou Wang and Huaping Liu. “*Polarity Information Coded Flip-OFDM for Intensity Modulated Systems*”. August, 2016.
- [16] M. Mossad, S. Hranilovic and L. Lampe. “*Visible light communications using OFDM and multiples LEDs*”. November, 2015.
- [17] H. Elgala and T. D. C. Little. “*Reverse polarity optical-OFDM (RPO-OFDM): dimming compatible OFDM for gigabit VLC links*”. October, 2013.
- [18] S. Dissanayake, K. Panta and J. Armstrong. “*A novel technique to simultaneously transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in IM/DD systems*”. December, 2011.
- [19] B. Ranjha and M. Kavehrad. “*Hybrid asymmetrically clipped OFDM based IM/DD optical wireless system*”. April, 2014.
- [20] H. Elgala and T. Little. “*P-OFDM: Spectrally efficient unipolar OFDM*”. March, 2014.
- [21] T. Mao, C. Qian and Q. Wang. “*PM-DCO-OFDM for PAPR reduction in visible light communications*”. June, 2015.
- [22] M. S. Moreolo, R. M. Noz and G. Junyent. “*Novel power efficient optical OFDM based on Hartley transform of intensity-modulated direct-detection systems*”. March, 2010.
- [23] W. Huang, C. Gong and Z. Xu. “*System and waveform design for wavelet packet division multiplexing-based visible light communications*”. July, 2015.
- [24] M. Noshad and M. Brandt-Pearce. “*Hadamard coded modulation for visible light communications*”. 2016.
- [25] E. Monteiro and S. Hranilovic. “*Design and implementation of color shift keying for visible light communications*”. May, 2014.

- [26] K. I. Ahn and J. Kwon. “*Color intensity modulation for multicolored visible light communications*”. December, 2012.
- [27] Mohamed Sufyan Islim and Harald Haas. “*Modulation Techniques for Li-Fi*”. April, 2016.
- [28] Jim Godwin R. S., Veena K., Sriram Kumar D. “*Performance analysis of direct detection Flip-OFDM for VLC system*”. February, 2016.
- [29] Rizbi Hassan and Fatima Tuz Zafrin Tuli. “*Analysis of ACO-OFDM, DCO-OFDM and Flip-OFDM for IM/DD Optical Wireless and Optical Fiber System*”. December, 2015.
- [30] Blanca Lorenzo Grandes and María José Madero Ayora. “*Estudio del Estado del Arte de los sistemas de comunicaciones por luz visible (VLC)*”. 2016.

4 ANÁLISIS E IMPLEMENTACIÓN DE LOS SISTEMAS FLIP-OFDM Y PIC FLIP-OFDM

En este capítulo se explica cómo ha sido y cómo se ha llevado a cabo el trabajo de simulación que se ha realizado. Además, en primer lugar, se realizará un análisis teórico profundo de las dos técnicas de modulación elegidas para simular. Los resultados y la comparación de las mismas se verán en un capítulo posterior.

Para la simulación de ambos modelos se ha necesitado de una herramienta muy importante: el software matemático Matlab[®] (desarrollado por Mathworks[®]). Esta herramienta consiste en un entorno interactivo donde poder analizar datos, realizar cálculos, trabajar con matrices, hacer representaciones gráficas e implementar algoritmos, todo ello con un lenguaje de programación propio de este programa.

El motivo de la elección del sistema Flip-OFDM se debe a que según diferentes artículos de investigación, tal y como se presentó en el capítulo anterior, es uno de los métodos más eficientes y apropiados basados en la modulación OFDM para comunicaciones ópticas inalámbricas. Además, en [5] se asegura que el sistema PIC Flip-OFDM es una mejora con respecto al anterior, por lo que también se ha elegido para su comparación.

4.1 Estudio teórico de Flip-OFDM

La modulación Flip-OFDM es un tipo de técnica de modulación multiportadora basada en OFDM ideada para comunicaciones ópticas inalámbricas, más concretamente para un sistema Li-Fi. Al estar basada en OFDM presenta los mismos bloques que un sistema OFDM convencional, pero con una serie de cambios. Estos cambios se han aplicado para conseguir una señal de salida unipolar y real, la cual es estrictamente necesaria. Esta necesidad se debe a que en un sistema Li-Fi, tal y como se ha comentado en capítulos anteriores, se usa modulación de intensidad con detección directa en el receptor (IM/DD).

Los bloques y algoritmos que hay que añadir para conseguir la señal deseada son los que provocan que la eficiencia espectral sea una cuarta parte de la que se conseguiría con un sistema OFDM bipolar y complejo, o lo que es lo mismo, la mitad de la que se conseguiría con un sistema DCO-OFDM. En un principio, debido a este inconveniente, podría parecer que DCO-OFDM es más interesante que Flip-OFDM por tener el doble de eficiencia espectral. Sin embargo, la amplitud de la componente DC requerida depende de la PAPR de la señal OFDM y, debido a que OFDM presenta una alta PAPR como vimos en el segundo

capítulo, suele tener un valor significante. Esto provoca que Flip-OFDM, al no necesitar ninguna componente DC añadida, tenga una eficiencia energética mucho mayor que DCO-OFDM, lo cual es muy importante en este tipo de sistemas.

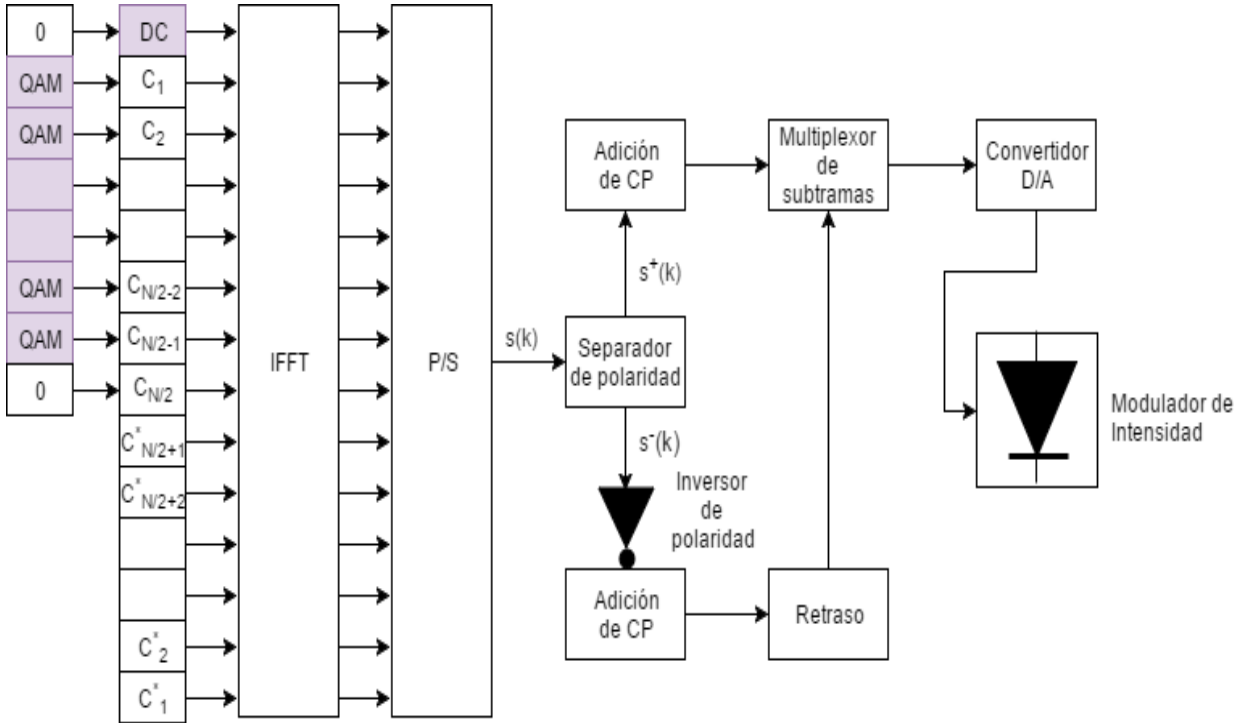


Figura 4-1. Diagrama de bloques de un transmisor Flip-OFDM.

En la figura 4-1 se muestra el diagrama de bloques completo del transmisor Flip-OFDM. A continuación se va a explicar paso a paso cada uno de los bloques y algoritmos que se reflejan en él.

En primer lugar, los bits de entrada son modulados según una M-QAM, que suele tener los niveles de modulación 4,16 ó 64 normalmente. Una vez tenemos los símbolos QAM, si aplicasemos la operación IDFT (mediante el algoritmo IFFT) directamente obtendríamos la salida dada por la siguiente ecuación:

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \tag{4-1}$$

donde N es el número de puntos de la IFFT. Si el símbolo C_n transmitido sobre cada subportadora es independiente, la señal en el dominio del tiempo $s(k)$ generada por la operación IFFT es compleja. Para obtener la señal real se debe imponer la propiedad de simetría hermítica de la que tanto se ha hablado en el capítulo anterior y que viene dada por la expresión:

$$C_n = C_{N-n}^* \quad n = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (4-2)$$

La propiedad anterior implica que la mitad de las subportadoras son sacrificadas para generar la señal real en el dominio del tiempo. Por tanto, si tenemos en cuenta la expresión 4-2, podemos reescribir la salida de la operación IFFT en la ecuación 4-1 de la siguiente forma:

$$s(k) = C_0 + \sum_{n=1}^{N/2-1} C_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + C_{N/2} e^{j\pi k} + \sum_{n=N/2+1}^{N-1} C_{N-n}^* e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (4-3)$$

donde C_0 es la componente DC y $C_{N/2}$ es la subportadora central. Para evitar cualquier desplazamiento de esa componente DC o cualquier componente compleja residual en el dominio del tiempo imponemos:

$$C_0 = C_{N/2} = 0 \quad (4-4)$$

De esta forma, la salida de la operación IFFT es una señal real y bipolar. Podemos descomponer la señal bipolar de la siguiente forma:

$$s(k) = s^+(k) + s^-(k) \quad (4-5)$$

donde las partes positiva y negativa se definen así:

$$s^+(k) = \begin{cases} s(k) & \text{si } s(k) \geq 0 \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

$$s^-(k) = \begin{cases} s(k) & \text{si } s(k) \leq 0 \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (4-6)$$

Una vez tenemos separada la señal bipolar en polaridad, la señal positiva $s^+(k)$ se

transmite en la primera subtrama OFDM, mientras que la segunda subtrama OFDM se usa para transmitir la señal $-s^*(k)$. Es decir, en la segunda subtrama se transmite la parte negativa de la señal OFDM bipolar invertida en polaridad. Puesto que la comunicación tiene lugar sobre un canal óptico dispersivo es necesario añadir un prefijo cíclico a ambas subtramas. De esta forma, la segunda subtrama OFDM es retrasada y multiplexada con la primera, tal y como se muestra en la figura 4-2.

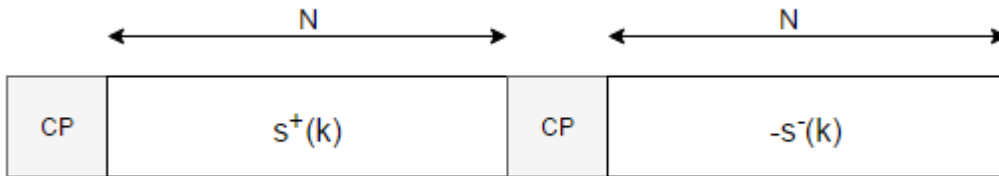


Figura 4-2. Trama Flip-OFDM unipolar

Debido a este proceso de transformación de la señal OFDM bipolar en una señal unipolar, la eficiencia espectral vuelve a reducirse a la mitad. Por tanto, tenemos una cuarta parte de eficiencia espectral en comparación con una señal OFDM convencional y la mitad en comparación con una señal DCO-OFDM, pues en ésta última el proceso de transformar en unipolar no tiene lugar, pues simplemente se añade una componente de tensión DC. Esta reducción de la eficiencia espectral se debe a que, a parte de ya utilizar únicamente la mitad de subportadoras por la simetría hermítica, se necesitan dos tramas en lugar de una para enviar toda la información.

En la parte receptora, las dos subtramas recibidas se usan para reconstruir la señal OFDM bipolar original como muestra el diagrama de bloques de la figura 4-3.

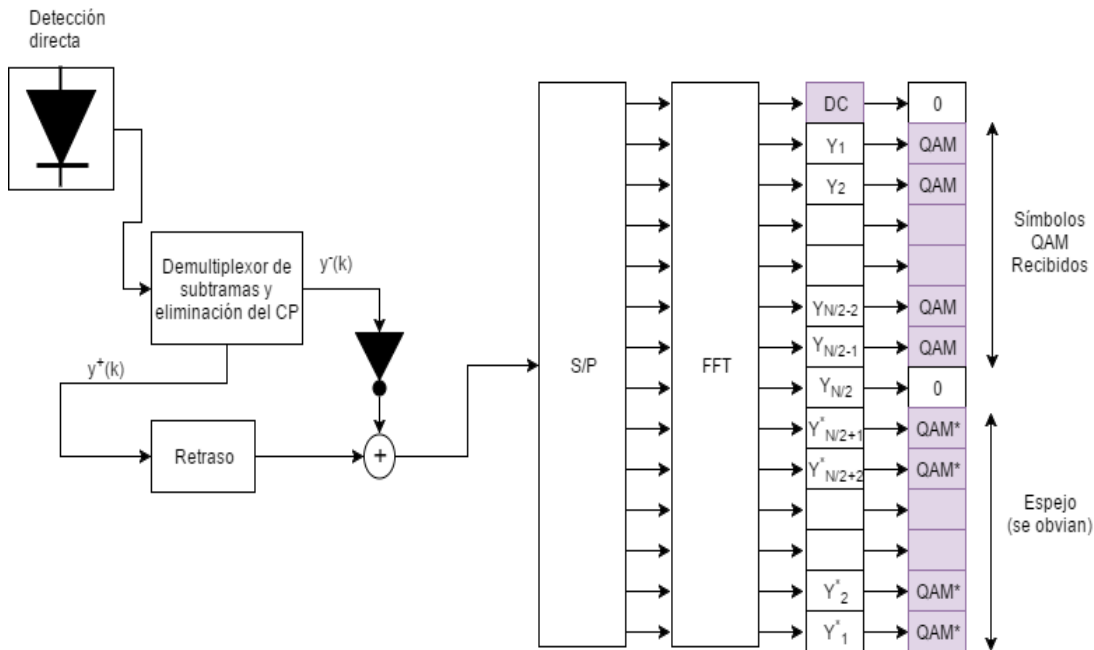


Figura 4-3. Diagrama de bloques de un receptor Flip-OFDM

En primer lugar se elimina el prefijo cíclico asociado a cada subtrama OFDM y, a continuación, se regenera la señal bipolar original de la siguiente forma:

$$y(k) = y^+(k) - y^-(k) \quad (4-7)$$

donde $y^+(k)$ e $y^-(k)$ representan las muestras en el tiempo pertenecientes a cada subtrama recibida.

Tras reconstruir la señal OFDM bipolar, se le aplica la operación FFT para obtener los símbolos QAM recibidos. Sin embargo, cuando se obtienen la ristra de símbolos detectados, solo consideramos la mitad de ellos, pues la otra mitad llevan la misma información debido a la simetría hermítica.

4.1.1 Comparación con ACO-OFDM

La técnica de modulación ACO-OFDM es otra de las técnicas de modulación multiportadora para sistemas Li-Fi más interesantes y atractivas. Por tal motivo, se va a comparar brevemente el comportamiento de ésta con el de Flip-OFDM con el fin de justificar la elección de ésta última.

La eficiencia espectral se define como el número de bits de información por unidad de ancho de banda y se mide en [bits/Hz]. Ambas, tanto ACO-OFDM como Flip-OFDM, sacrifican la mitad del espectro para tener una señal real y bipolar en el dominio del tiempo mediante la simetría hermítica, algo que se ha comentado varias veces a lo largo del proyecto. Además, en ACO-OFDM solo las subportadoras impares se usan para transmitir información y solo las muestras positivas en el tiempo son suficientes para extraer esa información. Por lo tanto, la eficiencia espectral de ACO-OFDM es una cuarta parte de la que podría alcanzarse en un sistema OFDM típico con señales complejas. Por otro lado, aunque Flip-OFDM use tanto las subportadoras pares e impares, necesita como acabamos de ver en este mismo capítulo de dos subtramas para reconstruir la señal bipolar y para extraer la información. Por tanto, utiliza el doble de muestras que ACO-OFDM para transmitir el doble de símbolos de información. Finalmente, podemos concluir que ambas tienen la misma eficiencia espectral.

El comportamiento de la tasa de error de bit esperada está directamente relacionado con la relación señal a ruido, definida como $E[s_i^2(k)]/\sigma^2$, donde $E[s_i^2(k)]$ es la energía de la señal transmitida $s_i(k)$ y σ^2 representa la variance del ruido. En ACO-OFDM, como resultado del recorte asimétrico, la mitad de la energía transmitida se desperdicia, pues solo las portadoras impares llevan información útil. En Flip-OFDM, aunque la energía transmitida no se desperdicia, la potencia de ruido se dobla durante la recombinación de las componentes negativas y positivas, como pasamos a explicar a continuación. Asumimos que

H_n^+ y H_n^- representan las respuestas del canal a la n-ésima subportadora sobre las dos subtramas. De esta forma, la entrada en el receptor de la n-ésima subportadora de cada

subtramas es:

$$Y_n^+ = H_n^+ S_n^+ + Z_n^+ \quad (4-8)$$

$$Y_n^- = -H_n^- S_n^- + Z_n^- \quad (4-9)$$

donde Z_n^+ y Z_n^- representan las componentes de ruido de la n-ésima subportadora OFDM de cada subtrama. Si asumimos que la respuesta del canal es constante sobre dos símbolos OFDM consecutivos (por ejemplo $H_n^+ = H_n^- = H_n$), entonces la suma de ambas ecuaciones 4-8 y 4-9 usando la ecuación 4-7 daría como resultado:

$$Y_n = H_n S_n + \{Z_n^+ + Z_n^-\} \quad (4-10)$$

Como se puede comprobar, la potencia de ruido recibida tras la reconstrucción de la señal bipolar ha sido doblada. En resumen, podemos ver que ambas técnicas de modulación comparten el mismo comportamiento ante la tasa de error de bit, pues, mientras en ACO-OFDM solo se utiliza la mitad de la energía transmitida en información útil debido al recorte asimétrico, en Flip-OFDM, aunque toda la energía transmitida se utilice en información útil, la potencia de ruido es doblada tras la regeneración del símbolo OFDM bipolar en el receptor.

Por último, definimos la complejidad computacional como el número de operaciones IFFT y operaciones FFT que se realizan en el transmisor y en el receptor, respectivamente. En la tabla 4-1 se proporciona una comparación de esta complejidad computacional. En el transmisor, si la operación IFFT en la técnica ACO-OFDM se optimiza por el hecho de que la mitad de subportadoras son establecidas a cero, ambas técnicas de modulación tienen la misma complejidad computacional. Sin embargo, en el receptor, Flip-OFDM tiene un 50% de ahorro computacional en comparación con ACO-OFDM.

Tabla 4–1 Comparación de la complejidad computacional en ACO-OFDM y Flip-OFDM

	Flip-OFDM	ACO-OFDM
Transmisor	$2N \log(N)$	$2N \log(N)$
Receptor	$2N \log(N)$	$4N \log(N)$

4.2 Implementación del sistema Flip-OFDM mediante MATLAB

A continuación, en este apartado, se van a explicar los pasos que se han ido siguiendo para implementar el sistema Flip-OFDM, descrito teóricamente en el apartado anterior. Para ello, como se comentó anteriormente, se ha hecho uso del software matemático Matlab[®], debido a que ofrece una amplia gama de funcionalidades desarrolladas profesionalmente, probadas rigurosamente y totalmente documentadas para una amplia gama de aplicaciones. Con la intención de mostrar una vista previa del entorno de trabajo del modelo, en la figura 4-4 se ilustra la pantalla principal de la herramienta Matlab.

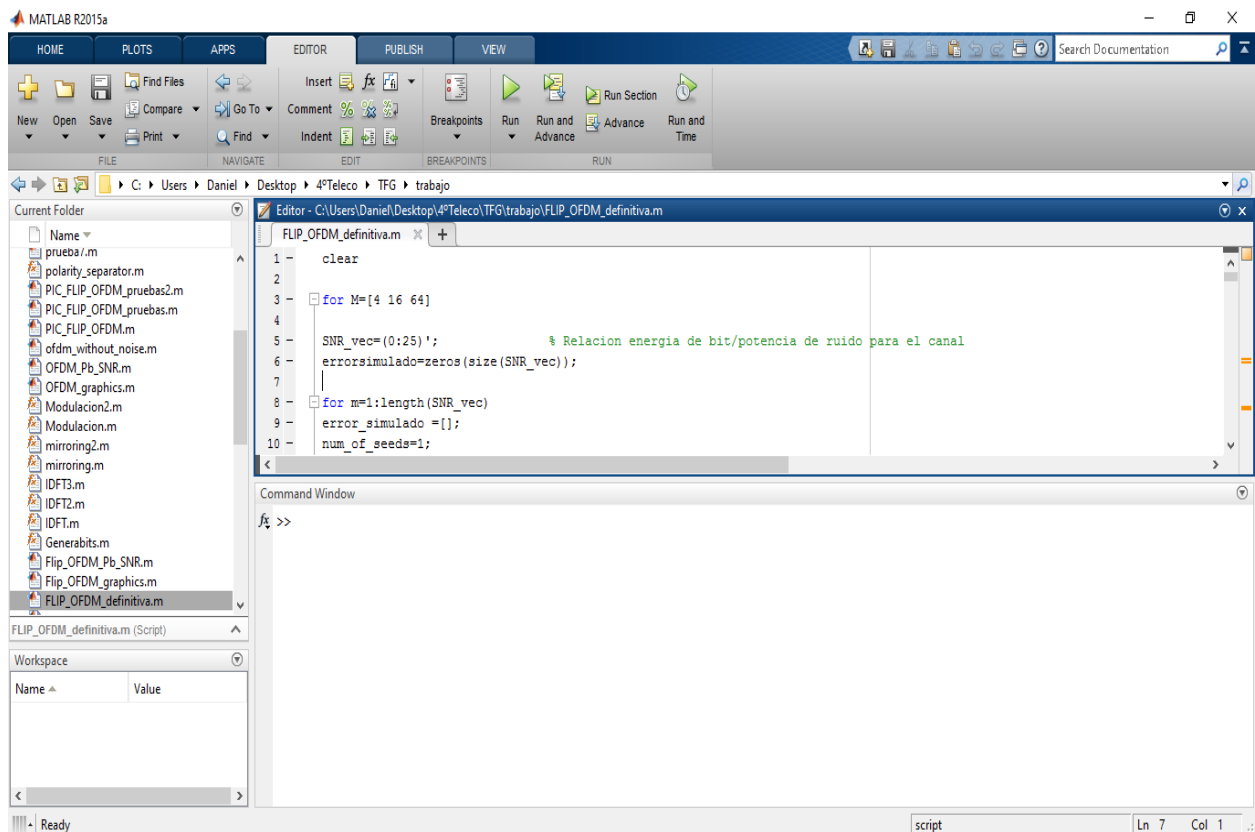


Figura 4-4. Entorno de Matlab R2015a

El sistema Flip-OFDM que hemos implementado se compone de numerosos bloques y funciones independientes que facilitan la elaboración del mismo y que se ejecutan de forma sucesiva tras la llamada al sistema. Los bloques y funciones son los siguientes:

1. Un bloque de parámetros de entrada, donde se especifica el nivel de la modulación QAM, el número de bits que se van a generar, si se va a utilizar una codificación Gray, la SNR, el número de puntos de la IFFT y de la FFT y el tamaño del prefijo cíclico, entre otros.
2. Un bloque generador de bits aleatorios, que genera tantos bits como se le indique en

- el bloque anterior.
3. Un modulador o *mapper*, que se encarga de modular los bits de entrada en los símbolos correspondientes a la modulación elegida.
 4. Bloque que convierte el flujo de símbolos de serie a paralelo.
 5. Bloque que garantiza la propiedad de simetría hermítica.
 6. Bloque que realiza la operación de IFFT.
 7. Bloque que convierte las muestras de la señal real y bipolar de paralelo a serie.
 8. Bloque que separa en polaridad a la señal, devolviendo dos señales unipolares: una que contiene las muestras positivas de la señal original y otra que contiene las muestras negativas de la señal original, pero cambiadas de signo (es decir, como son negativas, con signo positivo).
 9. Bloque que añade el prefijo cíclico a cada señal por separado, el cual tendrá una longitud impuesta en el primer bloque del sistema.
 10. Bloque que multiplexa ambas señales en una sola, que es la señal que se envía al canal. Se trata del último bloque perteneciente al transmisor.
 11. Bloque que hace pasar la señal por un canal AWGN.
 12. Bloque que demultiplexa la señal recibida en dos señales. Se trata del primer bloque del receptor.
 13. Bloque que elimina el prefijo cíclico de cada señal por separado.
 14. Bloque que reconstruye la señal bipolar a partir de las dos señales unipolares como establece la ecuación 4-7.
 15. Bloque que convierte las muestras de la señal de serie a paralelo.
 16. Bloque que realiza la operación de FFT.
 17. Bloque que obvia la mitad de los símbolos detectados, ya que, debido a la propiedad de simetría hermítica impuesta al comienzo del sistema, la segunda mitad de los símbolos obtenidos son una copia de la primera mitad.
 18. Bloque que vuelve a convertir el flujo de símbolos en paralelo en un flujo serie.
 19. El demodulador o *demapper*, que se encarga de traducir los símbolos recibidos a bits de salida.
 20. Por último, el bloque que compara los bits recibidos con los bits transmitidos y calcula la tasa de error de bit (BER).

Para comprobar el correcto funcionamiento de todos y cada uno de los bloques, en un principio, se ha ignorado el canal, es decir, el bloque número 11 se ha obviado. De esta forma, y naturalmente, si el sistema completo es correcto, la BER obtenida sería nula, puesto que no hay ningún factor importante en el resto de bloques que influyan negativamente en la señal.

Una vez se obtiene un valor nulo de BER para un sistema sin canal, se añade el canal

AWGN para ver cómo afecta a los símbolos recibidos. Para ello, se ha realizado un examen del sistema variando la SNR entre 0 dB y 25 dB.

Las gráficas BER vs SNR obtenidas se comparan con las que se obtienen en distintos artículos de investigación considerados de confianza, algo que se mostrará en el siguiente capítulo.

A continuación, se realizan distintas simulaciones con distintos niveles de modulación para ver cómo varía la gráfica BER vs SNR cuando varía también el nivel de la modulación QAM.

Por último, las simulaciones anteriores se repiten para distintos números de puntos de IFFT y de FFT y distintos tamaños de prefijo cíclico, para comprobar también cómo varía el error obtenido cuando cambian estos dos parámetros.

Los resultados, como veremos en el capítulo 5 son realmente satisfactorios y se utilizarán para comparar el comportamiento de este sistema con el comportamiento del segundo sistema que hemos implementado: PIC Flip-OFDM.

4.3 Estudio teórico de PIC Flip-OFDM

Tal y como llevamos viendo a lo largo del proyecto, OFDM ha sido ampliamente adoptado en comunicaciones por radiofrecuencia debido a su eficiente uso del espectro y a su capacidad para combatir la interferencia entre símbolos (ISI).

En comunicaciones ópticas inalámbricas con modulación de intensidad y detección directa (IM/DD), las señales transmitidas deben ser reales y no negativas. Para satisfacer estos requerimientos, diversos esquemas OFDM se han propuesto, muchos de ellos los hemos visto en el capítulo 3 de este proyecto. Los más importantes son DCO-OFDM, que añade una componente de voltaje DC a la señal OFDM bipolar para convertirla en unipolar, la técnica ACO-OFDM, donde solo las subportadoras impares son moduladas y las muestras negativas son recortadas a cero durante la transmisión, y Flip-OFDM, la cual acabamos de presentar su implementación.

Las señales moduladas en todos estos esquemas deben tener simetría hermítica en el dominio de la frecuencia para asegurar que las señales en el dominio del tiempo son reales. Sin embargo, empleando separación de coeficientes, una nueva Flip-OFDM se ha propuesto en [5]. Esta nueva técnica se llama PIC Flip-OFDM, del inglés *Polarity Information coded Flip-OFDM*.

En PIC Flip-OFDM todas las subportadoras exceptuando la primera y la que se encuentra en la mitad pueden ser moduladas. Esto significa que las señales moduladas mediante esta nueva técnica no poseen simetría hermítica en el dominio de la frecuencia y la salida del bloque IFFT es una señal compleja en el dominio del tiempo.

La modulación PIC Flip-OFDM alcanza una eficiencia energética mucho mayor que el

esquema de modulación DCO-OFDM y, comparado con los otros esquemas ACO-OFDM y Flip-OFDM, la nueva técnica propuesta consigue una eficiencia espectral mayor.

A continuación se va a proceder a explicar con detenimiento en qué consiste el esquema de modulación PIC Flip-OFDM.

En la figura 4-5 se puede observar el diagrama de bloques del transmisor. En primer lugar, la señal de salida en el dominio del tiempo del bloque IFFT se puede expresar de la siguiente forma:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \tag{4-11}$$

donde X_k es el símbolo QAM modulado en la k -ésima subportadora y N , como siempre, es el número de puntos de la IFFT. Para evitar cualquier cambio o desplazamiento DC imponemos que $X_0 = X_{N/2} = 0$, que significa que ningún tipo de información será modulada en la primera subportadora y en la subportadora $N/2$. De esta forma, en la modulación PIC Flip-OFDM propuesta, todas las subportadoras excepto las dos anteriores podrían transportar información útil, y las señales moduladas en el dominio de la frecuencia no poseen simetría hermítica. Por tal motivo, $x(n)$ es una señal bipolar y compleja con media cero y varianza igual a σ_x^2 .

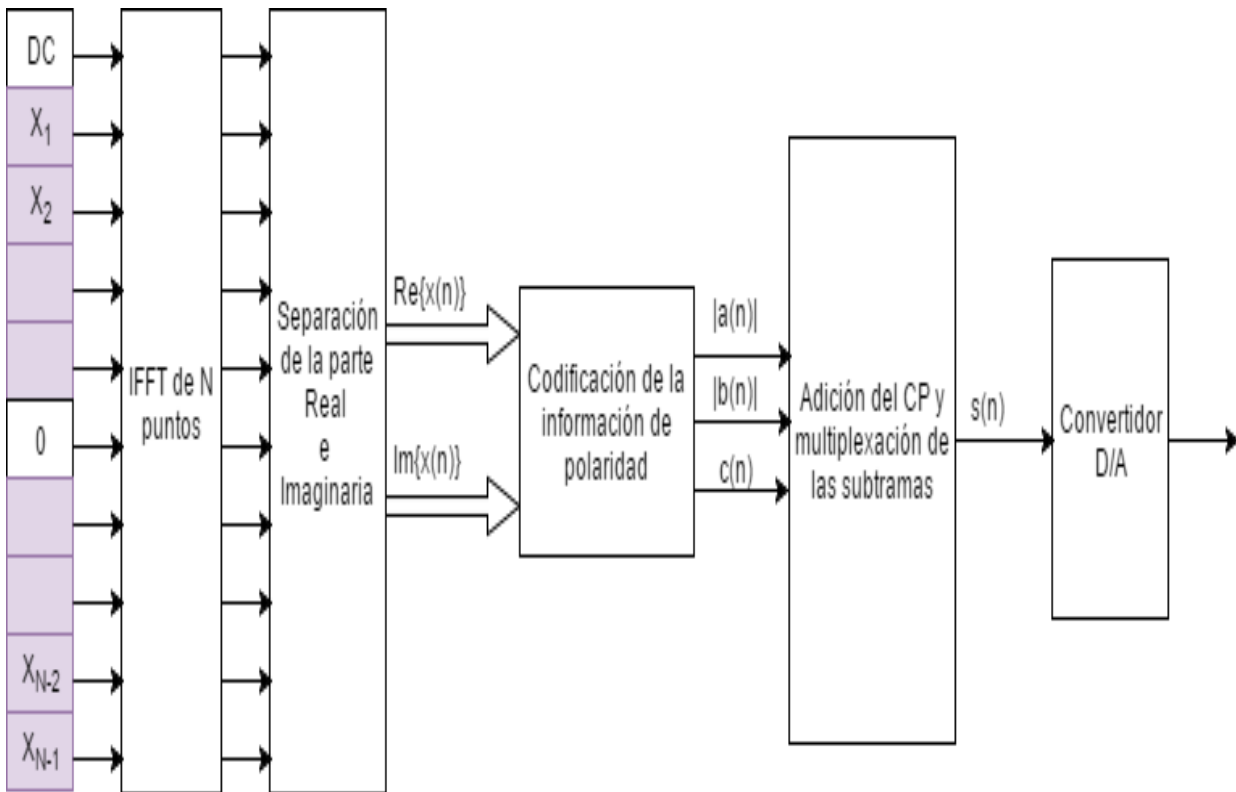


Figura 4-5. Diagrama de bloques del transmisor PIC Flip-OFDM

Una vez tenemos generada la señal bipolar y compleja $x(n)$, definimos $a(n)$ y $b(n)$ de la siguiente forma:

$$\begin{cases} a(n) = \text{Re}\{x(n)\} \\ b(n) = \text{Im}\{x(n)\} \end{cases} \quad (4-12)$$

donde $\text{Re}\{\cdot\}$ e $\text{Im}\{\cdot\}$ denotan la parte real e imaginaria de un número complejo, respectivamente. Las partes real e imaginaria de $x(n)$ son valores reales con media cero y la misma varianza $\sigma_x^2 / 2$.

A continuación, definimos las polaridades de las partes real e imaginaria de $x(n)$ respectivamente como:

$$\begin{cases} sg_{\text{Re}}(n) = \text{sign}\{a(n)\} \\ sg_{\text{Im}}(n) = \text{sign}\{b(n)\} \end{cases} \quad (4-13)$$

donde $\text{sign}\{\cdot\}$ es la función signo. A partir de las ecuaciones 4-12 y 4-13, la señal $x(n)$ puede ser expresada de la forma:

$$x(n) = sg_{\text{Re}}(n)|a(n)| + jsg_{\text{Im}}(n)|b(n)| \quad (4-14)$$

donde $|\cdot|$ representa el valor absoluto. La potencia eléctrica de $|a(n)|$ y de $|b(n)|$ viene dada por $E[|a(n)|^2] = E[|b(n)|^2] = \sigma_x^2 / 2$.

La estrategia de codificación para las polaridades de $\text{Re}\{x(n)\}$ e $\text{Im}\{x(n)\}$ viene dada en la tabla 4-2. Cuando se aplica esta estrategia de codificación, obtenemos una señal de salida $d(n)$, a la cual se le aplica una modulación 4-UPAM (*unipolar PAM*) [6], obteniéndose como resultado la señal $c(n)$. La potencia eléctrica de esta señal $c(n)$ está restringida a ser

$$E[c(n)^2] = k\sigma_x^2 \quad (4-15)$$

donde k es un parámetro que controla la potencia de $c(n)$. Minimizar el valor de ese parámetro es algo clave para conseguir un buen comportamiento de la tasa de error de bit, puesto que si la información de polaridad es decodificada incorrectamente, el error se irá propagando. Para derivar el valor de k se llevan a cabo una serie de aproximaciones y

demostraciones que tienen lugar en [5].

Tabla 4-2 Estrategia de codificación de la información de polaridad

Signo de a(n)	Signo de b(n)	Salida codificada d(n)
+	+	11
+	-	10
-	+	01
-	-	00

El valor final derivado es el siguiente:

$$k = \frac{21 \log_2(M)}{2(M-1)} \quad (4-16)$$

Alcanzados este punto tenemos tres señales distintas: $|a(n)|$, $|b(n)|$ y $c(n)$. El bloque siguiente se encarga de multiplexar las tres tramas en una sola, añadiendo el prefijo cíclico previamente a cada una por separado. La señal discreta final puede verse representada en la figura 4-5.

En la figura 4-6 se muestra el diagrama de bloques de la parte receptora. En primer lugar, lo que se debe de hacer es eliminar el prefijo cíclico de cada subtrama y separar cada una de las tres. En cuanto tenemos la señal de codificación de polaridad $c(n)$ y las otras dos señales $|a(n)|$ y $|b(n)|$, procedemos a decodificar la señal $c(n)$ para averiguar cuál era el signo de las otras dos. La señal $c(n)$ es una señal unipolar formada por símbolos 4-UPAM, como vimos antes. Por tanto, debemos demodularla para obtener los bits que forman la señal $d(n)$ y, a continuación, se decodifica haciendo uso de la tabla 4-2.

Una vez tenemos el signo de $|a(n)|$ y de $|b(n)|$ podemos reconstruir la señal bipolar y compleja $x(n)$ original haciendo uso de la ecuación 4-14. La señal $x(n)$ se convierte en un flujo paralelo y se hace pasar por el bloque que realiza la operación FFT para obtener los símbolos QAM recibidos.

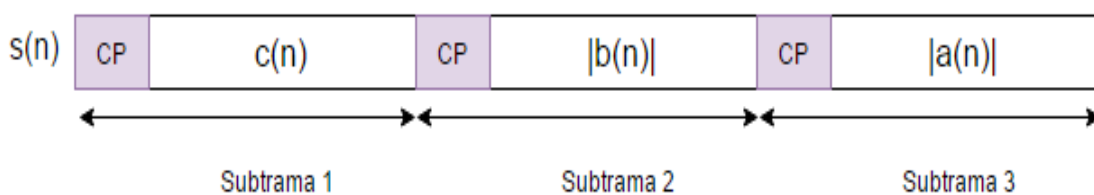


Figura 4-6. Estructura de la trama final en la técnica de modulación PIC Flip-OFDM propuesta

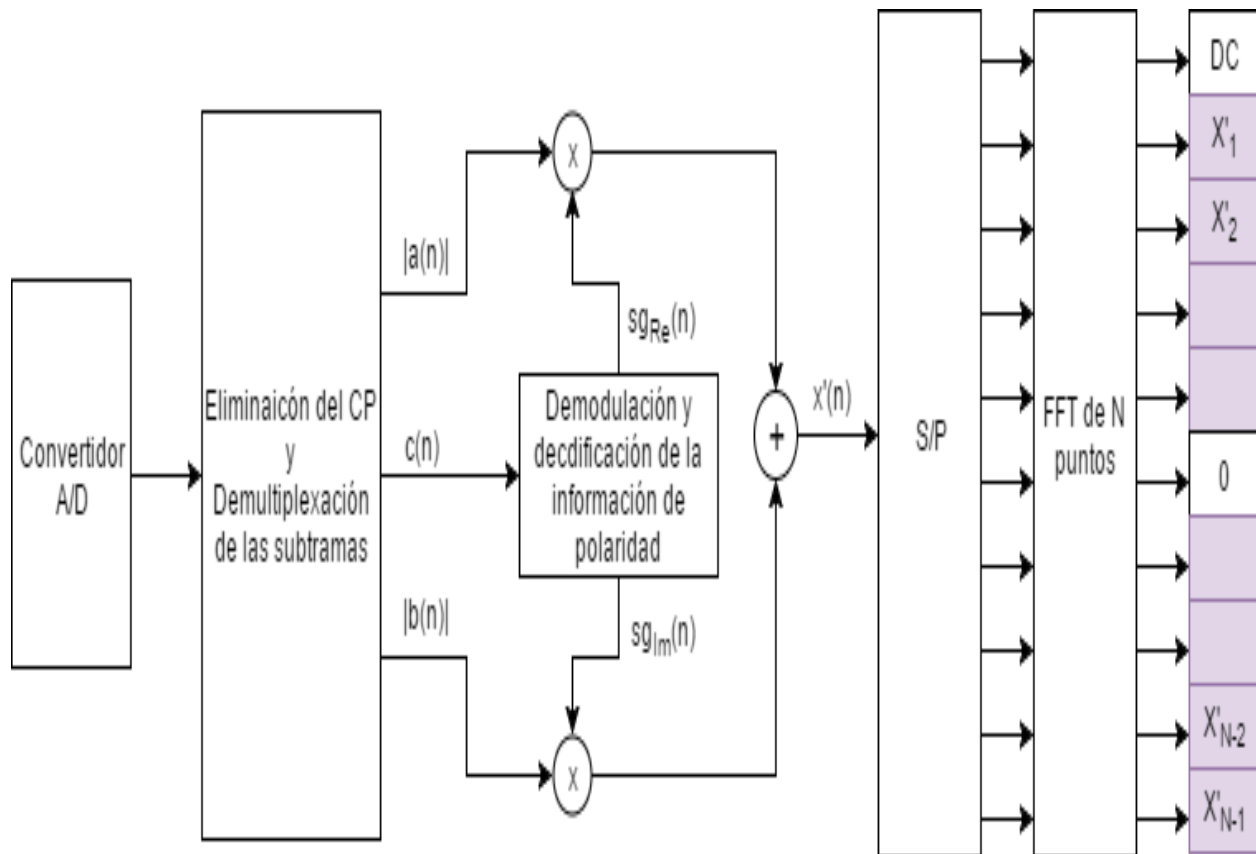


Figura 4-7. Diagrama de bloques del receptor PIC Flip-OFDM

4.3.1 Comparación con Flip-OFDM

Al igual que antes realizamos una comparación de la técnica Flip-OFDM con el esquema de modulación ACO-OFDM, a continuación, se realizará una comparación teórica de la técnica PIC Flip-OFDM que acabamos de presentar con la Flip-OFDM anterior. Posteriormente, dicha comparación teórica será corroborada mediante la simulación del sistema y los resultados obtenidos.

En primer lugar, se ha comentado que PIC Flip-OFDM aprovecha mejor el espectro que Flip-OFDM. Esto resulta evidente en el sentido de que al no necesitar de simetría hermítica, todas las subportadoras se aprovechan de igual forma. Sin embargo, esta evidencia no es tan clara si observamos que en PIC Flip-OFDM se necesitan tres tramas para enviar toda la información en lugar de dos, como ocurre en Flip-OFDM. Por tal motivo, se va a cuantificar teóricamente cómo es la mejoría exacta. La eficiencia espectral teniendo en cuenta un ancho de banda normalizado de la modulación PIC Flip-OFDM se puede expresar como:

$$R_{PIC\ Flip-OFDM} = \frac{2(N-2)\log_2(M)}{3(N_g + N)(1 + 2/N)} \text{ (bits/s/Hz)} \quad (4-17)$$

donde N_g es la longitud del prefijo cíclico y M es el orden de modulación de las subportadoras. Por otro lado, la eficiencia espectral con un ancho de banda normalizado de la Flip-OFDM original es la siguiente:

$$R_{\text{Flip-OFDM}} = \frac{(N/2 - 1) \log_2(M)}{(N_g + N)(1 + 2/N)} \text{ (bits/s/Hz)} \quad (4-18)$$

Si usamos un tamaño de IFFT/FFT de 256 subportadoras, es decir, $N = 256$, un tamaño de prefijo cíclico igual a $1/4$ de N y un orden de modulación $M = 16$, obtenemos una eficiencia espectral con ancho de banda normalizado de 2.1 aproximadamente para PIC Flip-OFDM y de 1.57 para Flip-OFDM. Por tanto, queda demostrado que la PIC Flip-OFDM propuesta alcanza una mayor eficiencia espectral que la Flip-OFDM tradicional cuando se usan los mismos parámetros del sistema.

Por otro lado, si comparamos la eficiencia energética de ambas sucede lo siguiente. La modulación Flip-OFDM posee una eficiencia energética mayor cuando la eficiencia espectral de las ecuaciones 4-17 y 4-18 es menor a 3 bits/s/Hz, o lo que es lo mismo, cuando se usa un orden de modulación M bajo. Sin embargo, para valores de la eficiencia espectral mayores a 3.1 bits/s/Hz, la técnica PIC Flip-OFDM es la que presenta una mayor eficiencia energética. En definitiva, el comportamiento energético es mejor en Flip-OFDM cuando se usa un nivel de modulación bajo (por ejemplo 4-QAM ó 16-QAM), pero resulta mejor en PIC Flip-OFDM cuando el orden de modulación es más elevado.

Por último, otro de los conceptos a comparar es la complejidad computacional. En el apartado anterior definimos este concepto e indicamos en la tabla 4-1 el valor de la misma para Flip-OFDM. PIC Flip-OFDM requiere de la mitad de operaciones que Flip-OFDM, por lo que es más eficiente computacionalmente. Sin embargo, en la parte receptora, es conveniente utilizar un ecualizador de canal para asegurar que la señal de codificación de polaridad se recibe correctamente, lo cual aumentaría considerablemente la complejidad computacional de PIC Flip-OFDM en el receptor.

4.4 Implementación del sistema PIC Flip-OFDM mediante MATLAB

Al igual que con Flip-OFDM también se ha decidido implementar este nuevo sistema mediante la herramienta Matlab, cuyo entorno de trabajo se muestra en la Figura 4-4. Para el diseño del mismo se han reutilizado varios bloques del sistema anterior.

Los bloques y funciones utilizados para implementar PIC Flip-OFDM han sido los siguientes:

1. Un bloque de parámetros de entrada, donde se especifica el nivel de la modulación QAM, el número de bits que se van a generar, si se va a utilizar una codificación Gray, la SNR, el número de puntos de la IFFT y de la FFT y el tamaño del prefijo cíclico, entre otros.
2. Un bloque generador de bits aleatorios, que genera tantos bits como se le indique en el bloque anterior.
3. Un modulador o *mapper*, que se encarga de modular los bits de entrada en los símbolos correspondientes a la modulación elegida.
4. Bloque que convierte el flujo de símbolos de serie a paralelo.
5. Bloque que realiza la operación de IFFT. Como vemos aquí no hay bloque que garantice la propiedad de simetría hermítica, por lo que la salida de este bloque dará como resultado una señal bipolar y compleja.
6. Bloque que convierte las muestras de la señal compleja y bipolar de paralelo a serie.
7. Bloque que calcula la potencia de esa señal $x(n)$, pues la necesitaremos más adelante a la hora de generar la señal $c(n)$.
8. Bloque que realiza la separación de la parte real e imaginaria de $x(n)$, dando como resultado $a(n)$ y $b(n)$, respectivamente.
9. Bloque que realiza la codificación de polaridad de las dos señales anteriores y devuelve la señal $d(n)$.
10. Bloque que modula la señal $d(n)$ según una unipolar PAM con nivel de modulación 4 y que limita la potencia de la señal $c(n)$ resultante, tal y como se ha explicado a lo largo del apartado anterior.
11. Bloque que añade el prefijo cíclico a cada una de las tres señales por separado.
12. Bloque que multiplexa las tres señales, dando como resultado una única señal $s(n)$ unipolar y real, la cual se transmitirá al canal. Este bloque corresponde con la última parte del transmisor.
13. Bloque que hace pasar la señal por un canal AWGN.
14. Bloque que demultiplexa la señal recibida, dando como resultado las tres subtramas necesarias. Se trata del primer bloque del receptor.
15. Bloque que elimina el prefijo cíclico de cada subtrama por separado.
16. Bloque que demodula la señal $c(n)$ recibida. Genera como salida la señal de codificación de polaridad $d(n)$, necesaria para obtener el signo de $|a(n)|$ y de $|b(n)|$ y poder reconstruir la señal compleja y bipolar original.
17. Bloque que devuelve la polaridad de la parte compleja e imaginaria de la señal original.
18. Bloque que reconstruye la señal original a partir de la información de polaridad y la

ecuación 4-14.

19. Bloque que convierte la señal en un flujo de muestras en paralelo.
20. Bloque que aplica la operación FFT para obtener los símbolos QAM recibidos.
21. Bloque que vuelve a convertir el flujo de símbolos en paralelo en un flujo serie.
22. El demodulador o *demapper*, que se encarga de traducir los símbolos recibidos a bits de salida.
23. Por último, el bloque que compara los bits recibidos con los bits transmitidos y calcula la tasa de error de bit.

Una vez diseñado el sistema PIC Flip-OFDM, se procede de la misma forma que en el sistema anterior para comprobar el correcto funcionamiento de todos los bloques. En primer lugar, se simula el sistema completo sin hacer pasar la señal por el canal, es decir, únicamente transmisor y receptor unidos. De esta forma, si todo es correcto, el error obtenido debería ser nulo.

Tras comprobar que se obtiene un valor de BER nulo para el sistema sin canal, se añade el canal AWGN para ver cómo afecta el mismo a la señal PIC Flip-OFDM. Las gráficas de BER vs SNR se comparan con el artículo [5], en el cual está basado esta parte del proyecto. En dicho artículo, como se verá en el capítulo siguiente, no se emplea una gráfica igual que la que obtenemos en nuestro trabajo, pero se puede deducir fácilmente una de la otra.

Cuando se han realizado varias simulaciones con distintos niveles de modulación, se pasa a comprobar si efectivamente se cumple la mejora de eficiencia energética con respecto a Flip-OFDM que se vio en el apartado anterior.

Por último, las simulaciones anteriores se repiten para distintos números de puntos de IFFT y de FFT y distintos tamaños de prefijo cíclico, para comprobar cómo varía el error obtenido cuando cambian también estos dos parámetros.

4.5 Referencias

- [1] Nirmal Fernando, Yi Hong and Emanuele Viterbo. “*Flip-OFDM for Unipolar Communication Systems*”. December, 2012.
- [2] Rizbi Hassan and Fatima Tuz Zafrin Tuli. “*Analysis of ACO-OFDM, DCO-OFDM and Flip-OFDM for IM/DD Optical-Wireless and Optical-Fiber System*”. December, 2015.
- [3] Jim Godwin R. S., Veena K. and Sriram Kumar D. “*Performance analysis of direct detection Flip-OFDM for VLC system*”. February, 2016.

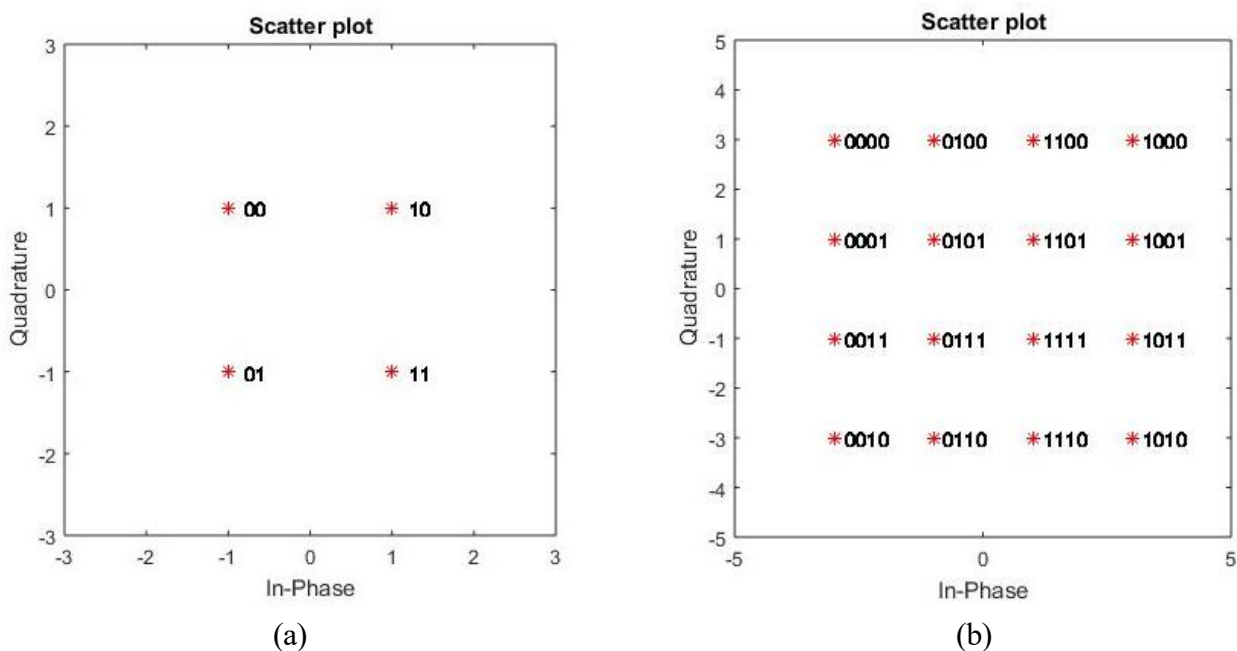
- [4] Nirmal Fernando, Yi Hong and Emanuele Viterbo. “*Flip-OFDM for optical wireless communications*”. December, 2011.
- [5] Liang Wu, Zaichen Zhang, Jian Dang, Jiangzhou Wang and Huaping Liu. “*Polarity Information Coded Flip-OFDM for Intensity Modulated Systems*”. August, 2016.
- [6] Norita William Dsouza and Jayasudha Koti. “*Coded Flip-OFDM for Unipolar Communication*”. May, 2016.
- [7] Nuo Huang, Jun-Bo Wang, Cunhua Pan, Jin-Yuan Wang, Yijin Pan and Ming Chen.”*Iterative Receiver for Flip-OFDM in Optical Wireless Communication*”. August, 2015.

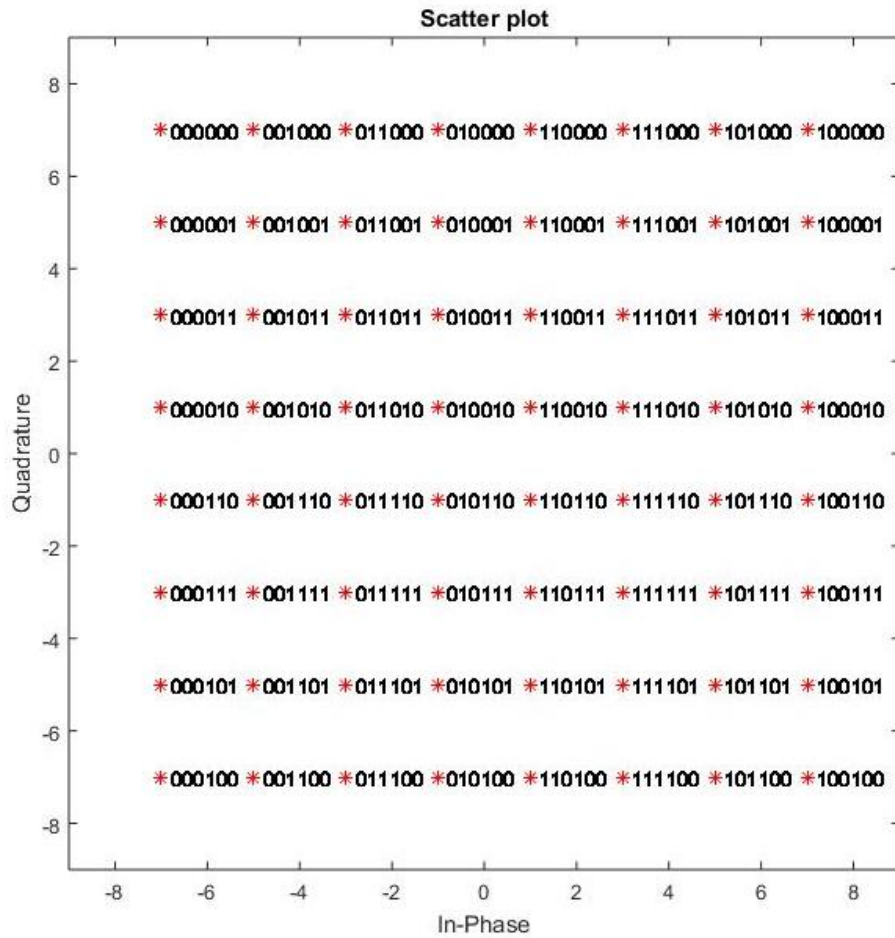
5 SIMULACIÓN Y RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos mediante simulación según la variación de ciertos parámetros importantes del sistema, así como las conclusiones más importantes al respecto. Además, se realiza una comparación de los resultados del sistema Flip-OFDM con los resultados del sistema PIC Flip-OFDM para corroborar lo descrito teóricamente en los capítulos anteriores.

5.1 Resultados de simulación del sistema Flip-OFDM

Al comenzar las simulaciones se muestran las distintas constelaciones de los símbolos que se van a transmitir. Se va a trabajar con tres niveles de modulación principalmente: QPSK, que es similar a una 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM. En la figura 5-1 se muestran estas constelaciones.





(c)

Figura 5-1. Constelaciones de los símbolos creados en el transmisor con una codificación Gray. En (a) se muestra la constelación correspondiente a la QPSK. En (b) se muestra la constelación correspondiente a la 16-QAM. En (c) se muestra las constelación de una 64-QAM.

Una vez tenemos los datos modulados, se exige que la señal tenga la propiedad de simetría hermítica para que la salida del bloque que realiza la operación IFFT sea real. Esto, como se ha repetido a lo largo de todo el proyecto, provoca que la eficiencia espectral del sistema disminuya a la mitad con respecto a un sistema OFDM tradicional.

La señal bipolar resultante se hace pasar por un bloque que separa en polaridad, generando dos señales que se multiplexarán para formar la señal unipolar final. La primera de ellas contiene las muestras positivas de la señal bipolar anterior, mientras que la segunda trama contiene las muestras negativas cambiadas de signo de esa misma señal bipolar. Al tener que enviar la información en dos subtramas en lugar de en una, la eficiencia espectral se vuelve a reducir a la mitad, resultando una cuarta parte de la eficiencia espectral original.

En las figuras 5-2 y 5-3 se muestran la señal bipolar antes de aplicar la separación en polaridad y la señal unipolar definitiva, respectivamente. Para entenderlas se van a explicar los parámetros que se han usado para generarlas. El número de bits de entrada se ha escogido

igual a 12 y la modulación se ha elegido la más simple, es decir, una QPSK. De este modo, tendremos $\frac{12 \text{ bits}}{2 \text{ bits/símbolo}} = 6$ símbolos QPSK. Hemos utilizado un número de puntos de IFFT igual a 4 para una OFDM tradicional. De esta forma, con dos símbolos OFDM se podrían transmitir los 6 símbolos QPSK mapeados en 8 subportadoras, debido a que debe ser un número potencia de 2. Sin embargo, debido a la propiedad de simetría hermítica, el número de subportadoras a transmitir es el doble, es decir, 16 subportadoras. Aquí tenemos la primera reducción de la eficiencia espectral cuantificada.

A continuación, separamos en polaridad para tener una subtrama que posee las muestras positivas de la señal bipolar y una subtrama para tener las muestras negativas cambiadas de signo. Cada subtrama tiene un tamaño original de 16, igual que la señal bipolar, pero hay que añadirle el prefijo cíclico a cada una. Hemos elegido un tamaño de prefijo cíclico igual a una cuarta parte del tamaño de subportadoras total, es decir, un tamaño igual a 2. De este modo, cada subtrama posee un tamaño de 18 muestras y la señal multiplexada final un tamaño de 36 muestras. Aquí tenemos la segunda reducción de la eficiencia espectral cuantificada.

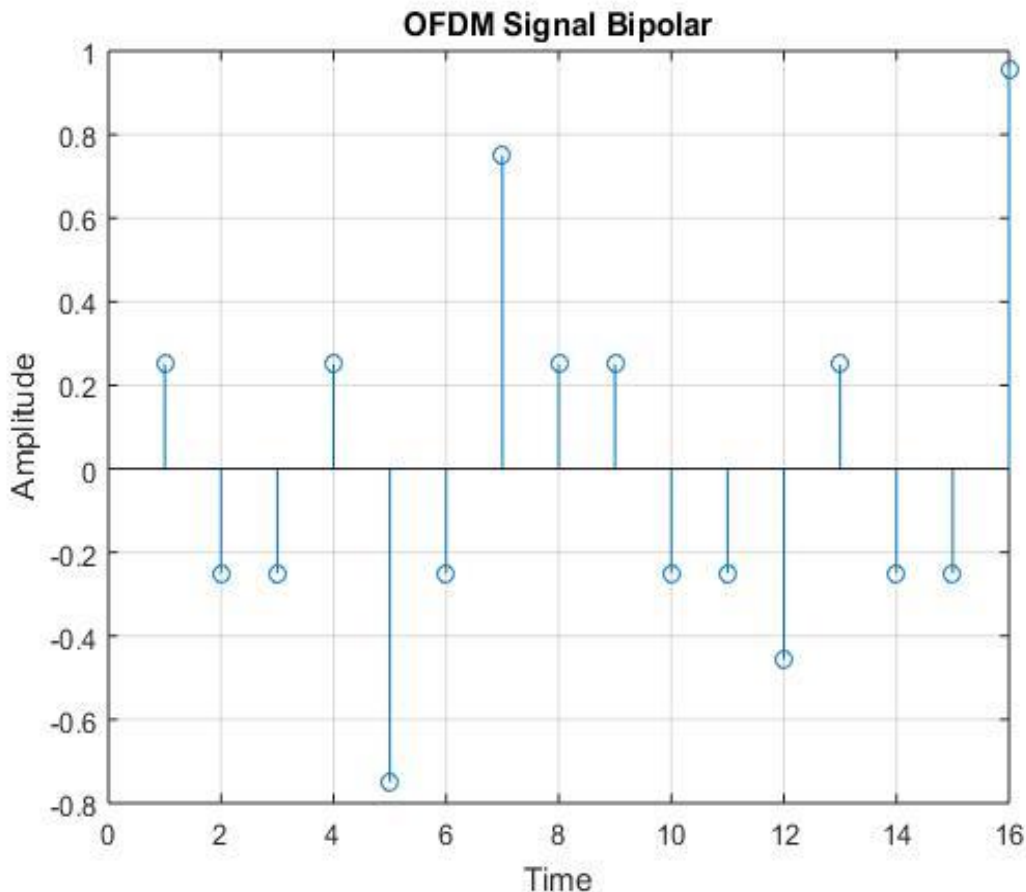


Figura 5-2. Señal bipolar discreta del sistema Flip-OFDM antes de realizar la separación en polaridad.

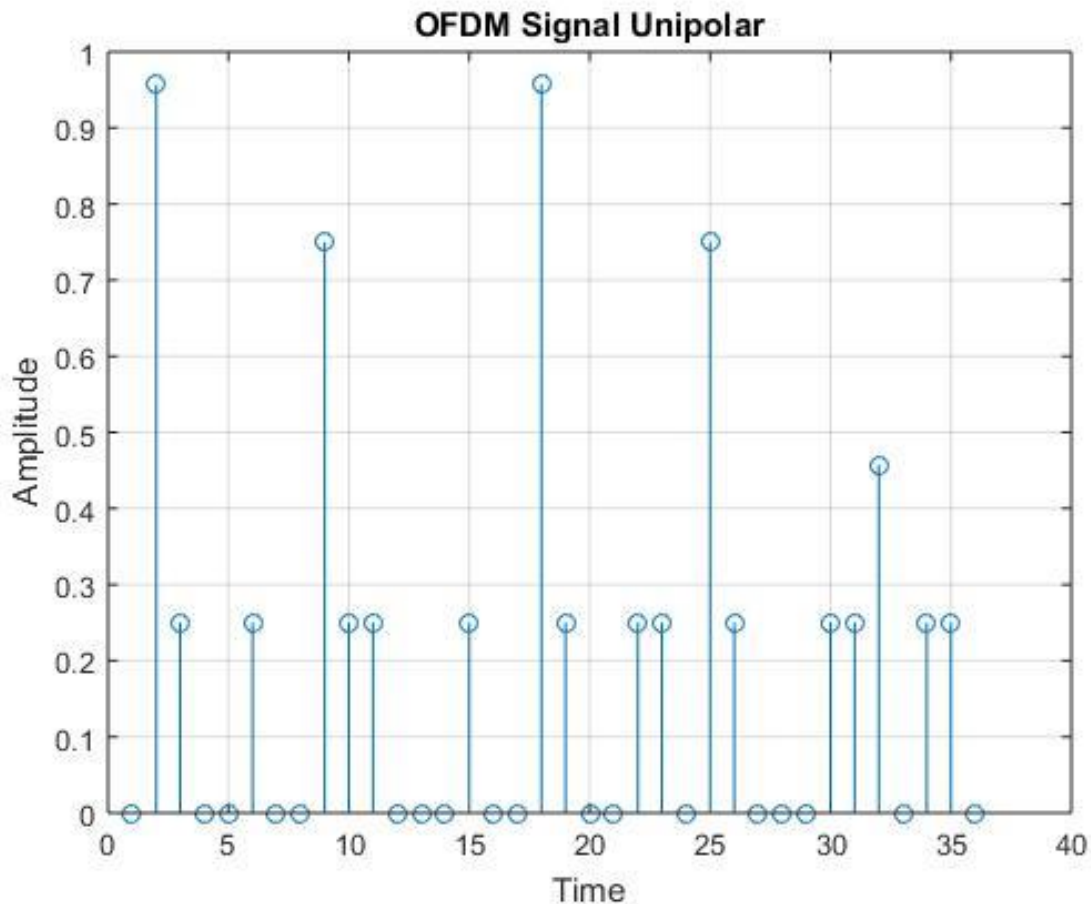


Figura 5-3. Señal discreta Flip-OFDM unipolar y real de salida del sistema. Las primeras 18 muestras corresponden con la parte positiva de la señal bipolar original. Las segundas 18 muestras corresponden con las parte negativa de la señal bipolar original. En ambas se incluye el prefijo cíclico correspondiente de tamaño igual 2.

Tras comprobar el correcto funcionamiento de todos los bloques, para lo cual se ha llevado a cabo una transmisión sin canal y se ha recibido una tasa de error nula, procedemos a realizar una transmisión a través de un canal AWGN.

El valor de BER que hemos escogido como orientativa es de 10^{-3} , que es un valor típico de BER que suele darse en los sistemas de comunicación digitales sin técnicas de codificación de errores. Para tener un resultado preciso a dicho valor se ha realizado el siguiente procedimiento:

1. Creamos una variable llamada semilla e igualamos su valor a 30. Esto significa que vamos a enviar la señal 30 veces a través del canal AWGN.
2. Gracias a la semilla, cada vez que enviemos la señal por el canal AWGN, éste tendrá una respuesta aleatoria distinta. Esto se debe a que Matlab puede generar números aleatorios de forma controlada, es decir, para un determinado valor de la semilla, Matlab devolverá siempre la misma ristra de números aleatorios.

- Una vez se haya realizado la transmisión un número de veces igual al número de semillas, realizamos un promediado de todas las señales recibidas.

Para poder comprobar el resultado con uno de los artículos de investigación en el que nos hemos basado, hemos elegido parámetros del sistema similares a los que usa el autor de [1]. Entre estos parámetros se encuentra un tamaño de IFFT/FFT de 256 puntos y un tamaño de prefijo cíclico de 1/4 de la longitud del símbolo OFDM. Aunque la comparación se haya efectuado con el nivel de modulación correspondiente a 16-QAM, se han añadido las otras dos modulaciones también al barrido para tener una idea de cómo varía el error cuando varía el orden de modulación. En dicho artículo, para alcanzar una BER de 10^{-3} se necesita de una SNR de 14 dB, como puede apreciarse en la figura 5-5. En nuestro sistema se obtiene el mismo resultado, aproximadamente.

En la figura 5-4 se puede observar la gráfica que hemos comparado y corroborado. Además se han añadido dos gráficas más, correspondientes a un tamaño de IFFT/FFT de 64 puntos y 1024 puntos, que pueden observarse en las gráficas 5-6 y 5-7, respectivamente. Éstas últimas nos dan una idea de cómo varía también el error cuando se aumenta el número de subportadoras.

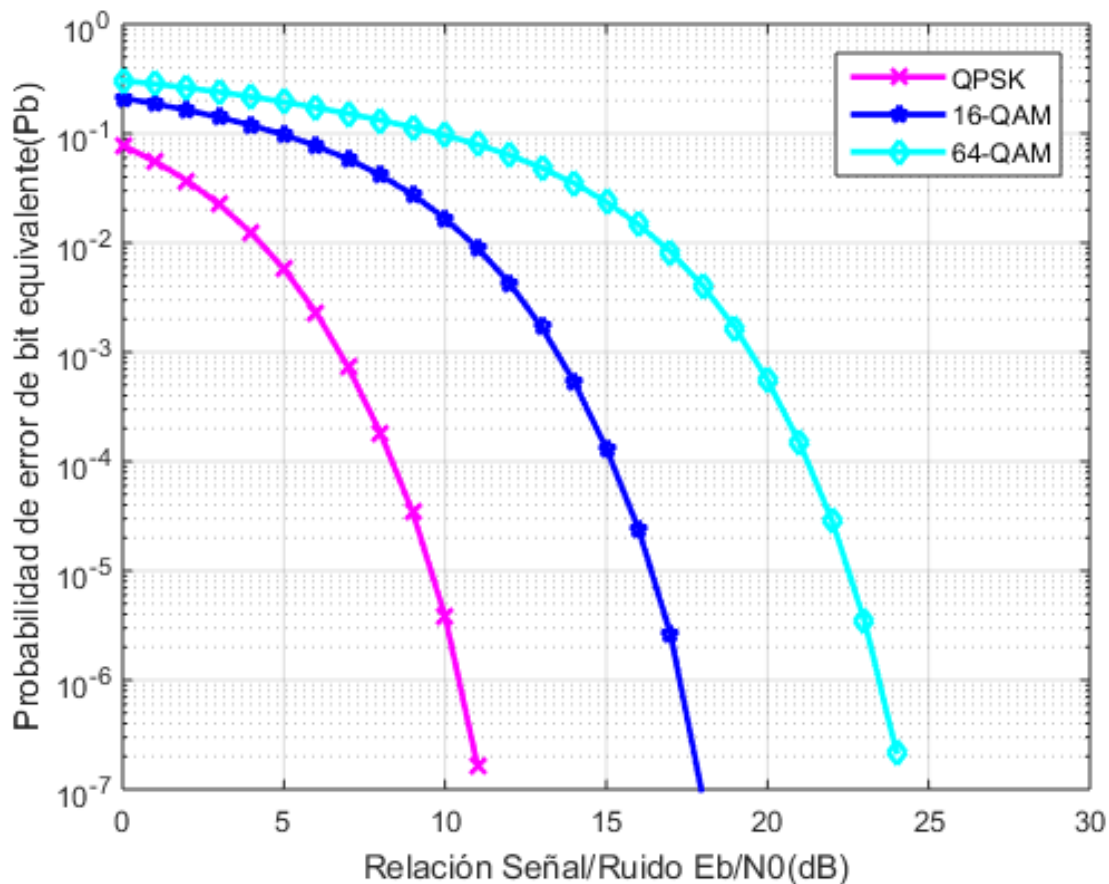


Figura 5-4. Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema Flip-OFDM con 512 puntos de tamaño IFFT/FFT

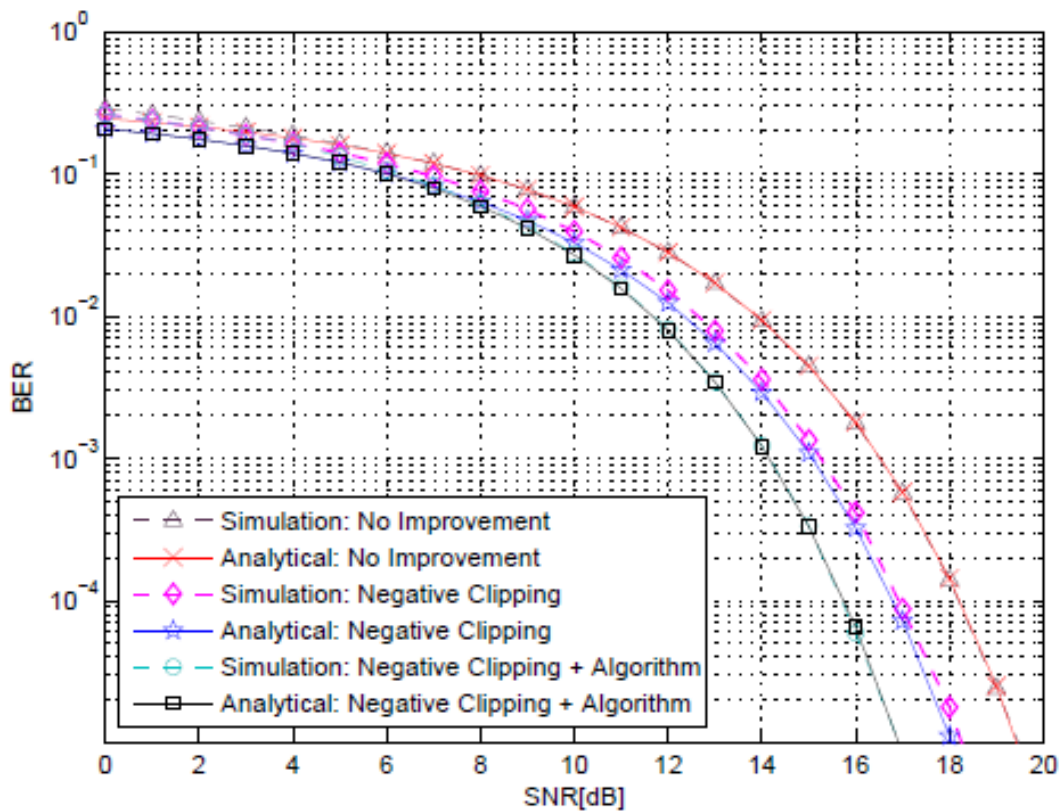


Figura 5-5. Gráfica de [1] donde hemos corroborado el comportamiento de nuestro sistema. De todas las curvas, la que debemos comparar es la de color negro, es decir, sin mejora, pues en dicho artículo se realizan unas mejoras al sistema.

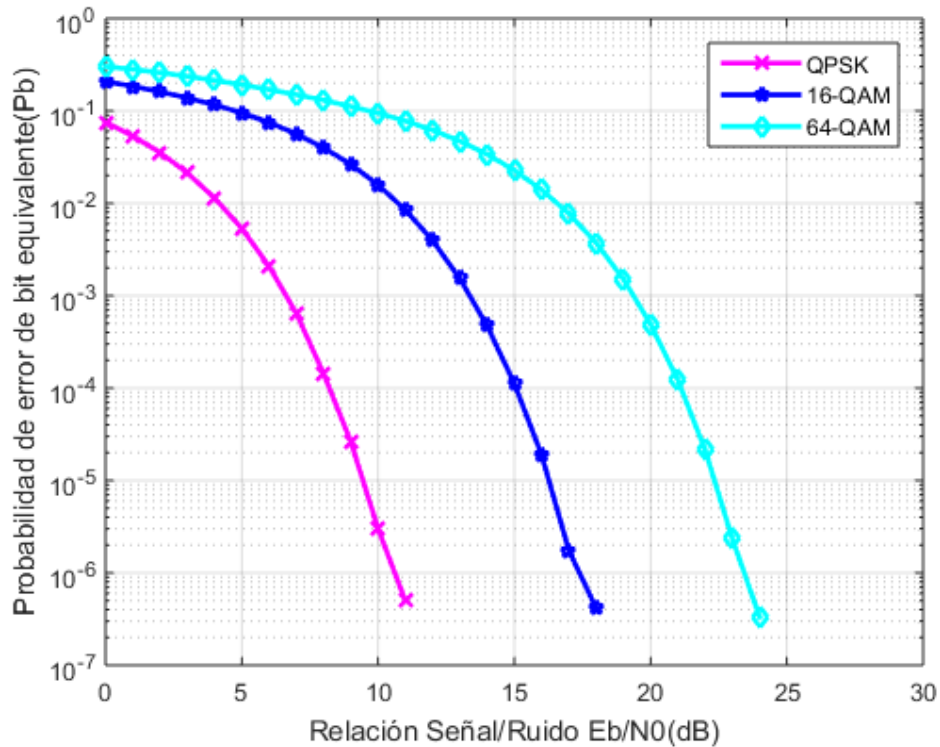


Figura 5-6. Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema Flip-OFDM con 64 puntos de tamaño IFFT/FFT

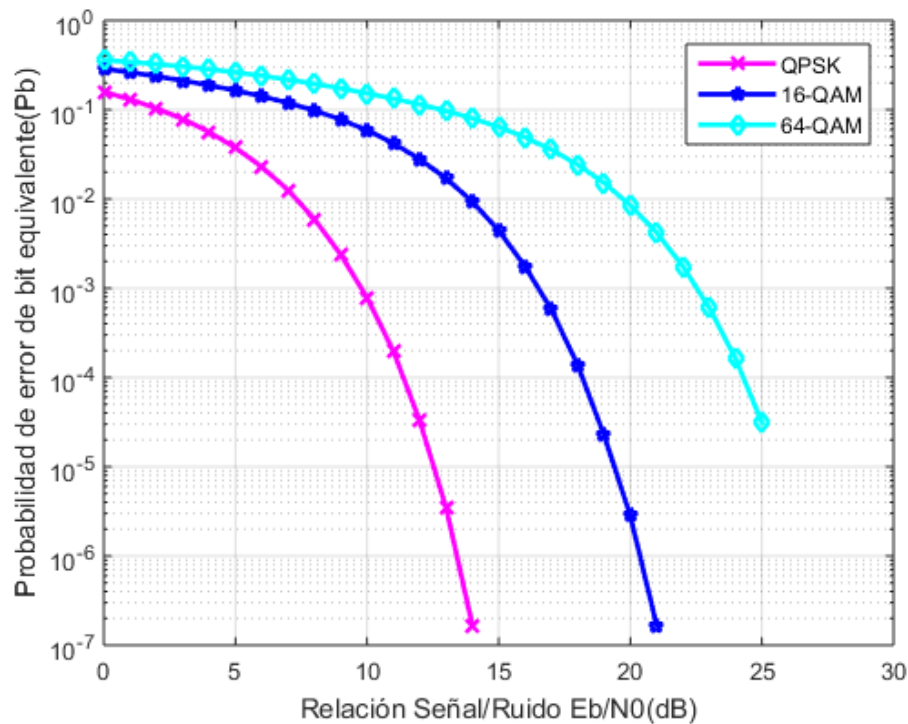


Figura 5-7. Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema Flip-OFDM con 1024 puntos de tamaño IFFT/FFT

En las gráficas anteriores puede observarse que no hay prácticamente diferencia cuando se usa un tamaño IFFT/FFT igual a 64 puntos y cuando se usa un tamaño igual a 256 puntos. Sin embargo, sí se aprecia una diferencia significativa cuando elevamos el número de puntos a 1024.

Otro de los parámetros principales que se hizo variar fue el prefijo cíclico, tomándose valores comprendidos entre 1/4 y 1/32, ambos incluidos. Sin embargo, puede resultar curioso que la BER no varíe dependiendo del CP incluido en la señal, puesto que eso podría significar que no efectúa ningún papel el hecho de incluirlo o no en el sistema.

No obstante, como el canal que se está empleando es un canal AWGN, es lógico que el sistema responda con los mismos resultados para CP diferentes. Si se incluyera un canal con multitrayecto, el hecho de incluir prefijo cíclico reduciría la tasa de error de bit del sistema, ya que reduce la interferencia entre símbolos.

5.2 Resultados de simulación del sistema PIC Flip-OFDM

Las constelaciones de los símbolos que se van a transmitir son exactamente las mismas que las del sistema anterior, es decir, una QPSK, una 16-QAM y una 64-QAM. Dichas constelaciones aparecen en la figura 5-1.

Una vez tenemos los datos ya modulados, en PIC Flip-OFDM no se exige que la señal tenga la propiedad de simetría hermítica, puesto que la salida del bloque que realiza la operación IFFT va a ser compleja. Esto, como también se repitió en el capítulo anterior, provoca que la eficiencia espectral del sistema permanezca constante con respecto a un sistema OFDM tradicional, al menos momentáneamente.

La señal compleja y bipolar resultante del proceso IFFT se hace pasar por un bloque que separa la parte real y la parte compleja de dicha señal en dos subtramas distintas. A continuación, estas dos subtramas se hacen pasar por un bloque que codifica la polaridad de ambas en una señal, la cual se modula según una unipolar PAM de nivel 4 (todo este proceso se explica con detenimiento en el capítulo anterior). Por último se multiplexan las tres subtramas para dar lugar a la señal unipolar definitiva. La primera de las subtramas contiene las muestras de la señal de codificación de polaridad modulada. La segunda subtrama contiene el valor absoluto de las muestras de la parte imaginaria de la señal compleja original. La tercera y última contiene el valor absoluto de las muestras de la parte real de la señal compleja original. Al tener que enviar la información en tres subtramas en lugar de en dos, como ocurría con Flip-OFDM, la ganancia de eficiencia espectral que se había conseguido con respecto a ésta última por parte de PIC Flip-OFDM al evitar el uso de la simetría hermítica se reduce un poco cuando se llega a este punto. Sin embargo, como vimos en el capítulo anterior, sigue teniendo mejor eficiencia espectral, como pasamos a comprobar experimentalmente.

Generamos una señal PIC Flip-OFDM con los mismos parámetros y de la misma forma que generamos la señal Flip-OFDM de ejemplo anterior. Es decir, se escoge un número de bits de entrada igual a 12 y una modulación QPSK. Así, al igual que en el caso anterior, obtendremos 6 símbolos QPSK a transmitir.

A partir de aquí comienzan las diferencias con respecto al caso Flip-OFDM. Se ha utilizado un número de puntos de IFFT igual a 4. De esta forma, con dos símbolos OFDM se podrán transmitir los 6 símbolos QPSK. En Flip-OFDM, debido a la simetría hermítica, había que usar el doble de subportadoras, pero aquí, al no ser así, solo usamos 8 subportadoras, correspondientes a dos símbolos OFDM de 4 puntos.

A continuación, generamos las tres subtramas, cada una de ellas con una longitud de 8 muestras, a las cuales hay que añadir el prefijo cíclico. En este caso, si usamos un CP de longitud igual a una cuarta parte del número de puntos de la IFFT, nos queda una longitud igual a la unidad. Por tanto, el tamaño de las tres subtramas definitivo es de 9 muestras.

Finalmente, cuando multiplexamos las subtramas para generar la señal PIC Flip-OFDM, obtenemos una señal de 27 número de muestras, que es menor que la Flip-OFDM del

ejemplo anterior.

En la figura 5-8 puede observarse la señal y corroborar la mejora de eficiencia espectral con respecto a la técnica de modulación Flip-OFDM.

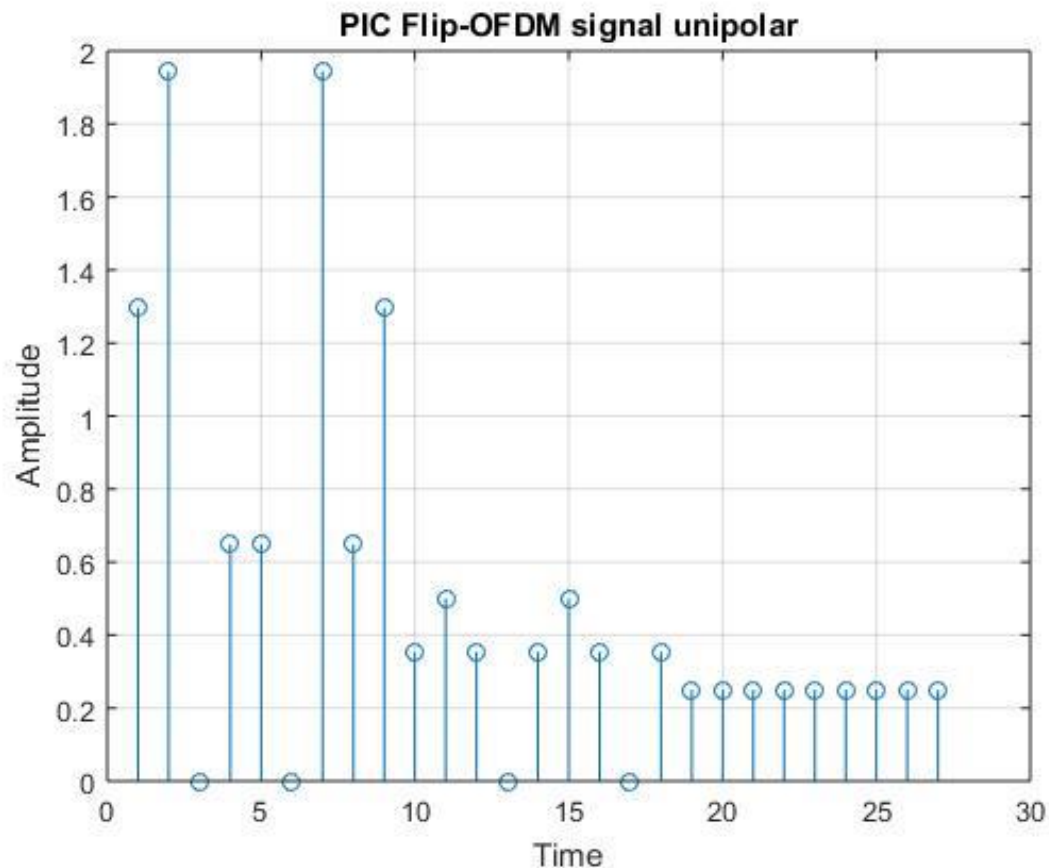


Figura 5-8. Señal discreta PIC Flip-OFDM unipolar y real de salida del sistema. Las primeras 9 muestras corresponden con la señal de codificación de polaridad. Las segundas 21 muestras restantes con el valor absoluto de la parte imaginaria y la parte real de la señal compleja original.

De la misma forma que en el caso Flip-OFDM, se vuelve a comprobar el correcto funcionamiento de todos los bloques transmitiendo la señal sin canal intermedio, es decir, únicamente transmisor y receptor. Cuando obtenemos una BER de valor cero significa que, aparentemente, todo funciona correctamente.

A continuación, introducimos, al igual que en el caso anterior, el canal AWGN para realizar las correspondientes simulaciones. El valor de BER en el que nos vamos a fijar es el mismo que antes, 10^{-3} . Para obtener un resultado muy preciso del mismo, optamos por realizar el promediado de muchas transmisiones mediante una semilla controlada, del mismo modo que se explicó en el apartado anterior.

En las figuras 5-9, 5-11 y 5-12 se muestran reflejadas las curvas de la BER frente a la SNR para distintos tamaños de bloques IFFT/FFT. Estos resultados los debemos corroborar con el artículo principal en el que nos hemos basado para diseñar el sistema PIC Flip-OFDM [5].

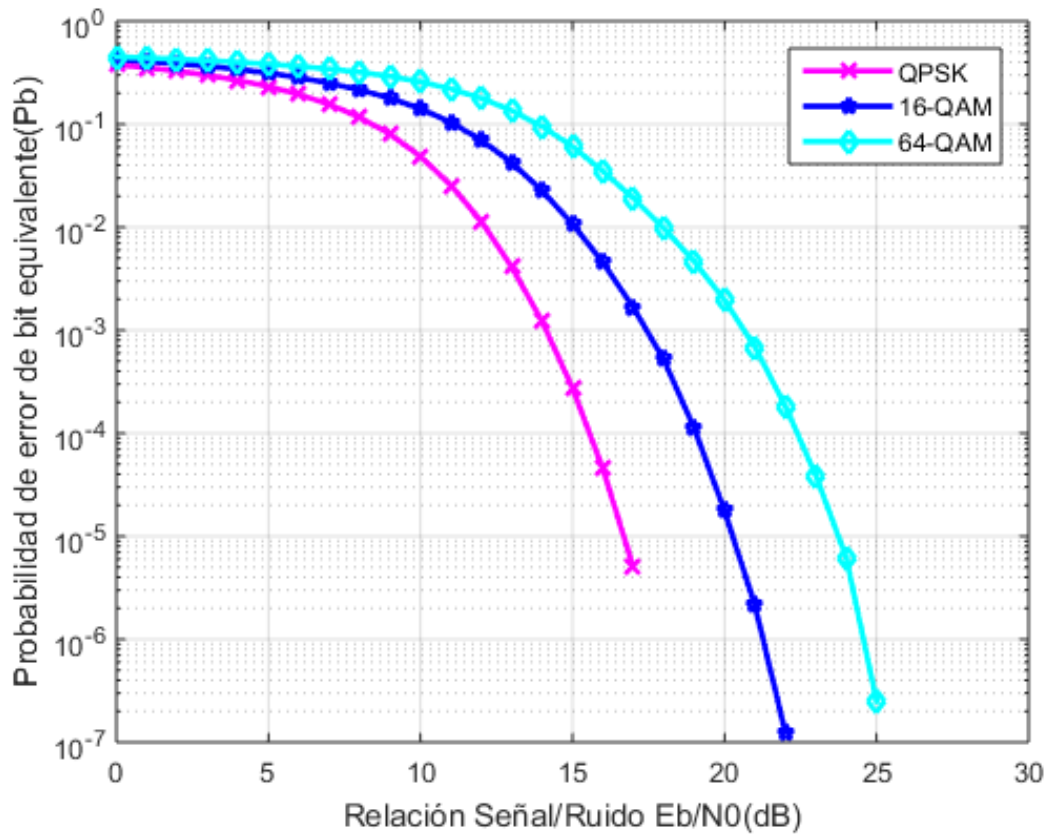


Figura 5-9. Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema PIC Flip-OFDM con 512 puntos de tamaño IFFT/FFT

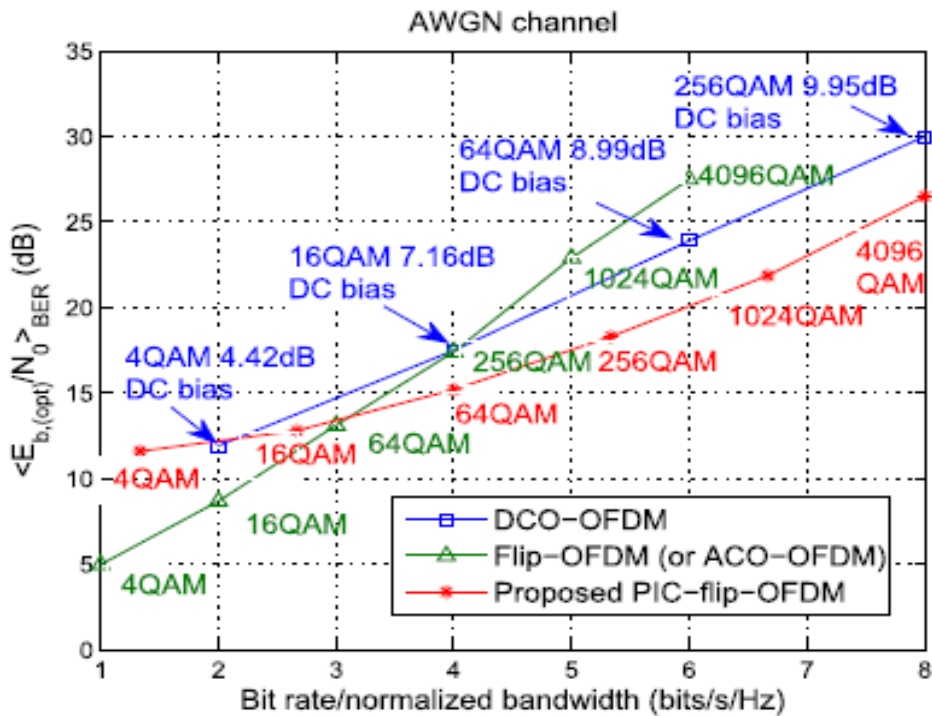


Figura 5-10. Gráfica de [5] donde hemos corroborado el comportamiento de nuestro sistema PIC Flip-OFDM.

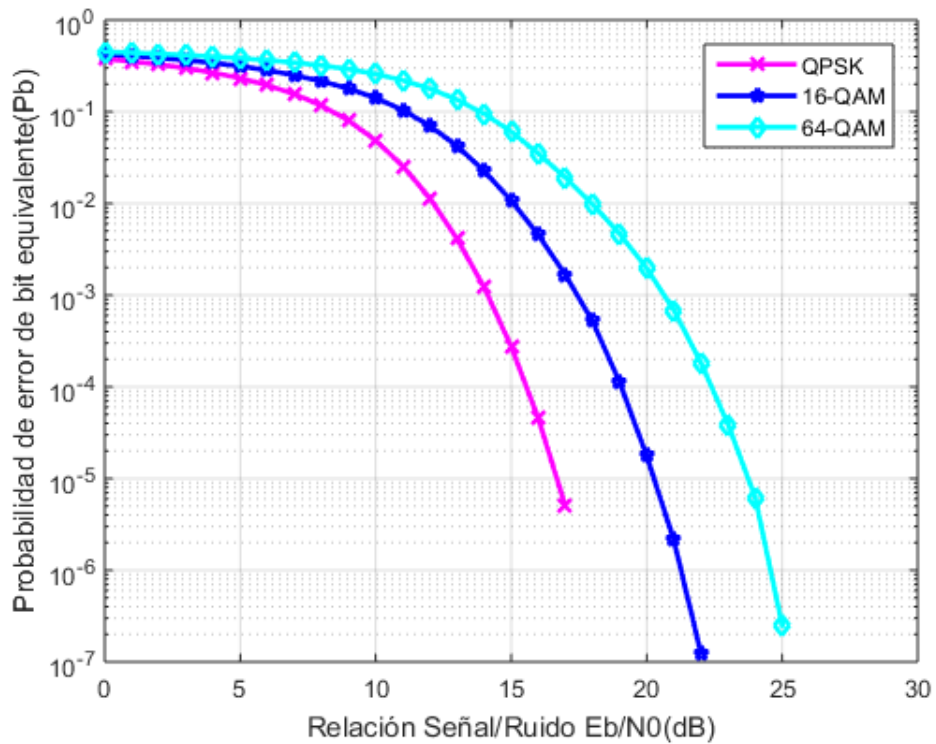


Figura 5-11. Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema PIC Flip-OFDM con 64 puntos de tamaño IFFT/FFT

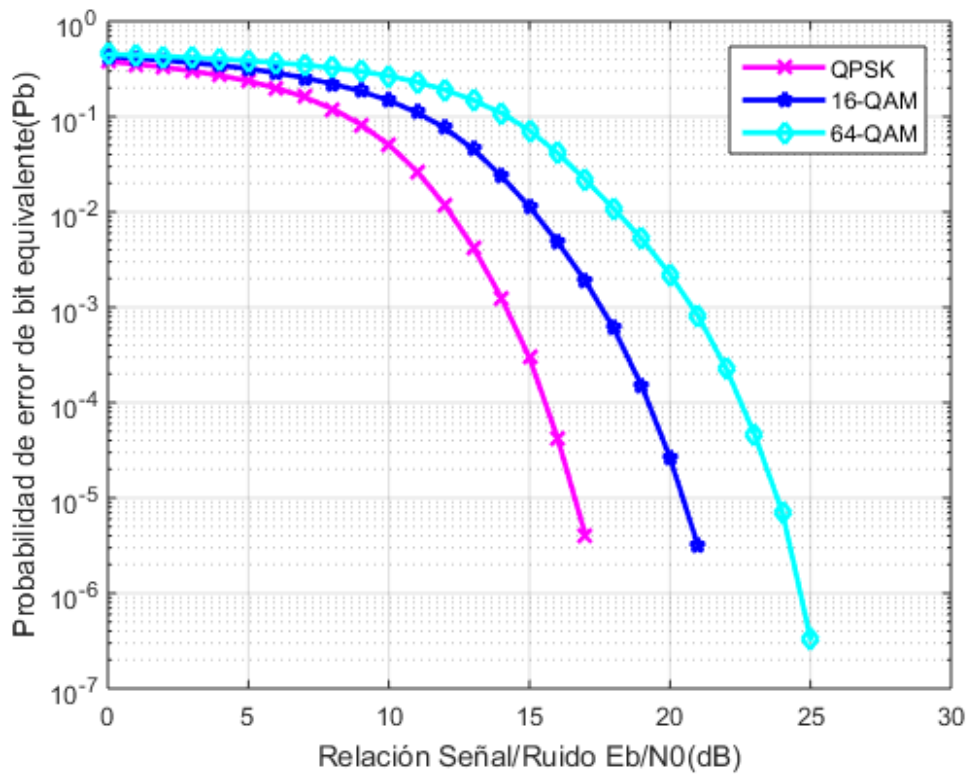


Figura 5-12. Gráfica que muestra la curva de la BER frente a la SNR en un sistema PIC Flip-OFDM con 1024 puntos de tamaño IFFT/FFT

El comportamiento del sistema PIC Flip-OFDM diseñado se asemeja al comportamiento que debería tener según [5], como puede observarse. Además, se cumplen las comparaciones que indicamos en el capítulo anterior de forma teórica.

Por un lado hemos comprobado analíticamente y se ha cuantificado la disminución de la eficiencia espectral de Flip-OFDM con respecto a un sistema OFDM tradicional. De la misma forma se ha corroborado la mejoría de esta eficiencia espectral en PIC Flip-OFDM con respecto a Flip-OFDM, aunque siga siendo inferior que la OFDM tradicional.

Por otro lado, si comparamos el comportamiento de la BER frente a la SNR de ambos sistemas se cumple lo que se comentó cuando se introdujo teóricamente el nuevo sistema PIC Flip-OFDM en el capítulo 4. Esto es, que la eficiencia energética Flip-OFDM es mayor que PIC Flip-OFDM cuando se usan niveles de modulación bajos y empieza a disminuir cuando se comienza a subir el orden de la modulación. Puede observarse en las gráficas anteriores que, en Flip-OFDM, aunque el error para la modulación QPSK resulta ser bajo, conforme aumentamos los niveles de modulación (16-QAM, 64-QAM) este error va creciendo en una proporción mayor que en PIC Flip-OFDM. Es decir, aunque en ésta última el error de la QPSK sea mayor que en Flip-OFDM, este error crece de forma más lenta que la forma en la que lo hace en Flip-OFDM.

No obstante, si se quisiera utilizar PIC Flip-OFDM en otro tipo de canal más realista, como un canal multitrayecto, sería conveniente utilizar algún tipo de ecualizador o igualador en el receptor para asegurar la correcta recepción de la señal de codificación de polaridad, puesto que el error se podría ir propagando y el sistema resultaría ser ineficiente.

5.3 Referencias

- [1] Nirmal Fernando, Yi Hong and Emanuele Viterbo. “*Flip-OFDM for Unipolar Communication Systems*”. December, 2012.
- [2] Rizbi Hassan and Fatima Tuz Zafrin Tuli. “*Analysis of ACO-OFDM, DCO-OFDM and Flip-OFDM for IM/DD Optical-Wireless and Optical-Fiber System*”. December, 2015.
- [3] Jim Godwin R. S., Veena K. and Sriram Kumar D. “*Performance analysis of direct detection Flip-OFDM for VLC system*”. February, 2016.
- [4] Nirmal Fernando, Yi Hong and Emanuele Viterbo. “*Flip-OFDM for optical wireless communications*”. December, 2011.
- [5] Liang Wu, Zaichen Zhang, Jian Dang, Jiangzhou Wang and Huaping Liu. “*Polarity Information Coded Flip-OFDM for Intensity Modulated Systems*”. August, 2016.

[6] Norita William Dsouza and Jayasudha Koti. “Coded Flip-OFDM for Unipolar Communication”. May, 2016.

[7] Nuo Huang, Jun-Bo Wang, Cunhua Pan, Jin-Yuan Wang, Yijin Pan and Ming Chen.”*Iterative Receiver for Flip-OFDM in Optical Wireless Communication*”. August, 2015.

6 LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO Y CONCLUSIONES

Una vez concluido el proyecto, es conveniente realizar una recapitulación de los puntos más importantes que se han ido tratando a lo largo de él y una reflexión acerca de los resultados que se han obtenido. De esta forma, este análisis definitivo puede servir a modo de conclusión final de este trabajo. Además, en este último capítulo se van a comentar las posibles líneas de trabajo futuras que puede surgir a raíz de la realización del proyecto.

6.1 Conclusiones

El Proyecto Fin de Carrera realizado se inició mediante un proceso de estudio e investigación en una materia emergente como son las comunicaciones por luz visible (VLC), más concretamente sobre las técnicas de modulación que se han propuesto para diseñar los sistemas Li-Fi.

La investigación inicial nos aportó que existen muchas y diversas formas de conseguir modular la información en un sistema Li-Fi, pudiéndose dividir todas ellas en tres grandes grupos: modulaciones monoportadora, modulaciones multiportadora y modulaciones en el dominio del color. Entre estas tres, las modulaciones multiportadora son más atractivas y presentan mejores características, debido sobre todo a su robustez ante el desvanecimiento selectivo en canales multitrayecto.

Dentro de las modulaciones multiportadora, las más importantes son aquellas basadas en el esquema de modulación OFDM, que se ha empleado durante décadas en el desarrollo de sistemas de comunicación por radiofrecuencia. Sin embargo, existen incompatibilidades entre los sistemas radio y los sistemas ópticos, por lo que las diversas técnicas de modulación para Li-Fi basadas en OFDM tienen como objetivo principal modificar los bloques necesarios para salvar esas diferencias. El principal inconveniente recae en que OFDM está enfocado a sistemas bipolares, sin embargo, las VLC y las comunicaciones ópticas inalámbricas en general (OWC) requieren de una señal unipolar y real, puesto que la información se transporta por medio de la intensidad óptica.

El esquema de modulación elegido para implementar fue Flip-OFDM, el cual conseguía que la señal fuese real aplicando la propiedad de simetría hermítica antes de hacer pasar a los símbolos generados por el bloque de operación IFFT. La señal unipolar se adquiere separando en polaridad la señal bipolar resultante y enviando dos subtramas unidas, una con la parte positiva y otra con la parte negativa cambiada de signo. De esta forma, se produce una doble reducción de la eficiencia espectral con respecto a la señal OFDM tradicional.

Para implementar el sistema Flip-OFDM se empleó la herramienta software Matlab. Resultó ser un proceso de programación largo y complejo, ya que el más mínimo fallo en alguno de los bloques afectaba al conjunto global del sistema.

Una vez diseñado el esquema de modulación Flip-OFDM y corroborado su funcionamiento, se decidió implementar también una mejora del mismo, conocida como PIC Flip-OFDM, la cual tiene mejor comportamiento en cuanto a eficiencia espectral y a eficiencia energética para niveles de modulación altos.

PIC Flip-OFDM, aunque compartía muchos de los bloques empleados en Flip-OFDM, resultó ser bastante más compleja de programar, debido sobre todo a la codificación de la polaridad de la señal bipolar. La dificultad principal recaía en que había que limitar la potencia de salida de esa señal de codificación de polaridad, puesto que si no era así, el error obtenido en el receptor se disparaba.

Los resultados obtenidos fueron muy satisfactorios, pues se asemejan bastante a los resultados de los artículos de investigación y de confianza en los que nos hemos basado para implementar ambos sistemas.

Como conclusión final se podría añadir que antes de elegir entre una técnica de modulación u otra para diseñar un sistema Li-Fi, se deben analizar los recursos disponibles. Si el uso del espectro resulta un problema, deberíamos decantarnos por emplear PIC Flip-OFDM, que aunque sea un esquema algo más complejo, presenta mejor eficiencia espectral que el esquema Flip-OFDM. Sin embargo, si el espectro no es un problema importante, pero sí lo es la potencia a transmitir, debemos analizar el nivel de modulación de los símbolos transmitidos. Si se usa un orden de modulación elevado (mayor a 64-QAM), la técnica más eficiente sigue siendo la PIC Flip-OFDM. No obstante, si el orden de modulación es bajo, deberíamos escoger Flip-OFDM, pues presenta un mejor comportamiento de la BER para estos niveles de modulación bajos.

6.2 Líneas futuras de trabajo

En este proyecto se ha realizado un primer acercamiento hacia los dos sistemas de modulación para Li-Fi que se han implementado, pero existen múltiples proyectos posibles para realizar como líneas futuras. Entre ellos, podemos destacar:

- Incluir el modelo de un diodo LED como fuente óptica transmisora y un fotodiodo

PIN o APD como fuente óptica receptora. Estos dispositivos se han obviado en nuestro proyecto, pero son fundamentales e imprescindibles en todo sistema VLC.

- Realizar las simulaciones a través de otros canales más realistas que el AWGN empleado en nuestro proyecto. Existen muchos modelos de canales ópticos, tanto en interiors (*indoor*) como en exteriors (*outdoor*).
- Estudiar, implementar e incluir algoritmos de reducción del factor de cresta (CFR, del inglés *Crest Factor Reduction*). Estos algoritmos tienen como objetivo minimizar la PAPR de la señal de salida, uno de los principales inconvenientes que presentan las técnicas basadas en OFDM.
- Emplear algoritmos de sincronización de OFDM para Li-Fi, puesto que en este proyecto se ha supuesto una sincronización perfecta entre transmisor y receptor, algo que no ocurre en la realidad y que resulta imprescindible.
- Comparar las dos técnicas de modulación desarrolladas con otras técnicas como las OFDM híbridas u otras técnicas de modulación multiportadora no basadas en OFDM.
- Diseñar algún algoritmo de control y codificación de errores para mejorar el comportamiento de la BER, sobre todo en PIC Flip-OFDM con niveles de modulación bajos.

Como se puede observar, el proyecto realizado no concluye aquí, sino que hay mucho trabajo por delante, sobre todo dentro de una tecnología tan emergente y novedosa como lo es Li-Fi.

