

Proyecto Fin de Carrera
Ingeniería de Telecomunicación

Evaluación de la Técnica de Reducción de PAPR
ACE en Sistemas VLC

Autora: Khadijetou Gaye

Tutora: Ana Cinta Oria Oria

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

Sevilla, 2015



Proyecto Fin de Carrera
Ingeniería de Telecomunicación

Evaluación de la Técnica de Reducción de PAPR ACE en Sistemas VLC

Autora:
Khadijetou Gaye

Tutora:
Ana Cinta Oria Oria
Profesora Contratada Doctora

Dep. de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2015

Proyecto Fin de Carrera: Evaluación de la Técnica de Reducción de PAPR ACE en Sistemas VLC

Autora: Khadijetou Gaye

Tutora: 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, 2015

El Secretario del Tribunal

*A mi familia y a toda la gente
presente en mi vida.*

Agradecimientos

En primer lugar, doy las gracias a Dios por haberme dado la oportunidad de llegar hasta aquí y por estar presente a lo largo de toda mi vida

Agradezco profundamente a mi familia, y en especial, a mis padres, que sin ellos, nada de eso sería posible. Gracias por la educación recibida, por los apoyos incondicionales, sobre todo en los momentos más difíciles, por creer en mí y por hacer posible poder realizar mis metas. A mis hermanos, Abdou, Yata, Alioune y Cheikh, por aguantar mis cambios de humores, por escuchar las anécdotas de la ETSI sin mostrar ningún aburrimiento, y por todo en general.

Quiero dar un especial agradecimiento a mi tutora Ana Cinta, por la bondad, paciencia, perseverancia y constancia que ha tenido conmigo. A pesar de las circunstancias personales, siempre estuvo allí para ayudarme a resolver los problemas que he ido encontrando en la realización del proyecto. ¡¡ Muchas gracias de corazón!!

Gracias a José García Doblado, por el tiempo que me ha dedicado para resolver algunas dudas y problemas.

A todos mis amigos y a mis compañeros que también han sido de gran ayuda. Tengo la suerte de estar muy bien rodeada. Especialmente, gracias a Hind, Mariam, Imane, Rocío, Ana, Goretti, JE, Omar, Jorge, por todo vuestro apoyo, consejos, ánimos y por hacer más llevadera los momentos en la ETSI. ¡¡¡ Seguro que me olvido algunos más!!!

A todos los profesores, que fueron mis instructores y formadores a lo largo de todas las etapas de mi vida estudiantil.

Y como no, agradecer a la primera persona a quien he dirigido palabra al entrar en la carrera. Empezó siendo un simple compañero, compañero de estudio, amigo, y ahora está en mis mejores amigos. Han sido muchos, los momentos de agobios, tristezas, risas y de alegrías, y siempre supimos apoyarnos mutuamente. Sin ti en la ETSI, las cosas no serían lo mismo, así que gracias Juanjo.

Por último, a todas las personas importantes en mi vida, que me apoyaron durante toda la carrera, dándome fuerzas para seguir adelante cuando más lo necesitaba.

Khadijetou Gaye

Resumen

La Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexación) es una modulación muy utilizada en los sistemas de comunicaciones tanto ópticos como radioeléctricos. Sin embargo, presenta una gran desventaja que es su alto PAPR (Peak Average Power Ratio) que produce un efecto perjudicial en las comunicaciones.

Por otro lado, la comunicación por luz visible (VLC, Visible Light Communications), es una comunicación óptica inalámbrica que usa como emisor diodos LEDs para proporcionar iluminación y comunicación simultáneamente. No obstante, cómo estos LEDs tienen un rango dinámico limitado, los picos altos de la señal OFDM pueden recortarse causando una señal degradada.

Con todo esto, se necesita reducir los altos pico de la señal OFDM en el sistema VLC para que se pueda aprovechar de los LEDs de forma eficiente.

En este proyecto presente, se evaluará la reducción del PAPR en el sistema VLC-OFDM usando la técnica de reducción ACE (Active Constellation Extensión).

Índice

Agradecimientos	ix
Resumen	xi
Índice	xiii
Índice de Tablas	xv
Índice de Figuras	xvii
Acrónimos	xix
1. Introducción	1
2.3. <i>Motivación del Proyecto Fin de Carrera (PFC)</i>	2
2.4. <i>Objetivo del PFC</i>	2
2.5. <i>Organización y Metodología del PFC</i>	3
2. Visible Light Communications (VLC)	4
2.1. <i>Sistemas OWC (Optical Wireless Communications)</i>	4
2.2. <i>Introducción de VLC</i>	5
2.3. <i>Características de VLC</i>	6
2.4. <i>Ventajas de VLC</i>	9
2.5. <i>Aplicaciones de VLC</i>	10
3. OFDM para VLC	13
3.1. <i>Historia y evolución hasta OFDM</i>	13
3.2. <i>Principios de OFDM</i>	16
3.3. <i>OFDM en sistemas VLC</i>	20
4. Técnicas de reducción de PAPR para sistemas VLC-OFDM	23
4.1. <i>Estado del Arte</i>	23
4.2. <i>Técnica ACE</i>	24
5. Implementación de la técnica ACE en VLC-OFDM. Resultados de Simulación	31
5.1. <i>Implementación en Matlab de un transmisor OFDM</i>	31
5.2. <i>Implementación en Matlab de la técnica ACE en un sistema OFDM</i>	34
5.2.1. <i>Resultados de la simulación</i>	34
5.3. <i>Implementación en Matlab de un transmisor DCO-OFDM</i>	37
5.4. <i>Implementación en Matlab de la técnica ACE en un sistema DCO-OFDM</i>	39
5.4.1. <i>Resultados de la simulación</i>	40
5.4.2. <i>Análisis teórico del modelo LED</i>	47
6. Conclusiones y Líneas de trabajo futuro	49
6.3. <i>Conclusiones</i>	49
6.4. <i>Líneas de Trabajo Futuro</i>	50
Referencias	51

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 5.1: Valores óptimos de los parámetros ACE en el sistema OFDM	35
Tabla 5.2: Reducción del PAPR en un sistema OFDM para una CCDF= 10^{-4}	35
Tabla 5.3: Valores óptimos de los parámetros ACE en el sistema DCO-OFDM	40
Tabla 5.4: Reducción del PAPR en un sistema DCO-OFDM para una CCDF= 10^{-4}	42
Tabla 5.5: Reducción PAPR para $N_{fft}=1024$ y para distintas semillas	45

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Espectro Electromagnético [23]	5
Figura 2.2: Diagrama de bloque de un enlace VLC	6
Figura 2.3: Característica no lineal del LED [1]	7
Figura 2.4: Generación de Emisión LED blanco mediante: (a) la Combinación de los colores RGB. (b) un LED azul y un fósforo [2]	8
Figura 2.5: Funcionamiento de LiFi	10
Figura 2.6: Ejemplo de una aplicación LiFi [24]	11
Figura 2.7: VLC en el tráfico [25]	12
Figura 2.8: Sistema de posicionamiento basado en VLC [6]	12
Figura 3.1: Esquema de un modulador monoportadora genérico	14
Figura 3.2: (a) Transmisor FDM; (b) Espectro de una modulación FDM y OFDM	15
Figura 3.3: Espectro de una señal OFDM de cuatro subportadoras ortogonales	16
Figura 3.4: Esquema genérico de un sistema OFDM	17
Figura 3.5: Secuencia de símbolos OFDM con CP	19
Figura 3.6: Diagrama de bloque de un canal de comunicación en modulación de intensidad y detección directa	21
Figura 3.7: Modelo equivalente de banda base de un sistema óptico inalámbrico usando IM/DD	21
Figura 3.8: Sistema DCO-OFDM	22
Figura 4.1: Ejemplo de la evolución temporal del envolvente de una señal OFDM en el que se refleja el elevado PAPR	24
Figura 4.2: (a) Extensión de región de una constelación QPSK; (b) Extensión de región y direcciones de los movimientos de una constelación 16QAM	25
Figura 4.3: Implementación de los bloques del algoritmo ACE	26
Figura 4.4: Implementación de ACE en un sistema VLC-OFDM	28
Figura 4.5: Característica lineal de entrada-salida de un LED ideal	29
Figura 5.1: Diagrama de bloque del transmisor OFDM	32
Figura 5.2: (a) Constelación QPSK; (b) Constelación 16-QAM	32
Figura 5.3: Representación en el dominio temporal de la señal OFDM y de su potencia	33
Figura 5.4: Espectro OFDM	33
Figura 5.5: PAPR de la señal OFDM	34
Figura 5.6: CCDF para una señal OFDM en QPSK	36

Figura 5.7: CCDF para una señal OFDM en 16-QAM	36
Figura 5.8: Constelaciones extendidas en un sistema OFDM para $N_{fft} = 64$; (a)QPSK, (b)16-QAM	37
Figura 5.9: Constelaciones extendidas en un sistema OFDM para $N_{fft} = 1024$; (a)QPSK, (b)16-QAM	37
Figura 5.10: Implementación del transmisor DCO-OFDM	38
Figura 5.11: Señal hermítica en el dominio temporal	39
Figura 5.12: Espectro de la señal hermítica	39
Figura 5.13: CCDF para una señal DCO-OFDM en QPSK	41
Figura 5.14: CCDF para una señal DCO-OFDM en 16-QAM	41
Figura 5.15: Constelaciones extendidas en un sistema DCO-OFDM para $N_{fft} = 64$; (a) QPSK, (b) 16-QAM	42
Figura 5.16: Constelaciones extendidas en un sistema DCO-OFDM para $N_{fft} = 1024$; (a) QPSK, (b) 16-QAM	43
Figura 5.17: Diferencia de reducción del PAPR entre OFDM y DCO-OFDM para $N_{fft}=64$	44
Figura 5.18: Diferencia de reducción del PAPR entre OFDM y DCO-OFDM para $N_{fft}=1024$	45
Figura 5.19: Diferencia de reducción del PAPR entre OFDM y DCO-OFDM para $N_{fft}=1024$, en la semilla=3	46
Figura 5.20: Diferencia de reducción del PAPR entre OFDM y DCO-OFDM para $N_{fft}=1024$, en la semilla=10	46

ACRÓNIMOS

ACE:	Active Constellation Extension
ACO-OFDM:	Asymmetrically Clipped Optical-Optical Frequency Division Multiplexing
ADSL:	Asymmetric Digital Local Area Networks
APD:	Avalanche Photodiode
BER:	Bit Error Rate
BF:	Brightness Factor
BR:	Biasing Ratio
CCDF:	Complementary Cumulative Distributive Function
CCR:	Continuous Current Reduction
CP:	Cyclic Prefix
CS:	Cyclic Suffix
DAB:	Digital Audio Broadcasting
DAC:	Digital-to-Analog Converter
DCO-OFDM:	DC biased Optical-Optical Frequency Division Multiplexing
DFT:	Discrete Fourier Transform
DR:	Dynamic Range
DVB:	Digital Video Broadcasting
DVB-SH:	Digital Video Broadcasting Satellite services to Handhelds
DVB-T2:	Second Generation Digital Video Broadcasting Satellite
EMI:	Electromagnetic Interference
ETSI:	European Telecommunications Standards Institute
EVM:	Error Vector Magnitude
FDM:	Frequency Division Multiplexing
FFT:	Fast Fourier Transform
FSO:	Free Space Optical

GPS:	Global Positioning System
IBO:	Input Back-OFF
ICE:	Illumination to Communication Efficiency
ICI:	Intercarrier Interference
IDFT:	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT:	Inverse Fast Fourier Transform
IM/DD:	Intensity Modulation / Direct Detection
IR:	Infrared
ISI:	Intersymbol interference
LED:	Light Emitting Diode
Li-Fi:	Light Fidelity
LTE:	Long Term Evolution
MCM:	Multi-Carrier Modulation
OFDM:	Optical Frequency Division Multiplexing
OWC:	Optical Wireless Communications
PAPR:	Peak Average Power Ratio
PIN:	P-type, Intrinsic, N-type layers semiconductor
PSK:	Phase Shift Keying
PTS:	Partial Transmit
PWM:	Pulse Width Modulation
QAM:	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK:	Quadrature Phase-shift keying
SLM:	Selective Mapping
SNR:	Signal to Noise Ratio
RF:	Radio Frequency
RFI:	Radio Frequency Interference
RGB:	Red, Green, Blue
TOV:	Turn-On Voltage

UV:	Ultraviolet
UVC:	Ultraviolet Communications
VL:	Visible Light
VLC:	Visible Light Communications
WLAN:	Wireless Local Area Networks

1. INTRODUCCIÓN

El sabio no se sienta para lamentarse, sino que se pone alegremente a su tarea de reparar el daño hecho.

- William Shakespeare -

Hoy en día, la transmisión de datos inalámbrica de alta velocidad juega un papel muy importante en nuestra vida cotidiana. Eso es debido al creciente consumo de información multimedia disponible en cualquier lugar y tiempo, al crecimiento de los servicios digitales y a nuestra forma de vivir, trabajar y socializar con los dispositivos inalámbricos. Con todo esto y con la congestión del espectro radioeléctrico, conllevan a la necesidad de optar por una tecnología alternativa como las comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC, Optical Wireless Communications). La OWC ofrece muchas ventajas que resuelven varios problemas de la comunicación radioeléctrica (RF), tales como un ancho de banda ilimitado, transmisores y receptores baratos, no requiere una licencia para su uso, etc...

La comunicación por luz visible (VLC, Visible Light Communications), transmite en la banda del espectro radioeléctrico óptico, esto es, en el rango de longitudes de ondas entre los (390-750nm). Es una técnica prometedora que puede complementar a la comunicación inalámbrica RF, y no tiene por qué sustituirla. La técnica VLC emplea como fuente de transmisión transmisores LEDs, los cuales proporcionan iluminación y transmisión de información simultáneamente. El uso de varios LEDs como fuente luminosa, provoca una propagación multitrayecto que puede generar interferencias entre símbolos o ISI.

Una de las principales técnicas que existen actualmente para combatir el efecto multitrayecto es la multiplexación por división en frecuencia ortogonal u OFDM (Orthogonal, Frequency Division Multiplexing). Es la modulación más empleada en los sistemas de comunicación inalámbricos de hoy en día. Divide el flujo de datos en diferentes subportadoras de banda estrecha, obteniendo así una mejora en los servicios de banda ancha frente a desvanecimientos multitrayectos o atenuaciones variables con la frecuencia, permitiendo una alta tasa de transmisión, además de proporcionar alta eficiencia espectral.

Sin embargo, esta técnica de modulación presenta una característica muy perjudicial para la señal enviada: alto PAPR (Peak Average Power Ratio), el cual puede generar distorsiones que afectan a la calidad de la transmisión, cuando la señal OFDM con alto PAPR es procesada por un dispositivo no lineal, como pueden ser los amplificadores de alta potencia en transmisiones RF, o los dispositivos LEDs en sistemas VLC.

De este modo, en la implementación de sistemas VLC, se debe prestar mucha atención al problema del elevado PAPR cuando se usa OFDM, porque los LEDs pueden estar afectados fácilmente por la señal con alto PAPR dando lugar a un sobrecalentamiento. La característica no lineal de los LEDs distorsiona la señal cuando el PAPR es elevado, por lo tanto, es conveniente reducirlo.

Hay varios métodos de reducción de PAPR propuestos en la literatura actual, principalmente estudiadas como aplicación a sistemas RF-OFDM, sin embargo es importante estudiar esas mismas técnicas para sistemas VLC donde se emplea la técnica OFDM como técnica de transmisión. En este proyecto, se estudiará el método ACE (Active Constellation Extension) o método de extensión de constelación activa, como técnica de reducción de PAPR para sistemas VLC-OFDM. La técnica ACE fue propuesta como técnica de reducción de PAPR en el estándar de televisión digital terrestre de segunda generación o DVB-T2, el cual es un sistema de radiodifusión terrestre para televisión digital que emplea como técnica de modulación la tecnología OFDM. Esta técnica reduce el PAPR moviendo los puntos exteriores de una constelación hacia fuera sin ninguna pérdida de velocidad de datos.

2.3. Motivación del Proyecto Fin de Carrera (PFC)

La realización del PFC determina el fin de una etapa de mi vida estudiantil para el comienzo de mi vida profesional. Con ello, puedo llevar a la práctica todas las aptitudes y/o conocimientos adquiridos a lo largo de todos estos años de carrera

VLC es un tema que desconocía por completo hasta que mi tutora me propuso el proyecto. Viendo el crecimiento exponencial de los dispositivos inalámbricos, la alta demanda de tecnologías con mayor ancho de banda, seguridad y alta velocidad, el creciente uso de tecnologías a base de comunicaciones ópticas, junto con mi poco o casi nulo conocimiento sobre las modulaciones multiportadoras como OFDM, me animaron a realizar dicho proyecto.

Este proyecto requería en un principio enfrentarse a un trabajo propio de investigación en una materia desconocida lo que ha contribuido a mi aprendizaje y a la mejora de ciertas aptitudes, como por ejemplo perfeccionar mis conocimientos sobre programación en el software matemático Matlab, conocer en profundidad una de las tecnologías más empleadas hoy en día en los actuales sistemas de comunicaciones, la tecnología OFDM, enfrentarme a la búsqueda bibliográfica en las actuales bases de datos científicas, como IEEE Xplore o Scopus, para aprender los conceptos básicos de la tecnología emergente VLC.

2.4. Objetivo del PFC

El objetivo principal de este proyecto es evaluar la reducción del alto PAPR presente en la modulación OFDM en un sistema de comunicación por luz visible o VLC mediante el algoritmo ACE.

Se hará un estudio previo sobre las comunicaciones ópticas inalámbricas, y en concreto, las comunicaciones por luz visible. Se estudiarán las características teóricas de un sistema VLC global, y en particular se estudiará y analizará el uso de la técnica multiportadora OFDM en dichos sistemas, estudiando en detalle las características del transmisor, que es la parte del sistema donde el alto PAPR de la señal OFDM tiene su efecto. Para ello, el orden de trabajo que se ha seguido ha sido el siguiente:

En primer lugar se ha estudiado la modulación OFDM para un sistema RF convencional, estudiando sus características y sus funcionalidades. Posteriormente, se ha estudiado uno de los mayores inconvenientes de la modulación OFDM, el alto PAPR, analizando teóricamente algunas técnicas para su reducción en la literatura y centrandose en la técnica ACE.

Por último se implementará el algoritmo ACE en dos sistemas distintos y se simulará en Matlab para analizar y comparar la reducción obtenida en ambos sistemas, variando algunos parámetros importantes.

2.5. Organización y Metodología del PFC

Para la organización de este proyecto, lo primero que se ha hecho es recolectar toda la información necesaria sobre los temas que trata el proyecto, procurando entenderlo bien para su posterior realización. Luego se ha procedido a programar en Matlab un sistema OFDM y DCO-OFDM, y a posteriori, programar el algoritmo ACE en ambos sistemas. Después, se ha continuado redactando la memoria empezando por el capítulo 2 y terminando por el primer y último capítulo. Mientras se redactaba la memoria, se proseguía con la simulación en Matlab, alternando ambas tareas a la vez.

La memoria del proyecto está formada por seis capítulos:

- El primer capítulo es el capítulo de la introducción. En él se hará una pequeña introducción del proyecto y se verá la motivación para la realización de dicho proyecto, los objetivos que se esperan cumplir y la metodología y organización seguida.
- El segundo capítulo es el de VLC. En él, se introducirá las comunicaciones ópticas inalámbricas, explicando la necesidad de dicha tecnología y sus atractivas ventajas. Tras esta sección, se narra un poco el origen de las comunicaciones por luz visible, luego se describe las características de VLC (principalmente del transmisor), sus ventajas y sus aplicaciones.
- En el tercer capítulo, se define teóricamente y se desarrolla la modulación OFDM, explicando el origen y evolución de este método y sus principios básicos (definición, implementación, expresión matemática, ventajas e inconvenientes). Se describirá también dicha modulación en un sistema VLC, explicando un poco las distintas arquitecturas posibles.
- En el cuarto capítulo se verán las técnicas de reducción del PAPR en un sistema VLC-OFDM. Lo primero que se hará, será definir el PAPR, su expresión matemática y su efecto en un sistema VLC-OFDM. Luego se citará algunas técnicas para su reducción y centrará en la técnica ACE. Se describirá dicha técnica y su implementación en un sistema OFDM y DCO-OFDM.
- En el quinto capítulo, se implementará los sistemas OFDM y DCO-OFDM y se hará la implementación y simulación de la técnica ACE en ambos sistemas, para a posteriori, analizar los resultados obtenidos.
- En el último capítulo, se enunciará las conclusiones obtenidas y las líneas de trabajo futuro.

2. VISIBLE LIGHT COMMUNICATIONS (VLC)

El futuro tiene muchos nombres. Para los débiles es lo inalcanzable. Para los temerosos, lo desconocido. Para los valientes es la oportunidad.

Victor Hugo.

2.1. Sistemas OWC (Optical Wireless Communications)

En los sistemas de comunicación de hoy en día, la banda de frecuencia más popular es la radiofrecuencia (RF), debido principalmente a la buena cobertura y a la menor interferencia. La banda RF está comprendido desde los 30KHz hasta los 300GHz del espectro electromagnético y su uso está estrictamente regulado por las autoridades locales e internacionales.

Sin embargo, varios factores incluyendo la congestión del espectro de RF, la creciente demanda de ancho de banda, el crecimiento de los servicios digitales y otros más, conducen a la necesidad de una tecnología alternativa.

Una de las soluciones viables que ha surgido en los últimos años, es mover las comunicaciones inalámbricas a la banda del dominio óptico que incluye las sub-bandas infrarroja (IR), visible (VL) y ultravioleta (UV), dando como resultado las comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC, Optical Wireless Communications). La Figura 2.1 muestra el espectro electromagnético.

OWC es una tecnología de banda ancha que utiliza la propagación de la luz óptica a través de un medio no guiado como la atmósfera o el vacío para transmitir información entre dos puntos. Ofrece varias características atractivas en comparación con la RF tales como: tener disponible un amplio ancho de banda no regulado; no introducir interferencias electromagnéticas a los sistemas de radio existentes; las señales ópticas inalámbricas no penetran en las paredes de modo que la habitación representa una célula óptica inalámbrica; el mismo equipo puede ser reutilizado en otras células sin ninguna interferencia intercelular; aplicabilidad inherente en entornos en el que no se desean sistemas de radio (aviones, hospitales, etc.); y además operan en el espectro no regulado, es decir que no requiere ninguna licencia para su uso, lo que conduce a una solución rentable.

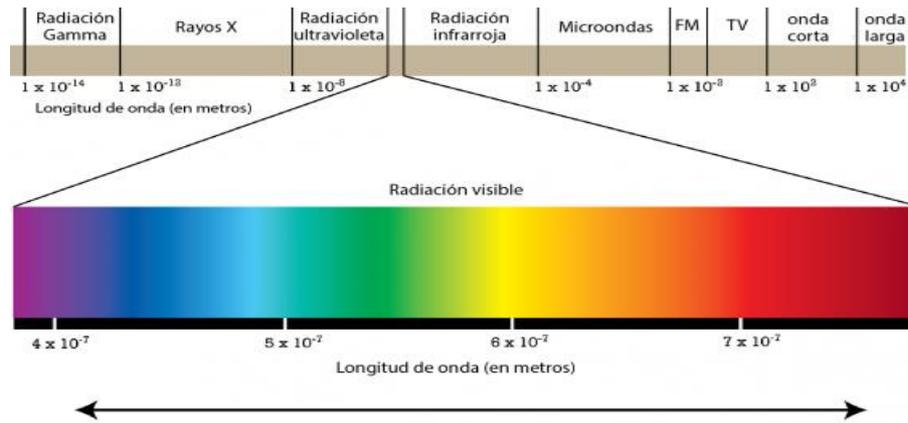


Figura 2.1: Espectro Electromagnético [23]

A los subsistemas de la tecnología OWC que operan únicamente en la banda visible (390-750nm) se le denominan Visible Light Communications o VLC, (Comunicación por luz visible). Los sistemas VLC utilizan LEDs (Light Emitting Diodes) como fuentes transmisoras que pueden estar pulsados a velocidades muy altas de modo que la intensidad de la fuente de luz sea imperceptible al ojo humano. El doble uso de los LEDs, con el fin de comunicación y de iluminación, es un enfoque sostenible y energéticamente eficiente además de tener el potencial de revolucionar nuestra forma de usar la luz. VLC puede usarse en una amplia gama de aplicaciones incluyendo redes inalámbricas de área local y personal, redes vehiculares, entre otros que veremos más adelante.

Por otra parte, los sistemas OWC terrestre punto a punto, son también conocidos como Free Space Optical Systems, FSO, (sistemas ópticos de espacio libre), que operan en las longitudes de onda IR cercanas (750 – 1600nm). Estos sistemas, usan típicamente transmisores de láser y ofrecen un enlace rentable de protocolo transparente con altas velocidades de datos, por ejemplo, 10Gbps por longitud de onda, además de proporcionar una solución potencial para el cuello de botella de la red de retorno.

Ha habido también un creciente interés en la comunicación ultravioleta (UVC, ultraviolet communication) como resultado de los recientes avances en las fuentes/detectores en estado sólido que operan dentro del espectro UV (200 – 280nm). En la banda ultravioleta, la radiación solar es insignificante en el nivel del suelo, y eso hace posible el diseño de los detectores del fotón de conteo con receptores de amplio campo de visión, que incrementa la energía recibida con un poco de ruido de fondo adicional. Estos diseños son particularmente útiles para las configuraciones sin línea de visión en el espacio libre, para apoyar la baja potencia de la UVC de corto alcance como en las redes inalámbricas de sensor y de ad-hoc.

2.2. Introducción de VLC

La comunicación con luz tiene una larga historia. El fotófono fue el primer experimento de VLC realizado por Graham Bell en 1880, usando la luz del sol como fuente de luz. El fotófono permitió la transmisión de sonido a través de una señal óptica entre dos edificios a una distancia de 213 metros. Sin embargo, no llegó a ser una realidad debido a la falta de componentes ópticos avanzados para una comunicación fiable. El uso de la señal óptica para una transmisión de datos fiable se hizo posible solo después del año 1966 cuando Kao y Hockham demostraron que las fibras de vidrio podrían usarse como línea de transmisión de luz similar a los cables coaxiales para las señales eléctricas. Más tarde, con los avances de los emisores y detectores ópticos, la idea de

la comunicación inalámbrica óptica de Bell, se ha convertido en una realidad en diferentes formas.

En estos últimos años, hemos visto una creciente investigación en VLC y la idea de usar LEDs para iluminación y comunicaciones de datos. Eso es debido principalmente a la creciente popularidad de la iluminación de estado sólido, la elevada vida útil de los LEDs de alto brillo en comparación con otras fuentes de luces artificiales como las bombillas de luz incandescente, el gran ancho de banda/velocidad de datos, la seguridad de los datos y de la salud y el bajo consumo de energía. El concepto de combinar la función de iluminación y de comunicación en VLC, ofrece la posibilidad de enormes ahorros de costes y reducción de la huella de carbono, además de crear una amplia gama de aplicaciones interesantes, incluyendo pero no limitado a redes domésticas, tales como, alta velocidad de comunicación de datos a través de infraestructura de iluminación en oficinas, comunicación vehicular, gestión y comunicaciones de luces de tráfico, comunicación de alta velocidad en las cabinas de aviones, etc. Los niveles de eficiencias de energías y de fiabilidad ofrecidos por los LEDs de hoy en día son muy superiores a las tradicionales fuentes de luces incandescente usados para la iluminación. Aunque los LEDs blancos de alto brillo son todavía mucho más caros que el incandescente o la lámpara fluorescente compacta que están destinados a sustituir, se espera que estos precios bajen considerablemente con el tiempo y con una adopción más amplia.

Las características únicas de VLC hacen que sea uno de los avances tecnológicos más significativos en los sistemas de comunicación.

2.3. Características de VLC

La comunicación por luz visible se refiere a la tecnología de la comunicación que utiliza como transmisor una fuente de luz visible, el aire como medio de transmisión y un fotodiodo como receptor, además de usar la luz visible como portadora óptica para la transmisión de datos e iluminación.

La luz visible es un haz de fotones emitido por una fuente de luz cuando se le aplica una corriente y se encuentra en un intervalo de longitud de onda entre 400nm y 750nm. Cuando la corriente varía a muy alta velocidad, la salida de la luz varía según corresponda, de tal forma que sea imperceptible al ojo humano pero que pueda ser detectada por un material fotosensible como el fotodiodo.

La siguiente figura, muestra el diagrama de bloque de un enlace VLC.

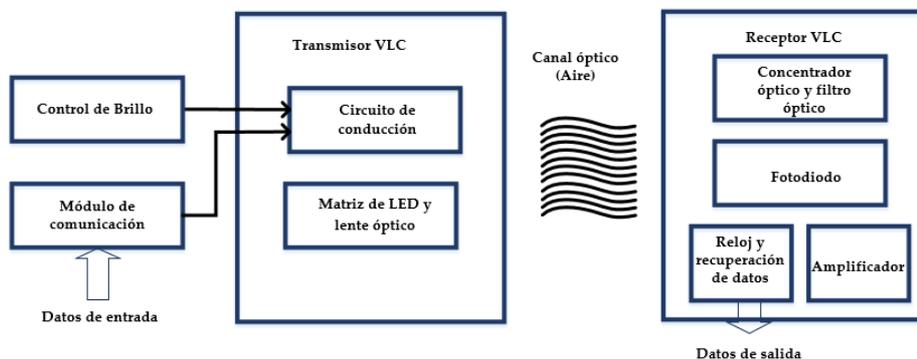


Figura 2.2: Diagrama de bloque de un enlace VLC

2.3.1. Transmisor VLC

Los componentes principales de un transmisor VLC son los LEDs visibles. Este transmisor es diferente del transmisor de comunicación convencional ya que actúa simultáneamente como un transmisor y como un dispositivo de iluminación.

Un LED es una unión p-n basado en un diodo semiconductor que emite luz cuando pasa corriente a través de él. Los materiales semiconductores que se emplean en los LEDs convierten la energía eléctrica en luz (radiación electromagnética visible). El estímulo consiste en una corriente eléctrica continua que atraviesa el diodo en el sentido adecuado para que se produzca la luz. Este sentido es del ánodo (polo positivo) al cátodo (polo negativo).

2.3.1.1. Características Del LED

El LED tiene un valor umbral mínimo de encendido conocido como Turn-On Voltage (TOV), que es el inicio del flujo de corriente y de la emisión de luz. Por debajo del TOV, el LED se encuentra en una región de corte, y por encima, el LED se encuentra en la región de conducción, por consiguiente, el flujo de la corriente y la salida de la luz incrementan exponencialmente en relación a la tensión aplicada.

La potencia de luz de la salida del LED es lineal en un intervalo limitado, sin embargo, como se muestra en la Figura 2.3, se debe considerar los aspectos térmicos que disminuyen la eficiencia en la conversión eléctrica-óptica (E/O) y además, ajustar los parámetros de voltaje DC y de la señal modulante en el diseño del circuito de control, para garantizar que el LED trabaje en la región de conducción y que no se produzca sobrecalentamiento, con el fin de evitar la degradación de la luz de salida o en el peor caso el fracaso total de la comunicación, [1].

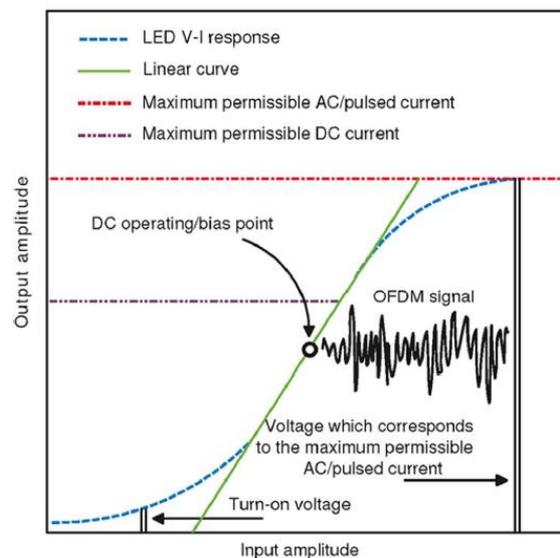
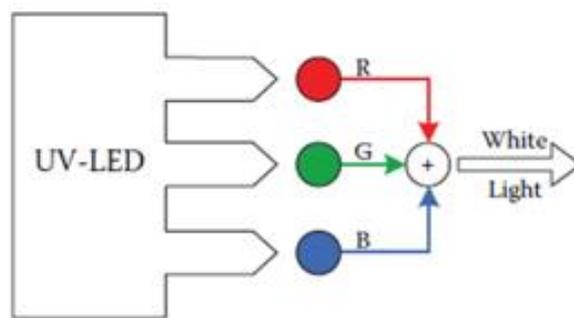


Figura 2.3: Característica no lineal del LED [1]

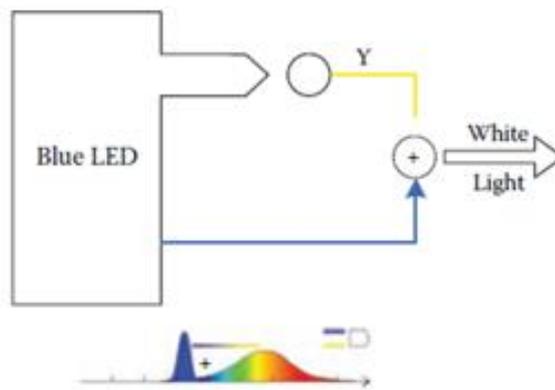
Hay básicamente dos tipos de LED visibles, el primero es de un sólo color como por ejemplo el rojo, el verde, el azul o el amarillo, y el segundo es el LED blanco.

Actualmente, hay dos tecnologías para generar luz blanca utilizando los LEDs. Una de las técnicas se genera combinando la luz de los LEDs RGB (rojo (~625nm), verde (~525nm) y azul (470nm)) en una proporción adecuada y que se emitan simultáneamente (ver Figura 2.4(a)). La otra técnica crea LED blanco fosforescente usando un LED azul recubierto con una capa de fósforo que emite luz amarilla (ver Figura 2.4(b)). La capa de fósforo absorbe una porción de longitud de onda corta de la luz emitida por el LED azul y luego la longitud de onda que emite el absorbedor experimenta cambios hacia la luz amarilla, de una mayor longitud de onda, [2].

Desde el punto de vista de la iluminación, el LED blanco fosforescente presenta algunas ventajas sobre el de tres emisores (RGB) como el bajo consumo de potencia, la alta eficiencia de iluminación y el bajo coste de producción. Sin embargo, el largo tiempo de decaimiento de la capa de fósforo de dicho LED limita el ancho de banda total disponible a muy pocos MHz. En el artículo [3], se propone algunas técnicas para evitar el efecto de la limitación de ancho de banda de la capa de fósforo con el fin de lograr una alta velocidad de datos.



(a)



(b)

Figura 2.4: Generación de Emisión LED blanco mediante: (a) la Combinación de los colores RGB. (b) un LED azul y un fósforo [2]

2.3.1.2. Control de Brillo del LED

Para explorar totalmente el coste de la baja energía y mejorar aún la eficiencia energética, el sistema de iluminación debe ser capaz de controlar el brillo que debe ser adaptable a la luminosidad del entorno. Sin embargo, cuando combinamos la iluminación con la comunicación, esta adaptación debe considerar el efecto del rendimiento de la comunicación, porque un brillo bajo implica una potencia de transmisión baja, por lo tanto, una disminución directa de la relación señal a ruido (SNR). Por eso, VLC exige nuevas técnicas de control de brillo para determinar el equilibrio entre la iluminación y la comunicación.

En general, hay dos técnicas para ajustar el brillo del LED: uno es analógico, y el otro digital [4].

La técnica analógica es conocida como Continuous Current Reduction, CCR (Reducción de la corriente continua). Ajusta el brillo del LED controlando la amplitud de la corriente directa, ya que la cantidad de luz que produce el LED es directamente proporcional a la corriente directa de conducción del LED. La técnica digital usa la modulación por ancho de pulso (PWM) que controla la anchura del impulso de la corriente, y por tanto, la corriente media en el LED. La anchura del impulso varía de acuerdo con el nivel de intensidad dentro del periodo PWM.

2.3.2. Receptor VLC

El receptor está compuesto por elementos de recepción ópticos tales como la concentración óptica y el filtro óptico, un fotodetector, un amplificador y un circuito de recuperación de señal. El filtro óptico es para reducir el ruido de la luz ambiente, ya que el sistema VLC es vulnerable a la luz solar y a otras iluminaciones. La concentración óptica es para recoger y concentrar la radiación sobre el fotodetector del receptor. Éste último, convierte la radiación en fotocorriente, y luego se amplifica antes de recuperar los datos.

El fotodetector que se suele usar puede ser un fotodiodo PIN (P-type, Intrinsic, N-type layers semiconductor) o un fotodiodo en avalancha (APD, Avalanche Photodiode). Un fotodiodo es un semiconductor construido con una unión PN que genera un flujo de corriente cuando capta un fotón. El fotodiodo PIN se compone de unas zonas p y n altamente conductoras junto a una zona intrínseca poco conductiva. Los fotones entran en la zona intrínseca generando pares electrón-hueco. El fotodiodo se polariza inversamente para acelerar las cargas presentes en esta zona intrínseca, dirigiéndose hacia los electrodos, donde aparecen como corriente. En cambio, los fotodiodos APD son polarizados en inversa pero con tensiones muy elevadas, originando un fuerte campo eléctrico que acelera los portadores generados, de manera que estos colisionan con otros átomos y generan más pares electrón-hueco. Los fotodiodos PIN son los más utilizados en VLC debido a la tolerancia de altas temperaturas, su menor coste, su bajo ruido y son ideales en escenarios donde hay una alta intensidad de luz en el receptor. Sin embargo, los APD son más útiles cuando la intensidad de la luz incidente es débil.

2.4. Ventajas de VLC

En comparación con las redes ya existentes de comunicaciones inalámbricas, VLC tiene las siguientes ventajas:

Seguridad: Las comunicaciones en VLC se ven limitadas solo a la región iluminada ya que la luz visible no atraviesa las paredes de dicha región. El control del direccionamiento de datos entre el transmisor y el receptor es bastante simple porque se puede ver la dirección de los datos en movimiento. Por lo tanto no serán necesarias tomar medidas de seguridad adicionales como el apareamiento o un Pass Key para interconexiones RF que se usan en las tecnologías Bluetooth y Wifi.

Salud: A día de hoy, no hay indicios de problemas de salud relacionada con el sistema VLC. Al igual que en las

comunicaciones RF, el sistema VLC no requiere del uso de antenas complejas para la transmisión de datos a través de la luz.

Productividad: Es una solución de bajo coste. Necesita menos componentes que la tecnología de radio. La transmisión de datos necesita muy poca energía, por no decir insignificante, usando fuentes de Luz LED.

Comunicación submarina: Funciona mejor que la transmisión RF en la comunicación submarina, debido a que esa última sufre una gran atenuación de señal bajo el agua. VLC puede proporcionar una alta tasa de transmisión de datos a corta distancia en este entorno

Capacidad: El espectro de la frecuencia de luz visible es 10000 veces más grande que el espectro de frecuencia RF, además de no tener coste ni licencia. Se puede lograr una densidad de datos de RF 1000 veces mayor con VLC, ya que RF se extiende y produce interferencias en los alrededores, mientras que la luz visible es inflexible en la iluminación de contorno. Teniendo anchos de banda más altos y salidas ópticas con alta densidad y bajas interferencias, el sistema VLC se puede usar para lograr velocidades de datos más altas. RF es invisible y hace que la planificación de red sea más complicada, mientras que con la capacidad del VLC el usuario tan solo necesita una configuración sencilla con una buena potencia de señal que pueda observar correctamente, [5].

2.5. Aplicaciones de VLC

VLC tiene diferentes aplicaciones que pueden clasificarse en distintas áreas, [5]:

- **Li-Fi (Light Fidelity):** Es el WiFi óptico, uno de las aplicaciones más importante de VLC. Gracia al enorme ancho disponible, VLC es capaz de habilitar altas velocidades de internet desde la lámpara del techo. Li-Fi tiene la ventaja de que las distancias involucrados sean de muy pocos metros como la que hay entre el techo y la oficina. Cualquier fuente de iluminación puede ser un punto de acceso VLC y la infraestructura con sensores pueden usarse para controlar y monitorizar datos e iluminación. En la Figura 2.5, los datos procedentes de internet es transformada por un router LiFi en una señal que se adapta a la fuente de luz. La fuente de luz se enciende y se apaga a frecuencias imperceptibles por el ojo humano, interpretando los '1s' como encendido y los '0s' como apagado. El receptor transforma la luz en datos numéricos que será entregado al terminal. El enlace ascendente puede realizarse usando un enlace infrarrojos.

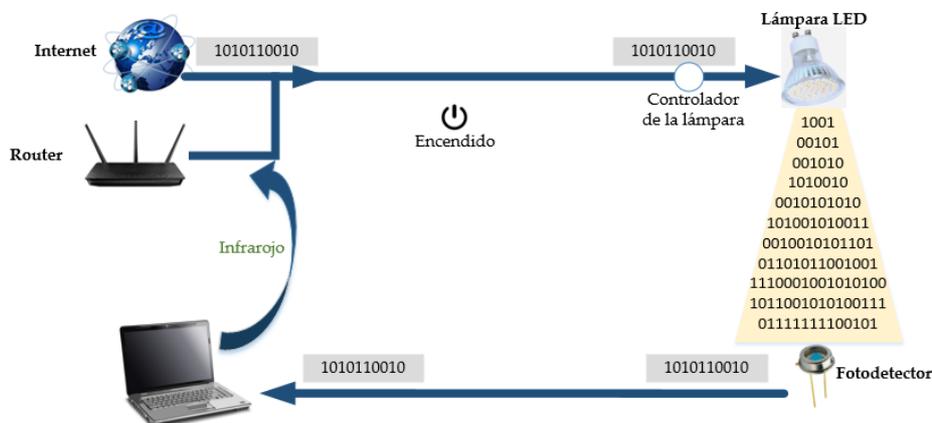


Figura 2.5: Funcionamiento de LiFi

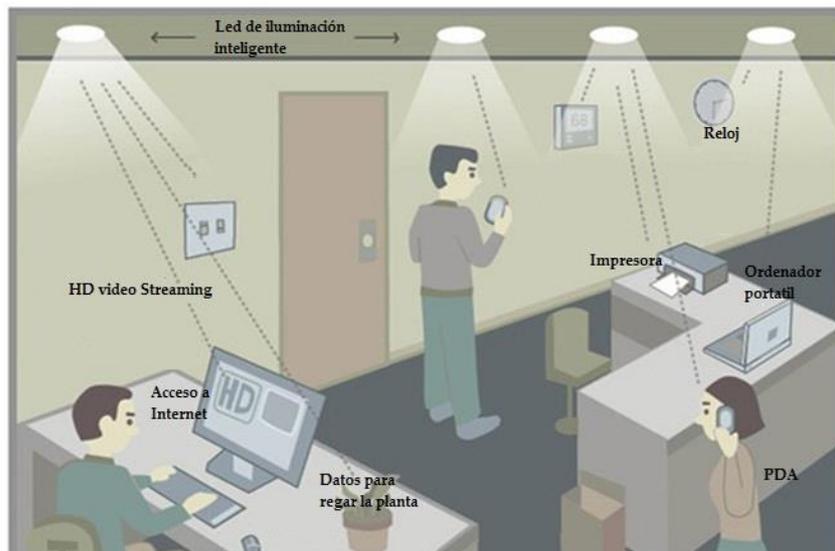


Figura 2.6: Ejemplo de una aplicación LiFi [24]

- **Salud:** Los hospitales y las instalaciones médicas son generalmente reacios al uso de las tecnologías RF, debido principalmente a su falta de seguridad, la interferencia con otros equipos electrónicos por canales superpuestos y posibles daños a los equipos electrónicos sensibles. Por eso VLC es una buena alternativa en los hospitales, ya que no produce interferencia electromagnética (EMI) ni de radiofrecuencia (RFI), además de ser seguro, rápido y protegido.
- **Transporte:** Cada vez más se está usando LEDs en los faros de vehículos, iluminación de calles, señalización y semáforos. Mediante el uso de los faros traseros como emisor y colocando los receptores en los faros delanteros, los vehículos en la carretera podrán comunicarse hacia delante y hacia atrás con otros vehículos, señales de tráfico y semáforos. Con eso, se podrá crear una red de fotones móviles que permitirá estar más pendiente de las alertas de viaje, servicios de localización y navegación, gestión de hora punta, y muchas otras aplicaciones. Por lo tanto, se mejoraría la eficacia de la seguridad vial y la gestión del tráfico usando señales luminosas de tráfico y lámparas de luz.

También, se puede usar VLC en los aviones navegando por internet sin preocuparse de las interferencias, viendo videos, escuchando música, etc., y además utilizar las luces de navegación del avión para identificar la transmisión.

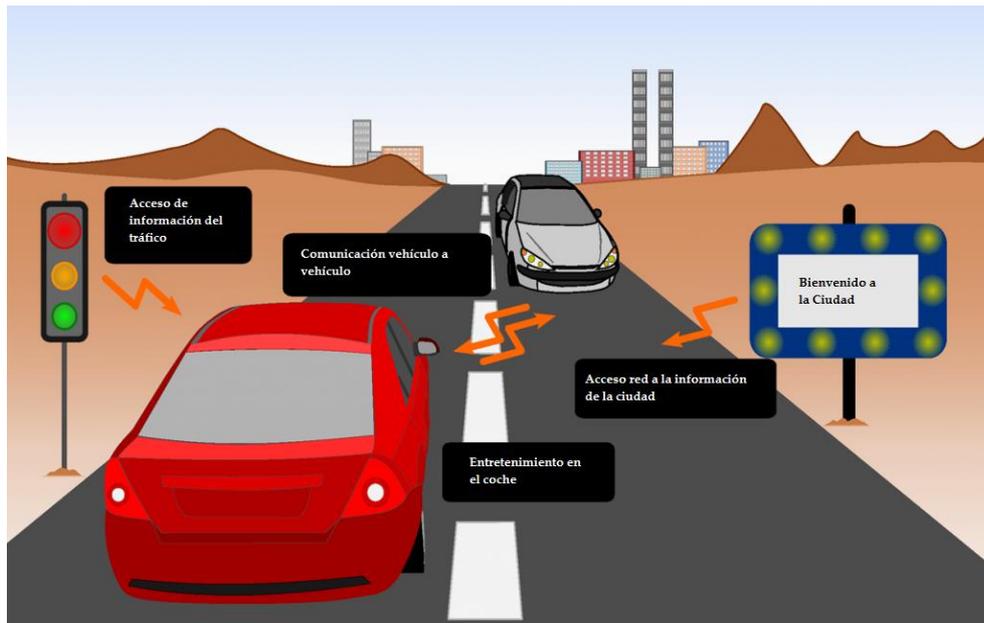


Figura 2.7: VLC en el tráfico [25]

- **Sector de Comunidad:** VLC puede utilizarse también para crear lugares inteligentes como en los museos, proporcionando información geo-localizada. De esta manera puede facilitarse la información sobre las exposiciones a los smartphones o tablets de los usuarios utilizando la luz interior.
- **Localización y posicionamiento en interiores:** El sistema de posicionamiento basado en VLC puede utilizarse de forma muy eficiente como un sistema de navegación en entornos cerrados para un seguimiento de ubicación, búsqueda de objetos, control de movimiento de un robot, etc... El receptor obtiene información acerca de su ubicación a través de señales recibidas de los LEDs y luego proporciona al usuario una ruta a un lugar determinado en base a la información de posición recibida. En este tipo de aplicaciones VLC es muy conveniente ya que el GPS clásica no es capaz de trabajar dentro de los edificios. La localización interior es posible al proporcionar la identificación de la lámpara, que incluye sus coordenadas, [6].

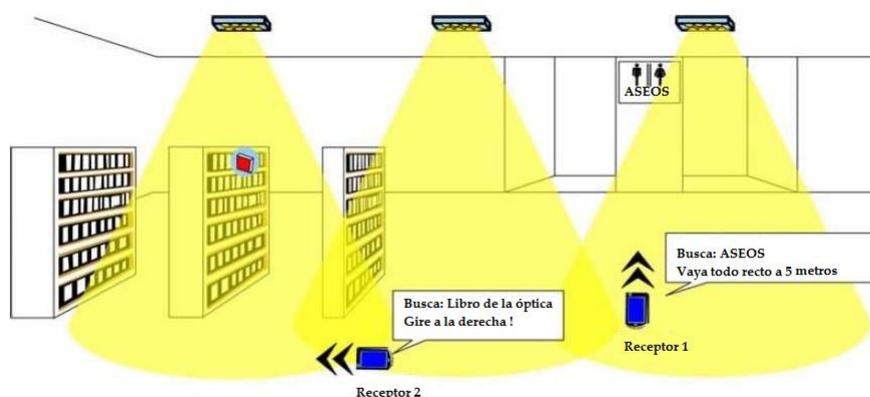


Figura 2.8: Sistema de posicionamiento basado en VLC [6]

3. OFDM PARA VLC

No hay que apagar la luz del otro para que brille la nuestra.

- Mahatma Gandhi -

La multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), pertenece a la clase de modulación multiportadora. Se basa en la división del espectro disponible en varios subcanales donde se envía la información paralelamente en subportadoras de distintas frecuencias, como establece la técnica FDM (Frequency Division Multiplexing), pero con la diferencia de que las subportadoras son ortogonales entre sí. Esta técnica es muy robusta frente a la dispersión de canal y facilita la estimación de fase y de canal en entornos variables en el tiempo.

En la actualidad, los sistemas OFDM ocupan un lugar muy importante en las tecnologías de las comunicaciones, estando implementados en diversos estándares tales como: los sistemas de televisión y radio digital (DVB, Digital Video Broadcasting y DAB, Digital Audio Broadcasting), las redes de área local inalámbricas (WLAN, Wireless Local Area Networks), la línea de abonado digital asimétrica (ADSL, Asymmetric Digital Local Area Networks), las comunicaciones móviles de cuarta generación (LTE, Long Term Evolution), las redes de comunicaciones ópticas, entre otros.

3.1. Historia y evolución hasta OFDM

El concepto de OFDM se introdujo por primera vez gracias a la multiplexación por división de frecuencia (FDM), publicada a mediados de los años sesenta por Chang [7], y posteriormente por Salzberg [8]. La idea del primero era transmitir varios mensajes empleando un canal limitado en banda y evitando la interferencia entre símbolos (ISI, Intersymbol Interference) y la interferencia entre portadoras (ICI, Inter-carrier Interference). La del segundo era la importancia de centrarse más en la reducción de diafonía entre canales adyacentes, para el diseño eficiente de un sistema paralelo, que en el perfeccionamiento individual de cada uno de los canales, ya que las distorsiones debidos a la diafonía tienden a dominar. Por consiguiente, estas ideas ayudaron a corregir el procesamiento digital en banda base unos años después.

En 1971, Weinstein y Ebert, [9], aportaron una mayor contribución a OFDM. Propusieron el uso de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) para realizar la modulación y demodulación en banda base, en lugar de los generadores sinusoidales y demoduladores coherentes y además combatir la ISI y la ICI usando un enventanado de tipo coseno alzado en el dominio del tiempo para el intervalo de guarda entre símbolos. Aunque esta solución no conseguía una ortogonalidad perfecta entre subportadoras, era una mejora considerable para la época.

En 1980, se introdujo el prefijo cíclico (CP) para resolver el problema de la ortogonalidad de las señales. Se propuso transmitir en el intervalo de guarda una extensión cíclica del símbolo OFDM, en vez de que esté vacío.

Desde entonces, OFDM se ha estado usando en la mayoría de las tecnologías de comunicaciones.

3.1.1. Modulación monoportadora

Los sistemas de transmisión monoportadora son sistemas que transmiten los datos de forma secuencial en una sola banda de frecuencia o canal físico sobre una sola portadora, como se muestra en la siguiente figura.

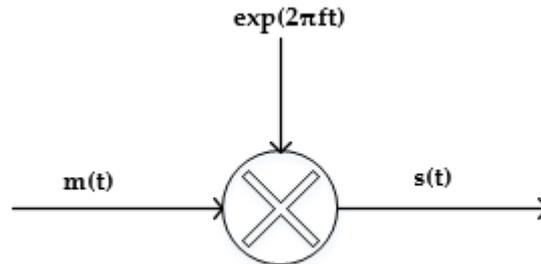


Figura 3.1: Esquema de un modulador monoportadora genérico

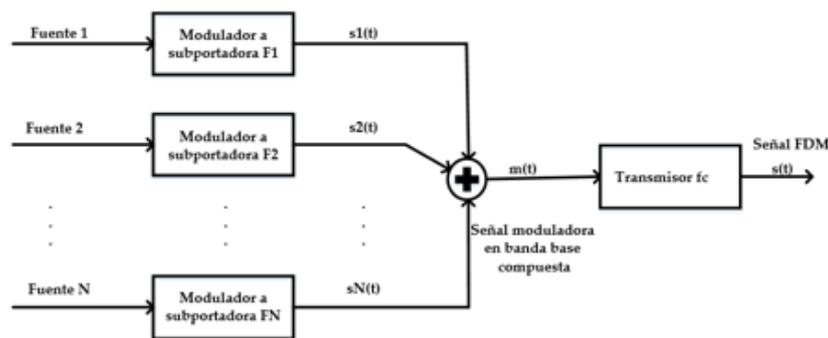
Esta técnica es muy fácil de implementar, pero tiene grandes inconvenientes cuando estamos en la presencia de canales multitrayecto muy selectivo. La interferencia multitrayecto del canal introduce ISI que afecta a la calidad de transmisión. Para combatir esta degradación, existen técnicas de estimaciones y de equalizaciones, pero se puede limitar mediante la adopción de medidas preventivas en la emisión, como formas de ondas especiales que limitan la ISI y para ser utilizado como medio de transmisión física de la señal, [10].

En estos sistemas, cada símbolo ocupa toda la anchura de la banda de comunicación, por lo tanto se tendrá un ancho de banda muy grande. Si se quiere una tasa de transmisión elevada, habrá que disminuir el periodo de símbolo de la modulación, pero un periodo de símbolo pequeño provoca interferencias entre símbolos. Por lo tanto se requiere otros sistemas de transmisión más adecuadas como las modulaciones multiportadora para resolver este problema y soportar los requerimientos actuales en términos de rendimiento.

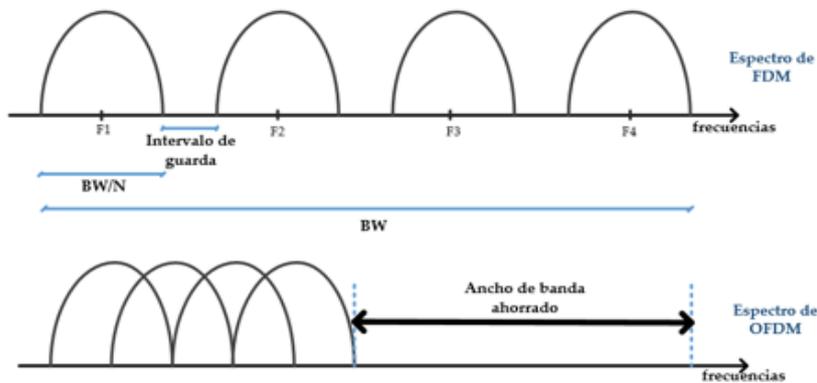
3.1.2. Multiplexación por división en frecuencia (FDM)

La principal idea de OFDM se basa en la multiplexación por división de frecuencia, FDM (Frequency División Multiplexing). Es una técnica que divide el ancho de banda total disponible, en varios subcanales independientes entre sí centrados en distintas frecuencias. Generalmente, hace referencia a señales independientes que provienen de diferentes fuentes y que comparten el espectro entre todos los usuarios. A cada subcanal se le asigna un rango de frecuencias distinto que esté comprendido dentro del ancho de banda total disponible en el enlace a repartir, y además se le asigna una portadora a una determinada frecuencia, transmitiendo así informaciones totalmente independientes en cada una de las portadoras, (ver Figura 3.2(a)). Si se produce pérdida de una portadora, se pierde totalmente la información de ese usuario.

Los subcanales se separan entre sí por una banda de guarda o de seguridad permitiendo evitar interferencias por solapamiento, como se muestra en la Figura 3.2(b) (espectro de FDM), aunque eso disminuye la eficiencia espectral.



(a)



(b)

Figura 3.2: (a) Transmisor FDM; (b) Espectro de una modulación FDM y OFDM

El uso de la banda de frecuencias ineficiente en FDM dio paso al desarrollo de OFDM, que es una modulación multiportadora donde la transmisión se realiza usando portadoras ortogonales. Esta ortogonalidad adyacentes entre subportadoras mejora la eficiencia del ancho de banda como refleja la Figura 3.2(b) (espectro de OFDM).

3.1.3. Modulación multiportadora (MCM): OFDM

Las técnicas multiportadoras consisten en la transmisión de datos digitales mediante la modulación de un gran número de portadoras simultáneamente. Son técnicas FDM que han existido por mucho tiempo. El renovado interés actual radica en el hecho de mejorar la eficiencia espectral ortogonalizando las portadoras, lo que permitirá implementar la modulación y demodulación usando circuitos de transformada rápida de Fourier (FFT). La idea básica de la MCM es dividir el flujo de bits transmitida en varias subportadoras y enviarlas sobre diferentes subcanales. Normalmente los subcanales son ortogonales bajo condiciones de propagación ideales. La tasa de transmisión de cada uno de ellos es mucho menor que el total de la tasa del sistema y el ancho de banda de un subcanal dado es mucho menor que el ancho de banda total del sistema. El número de subportadoras se escoge de manera que se asegure que cada subcanal tenga un ancho de banda menor que el ancho de banda de coherencia del canal, de modo que, los subcanales experimenten desvanecimientos relativamente plana. La ISI en cada subcanal es pequeña. Los subcanales no tienen por qué ser contiguos, por lo tanto no se necesita una grande porción de ancho de banda contiguo para alcanzar altas tasas de transmisión. Esta modulación se puede implementar digitalmente de manera muy eficiente. Su implementación en tiempo discreto es la OFDM, y es una de las técnicas MCM más conocidas y eficientes, [11].

La MCM es beneficiosa para la transmisión en los canales selectivos en frecuencia que tienen múltiples caminos. Es por ello que esta técnica se encuentra en muchos estándares de hoy en día.

3.2. Principios de OFDM

3.2.1. Condición de ortogonalidad

OFDM es una modulación multiportadora con la excepción de que las subportadoras tengan que ser ortogonales entre sí. Con esta ortogonalidad, es posible ajustar las portadoras en una señal de modo que las bandas laterales de las portadoras se solapen, y que los picos del espectro de las subportadoras coincidan con los valores nulos de las subportadoras restantes, como se muestra en la Figura 3.3. Esto permite obtener una eficiencia espectral más alta que en los sistemas MCM no ortogonales, ya que se obtiene una alta reducción en el ancho de banda de transmisión.

Matemáticamente, consideremos señales exponenciales complejas limitado en el tiempo, [12]:

$$\Psi_k = e^{j2\pi f_k t} \quad (3.1)$$

que representa las distintas subportadoras de la señal OFDM en la frecuencia $f_k = k/T_{\text{symp}}$, donde $0 < t < T_{\text{symp}}$ y $0 < k \leq N - 1$, siendo N el número de subportadoras ortogonales, y T_{symp} la duración de un símbolo.

Estas señales son ortogonales si:

$$\frac{1}{T_{\text{symp}}} \int_0^{T_{\text{symp}}} \Psi_k * \Psi_i^* dt = \begin{cases} 1, & k = i \\ 0, & k \neq i \end{cases} \quad (3.2)$$

Donde * denota el conjugado complejo, Ψ_i es el i-ésimo elemento del conjunto.

Si trabajamos en el dominio del tiempo discreto tomando las muestras discretas en $t = nT_s = \frac{nT_{\text{symp}}}{N}$, con $n = 0, 1, \dots, N-1$, la condición anterior se podrá reescribir como:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Psi_k * \Psi_i^* = \begin{cases} 1, & k = i \\ 0, & k \neq i \end{cases} \quad (3.3)$$

Siendo k e i valores enteros.

Esta ortogonalidad es una condición esencial para que las señales OFDM estén libres de ICI y además de tener una reducción en el ancho de banda.

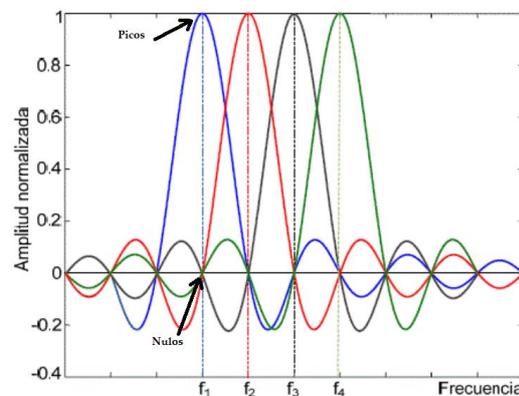


Figura 3.3: Espectro de una señal OFDM de cuatro subportadoras ortogonales

3.2.2. Implementación de un sistema OFDM general

En la Figura 3.4, se ilustra el esquema genérico de un sistema OFDM.

Los transmisores OFDM mapean los bits de mensajes en una secuencia de símbolos PSK o QAM que van a ser convertidos en N flujos paralelos. Cada uno de los N símbolos de conversión serie-paralelo (S/P), es llevado a cabo por diferentes subportadoras. Debido a esta conversión, la duración del tiempo de transmisión para N símbolos será extendido a NT_s , de tal manera que se forme un único símbolo OFDM con una longitud de $T_{symp} = NT_s$. A estos subflujos se les realiza la IDFT para obtener la señal digital en el dominio del tiempo, que posteriormente se le inserta un intervalo de guarda si procede y se convierte en forma de onda en tiempo real a través del DAC, formando la señal OFDM. Esta señal se filtra con el fin de eliminar las repeticiones del espectro obtenido durante la conversión digital analógico, luego se sube a la frecuencia de trabajo del sistema y se envía al canal.

En el receptor se realiza el procedimiento inverso que se ha seguido en el transmisor. La señal OFDM se devuelve a banda base, se convierte de analógica a digital, se sustrae el intervalo de guarda si procede y se envía en paralelo al bloque DFT. Luego, se demapea según la modulación aplicado en el transmisor, obteniendo la información enviada.

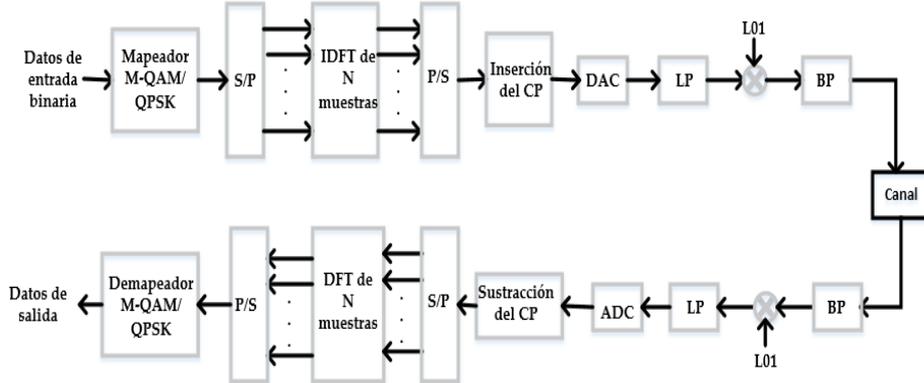


Figura 3.4: Esquema genérico de un sistema OFDM

3.2.3. Expresión matemática de una señal OFDM

OFDM puede modelarse de distintas formas. A lo largo de su historia su representación ha ido evolucionando con las innovaciones tecnológicas.

Los símbolos procedentes de la modulación QAM o QPSK se convierten en paralelo formando grupo de N símbolos, [12]:

$$X_l[k] = [X_{l,0}, X_{l,1}, \dots, X_{l,N-1}] \quad (3.4)$$

donde, $X_l[k]$ representa el l -ésimo símbolo de información en la subportadora k -ésima.

Si definimos $\Psi_{l,k}(t)$, como la l -ésima señal OFDM a la k -ésima subportadora, dado por la siguiente ecuación:

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{symp})}, & 0 < t \leq T_{symp}, \\ 0, & e. o. c \end{cases} \quad (3.5)$$

la señal OFDM en banda base en el dominio del tiempo podrá expresarse como:

$$X_l(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{j,k} e^{j2\pi f_k(t-lT_{symp})} \quad (3.6)$$

Si muestreamos la señal anterior en $t = lT_{\text{symp}} + nT_s$, con $T_s = \frac{T_{\text{symp}}}{N}$ y $f_k = \frac{k}{T_{\text{symp}}}$ para pasar al correspondiente símbolo OFDM en tiempo discreto, tendremos:

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{\frac{j2\pi kn}{N}}, \text{ para } n = 0, \dots, N-1 \quad (3.7)$$

La ecuación anterior es una IDFT de N puntos de PSK o bien símbolos de QAM de $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ y puede ser computado eficientemente usando el algoritmo de IFFT.

3.2.3.1. Prefijo cíclico

Una de las ventajas de OFDM es su eficiencia en detener los efectos de retardos del canal multitrayecto. En la mayoría de las aplicaciones OFDM, se inserta un intervalo de guarda entre los símbolos OFDM para prevenir las interferencias intersimbólicas (ISI), que se eliminará posteriormente en la recepción.

El intervalo de guarda OFDM puede insertarse de dos formas diferentes. Uno es el zero padding (ZP) que rellena el intervalo de guarda con cero y la otra forma es la extensión cíclica del símbolo OFDM con prefijo cíclico (CP) o sufijo cíclico (CS), [12].

El CP es para ensanchar el símbolo OFDM, copiando las últimas muestras del símbolo OFDM al inicio de dicho símbolo, como se muestra en la Figura 3.5. Cada símbolo OFDM tendrá una longitud total de $T_g + T_{\text{symp}}$ muestras, siendo T_g la duración del intervalo de guarda. Si T_g es mayor o igual que el máximo retraso del canal multitrayecto, es decir la respuesta al impulso del canal, T_h , el efecto ISI del símbolo OFDM en el siguiente símbolo es confinado dentro del intervalo de guarda, de modo que no pueda afectar al IFFT del siguiente símbolo OFDM dado por la duración T_{symp} . Eso implica que un intervalo de guarda mayor que el máximo retraso del canal multitrayecto, $T_g > T_h$ como ilustra la Figura 3.5, permite mantener la ortogonalidad entre subportadoras.

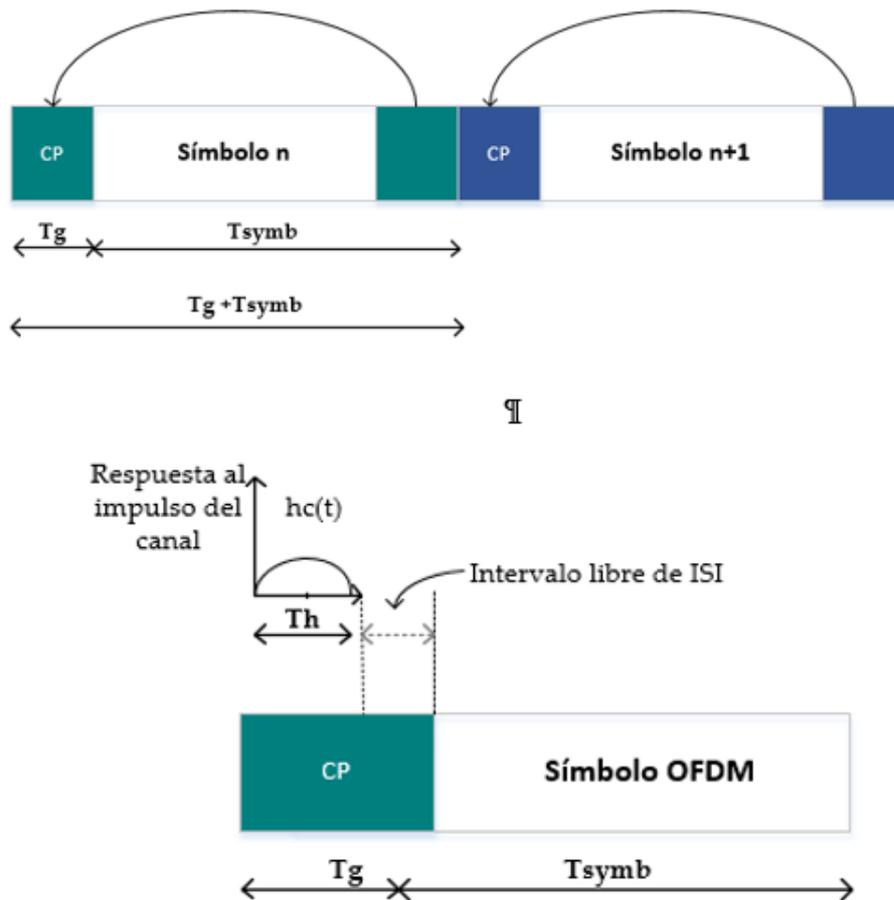


Figura 3.5: Secuencia de símbolos OFDM con CP

3.2.4. Ventajas e inconvenientes de OFDM

La modulación OFDM ha sido ampliamente utilizada en muchos sistemas de comunicaciones actuales debido a la gran cantidad de ventajas que presenta. Las principales se detallan a continuación:

- OFDM es computacionalmente eficiente debido al uso de la FFT para implementar las funciones de modulación y de demodulación.
- Al dividir el canal en subcanales de banda estrecha, el sistema se hace más robusto ante desvanecimientos selectivos en frecuencias y además optimiza el espectro permitiendo más canales en un ancho de banda que el método tradicional.
- Es robusto frente a la interferencia co-canal de banda estrecha, ya que afecta únicamente a una parte muy pequeña del símbolo OFDM.
- En canales de variación lenta con el tiempo, se puede alcanzar una velocidad de transmisión cercana a la capacidad del canal usando OFDM. Eso se consigue adaptando la velocidad por subportadora de acuerdo con la SNR para cada subportadora.
- Flexibilidad para adaptarse a sistemas de gran ancho de banda gracias a la ecualización en el dominio de la frecuencia.

- Su característica de ortogonalidad, permite eliminar o reducir el problema de la interferencia por propagación multitrayecto mediante el uso de un tiempo de guarda mayor que el máximo retraso del canal multitrayecto.

Pero también existen algunas desventajas en OFDM que sería conveniente destacar, como por ejemplo:

- Tiene una alta relación de pico a potencia media (PAPR, Peak to Average Power Ratio) de la señal transmitida, que se traduce a que la potencia instantánea transmitida puede ser significativamente superior a la potencia media. Por consiguiente se requiere del uso de amplificadores altamente lineales a lo largo de todo el rango dinámico, se incrementa la complejidad de los convertidores analógico-digitales (A/D) y digital-analógicos (D/A), y además se reduce la eficiencia de los amplificadores de potencia.
- Es sensible a los ruidos de fase y al “offset” de frecuencias, ya que la complejidad de un transceptor OFDM es superior a la de un sistema monoportadora. Esto ocurre especialmente en canales cuya función de transferencia varía mucho con la frecuencia y haya que aumentar mucho el número de subportadoras para acercarse a la capacidad del canal.

3.3. OFDM en sistemas VLC

VLC puede usar múltiples transmisores LED para iluminar el entorno mientras transmite datos, lo que ayuda a evitar los efectos de sombras en el receptor, [13]. Con el uso de muchos LEDs, habría propagación multitrayecto que conduce a la ISI. La ISI es grave en VLC, ya que puede degradar la velocidad de datos del sistema, así como el rendimiento de la tasa de error de bit. Para superar este efecto de multitrayectos, se ha introducido OFDM en los sistemas VLC, por su capacidad de aumentar la tasa de datos y su eficiencia de combatir la ISI.

En VLC, se emplean las técnicas de modulación de intensidad y detección directa (IM/DD), por lo tanto sólo se modula la intensidad de la señal y no la fase de información. IM/DD requiere que la señal eléctrica sea de valor real y unipolar (positiva). Por lo tanto, en los sistemas ópticos OFDM, el transmisor solo envía señales positivas y reales, a diferencia del OFDM convencional, en el que el transmisor envía señales que puedan ser negativas e imaginarias.

3.3.1. Modulación en intensidad y detección directa (IM/DD)

La modulación en intensidad y detección directa (IM/DD) es un método de facto para implementar sistemas inalámbricos ópticos debido principalmente a su coste y complejidad reducida. Aprovecha la relación lineal entre la potencia óptica emitida por la fuente óptica y su corriente de alimentación, haciendo variar esta corriente según la información a transmitir. En el receptor, el detector óptico convertirá directamente la potencia óptica recibida en corriente eléctrica, usando fotodiodos PIN o APD, (ver Figura 3.6). Esta corriente eléctrica es proporcional a la potencia óptica que a su vez es proporcional a la raíz cuadrada del campo eléctrico recibido.

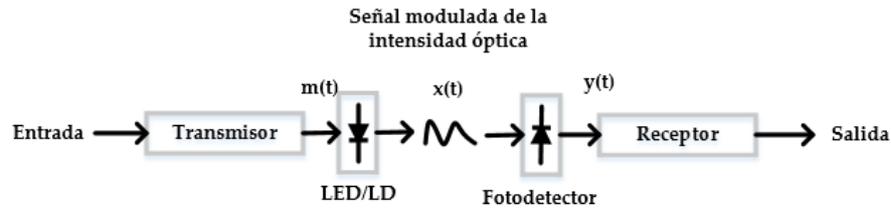


Figura 3.6: Diagrama de bloque de un canal de comunicación en modulación de intensidad y detección directa

Los sistemas inalámbricos ópticos basados en IM/DD tienen un modelo equivalente de banda base que oculta la naturaleza de alta frecuencia de la portadora óptica [2], como se muestra en la Figura 3.7, donde R es la responsividad del fotodiodo, $h(t)$ la respuesta impulsiva del canal de banda base y $n(t)$ es el ruido de disparo que se modela como un ruido blanco, aditivo, gaussiano e independiente de la señal transmitida.

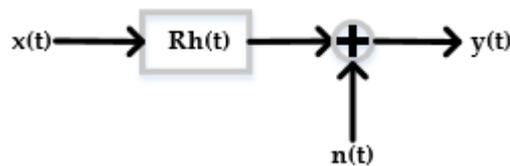


Figura 3.7: Modelo equivalente de banda base de un sistema óptico inalámbrico usando IM/DD

VLC solo puede realizarse como un sistema IM/DD, es decir que la modulación de la señal tiene que ser real y unipolar (positiva). Para asegurar que sea real, se tiene que cumplir una simetría hermítica en el dominio de la frecuencia, mientras que para que sea unipolar, existen varias técnicas para la realización de un sistema IM/DD-OFDM, de los cuales algunas de ellas se detallan en el siguiente apartado. Las señales OFDM convencionales son complejas y bipolares por naturaleza, por lo tanto habrá que modificarlo para que sea adecuado al sistema IM/DD.

3.3.2. Arquitecturas

3.3.2.1. DCO-OFDM

En DC-biased optical OFDM (DCO-OFDM) se le añade a la señal transmitida un nivel de continua en el dominio del tiempo para hacerla positiva.

En la Figura 3.8, se representa el diagrama de un sistema DCO-OFDM. Tras el mapeo de los datos de entrada a una constelación M-QAM y convertirlos de serie a paralelo (S/P), se le aplica la condición de simetría hermítica antes de pasar por el bloque de la IFFT. Esta condición se define como:

$$X_m = X_{N-m}^* \quad \text{para } 0 < m < \frac{N}{2}, \quad (3.8)$$

$$\text{Siendo } X_0 = X_{\frac{N}{2}} = 0$$

Después de pasar los datos en el dominio del tiempo a través de la IFFT, se vuelve a pasar de paralelo a serie y se le añade el prefijo cíclico si procede. El resultado es convertido de digital a analógico para obtener un valor real bipolar en el dominio del tiempo, $x(t)$. Para conseguir la señal unipolar $y(t)$ como entrada al LED, se

multiplica la señal $x(t)$ por un escalado lineal α , y se le suma un nivel de continua, B_{dc} . El LED convierte la magnitud de la señal eléctrica a una intensidad óptica. En el receptor, se emplea detección directa mediante el fotodiodo que transforma la intensidad óptica recibida en la amplitud de una señal eléctrica.

El aumento del nivel de continua que se hace en DCO-OFDM provoca una ineficiencia en término de potencia óptica. Puesto que las señales OFDM tienen un alto PAPR, se requiere un valor muy alto de nivel de continua para eliminar los picos negativos. Si se utiliza un nivel de continua alta, la energía óptica por bit de la densidad espectral de potencia de ruido, $\frac{E_{opt}}{N_0}$, se hace muy grande, lo que produciría dicha ineficiencia.

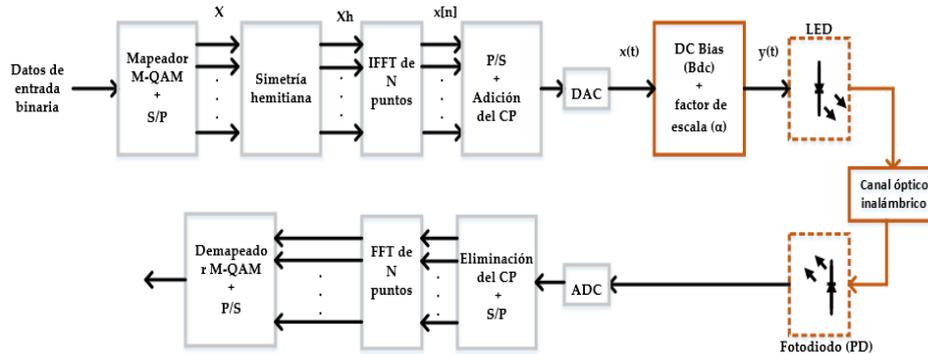


Figura 3.8: Sistema DCO-OFDM

3.3.2.2. ACO-OFDM

En Asymmetrically clipped optical OFDM, ACO-OFDM, la señal transmitida se hace positiva recortando la señal OFDM bipolar en cero y transmitiendo información sólo en la parte positiva. Esto es, la señal que contiene los símbolos de OFDM modulados en QAM/QPSK, ocupará solo las posiciones impares y dejando las posiciones pares establecidas a cero. Después, hay que imponerle una simetría hermitica con el objetivo de tener una señal real en el dominio temporal al aplicarle la IFFT. Para que la señal a la salida de la IFFT sea unipolar, hay que eliminar los valores negativos recortando dichos valores a cero.

Con eso, se consigue una señal real y unipolar, pero con una reducción del 50% en la eficiencia espectral dado por el único uso de la mitad de las subportadoras para transportar los datos. En el artículo [14], se explica dicha arquitectura.

3.3.2.3. FLIP-OFDM

En Flip-OFDM, se divide la señal OFDM real y bipolar en parte positiva y negativa, conservando la propiedad de la simetría hermitiana de los símbolos de información transmitidos. Se invierte la parte negativa para que sea positiva y luego se transmiten las dos partes anteriores en dos símbolos OFDM consecutivos. En el artículo [15], viene detallada dicha arquitectura.

4. TÉCNICAS DE REDUCCIÓN DE PAPR PARA SISTEMAS VLC-OFDM

Estar preparado es importante, saber esperar es aún más, pero aprovechar el momento adecuado es la clave de la vida.

- Descartes, René-

4.1. Estado del Arte

Como se ha visto en el capítulo anterior, una de las principales desventajas de los sistemas OFDM es su alto pico de potencia media, alto PAPR (Peak to Average Power Rate). El PAPR nos da una idea sobre el comportamiento de la señal, concretamente en los picos de las amplitudes y por lo tanto de la potencia. Se define como la relación entre la potencia máxima y la potencia media de la señal (ver Figura 4.1). Matemáticamente, si se dispone de N muestras de una señal $x_l[n]$, con $0 < n < N-1$, el PAPR se define como:

$$PAPR = \frac{P_{max}}{\bar{P}} = \frac{\max|x_l[n]|^2}{E\{|x_l[n]|^2\}} = \frac{\max|x_l[n]|^2}{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}|x_l[n]|^2} \quad (4.1)$$

Donde P_{max} es la potencia máxima de pico, \bar{P} la potencia media, $E\{\cdot\}$ la esperanza matemática y $|\cdot|$ el operador módulo.

El PAPR puede ser muy considerable si la suma de las subportadoras se hace de forma coherente, es decir, cuando se suman con la misma fase. Cuanto mayor, sea N, más alto es el PAPR, pudiendo provocar distorsiones no lineales de la señal y requisitos de alta potencia para el amplificador transmisor.

En VLC, se debe de prestar mucha atención al problema del elevado PAPR cuando se usa OFDM, porque los LEDs pueden estar afectados fácilmente por la señal de alta potencia dando lugar a un sobrecalentamiento. Tienen un rango de tensión limitado y la relación entre tensión-corriente (V-I) muestra un comportamiento no lineal. La característica no lineal V-I de los LEDs distorsiona la señal cuando el PAPR es elevado, [13], [15]. Por lo tanto, el alto PAPR de la señal OFDM debe reducirse antes de que se alimente en el transmisor LED.

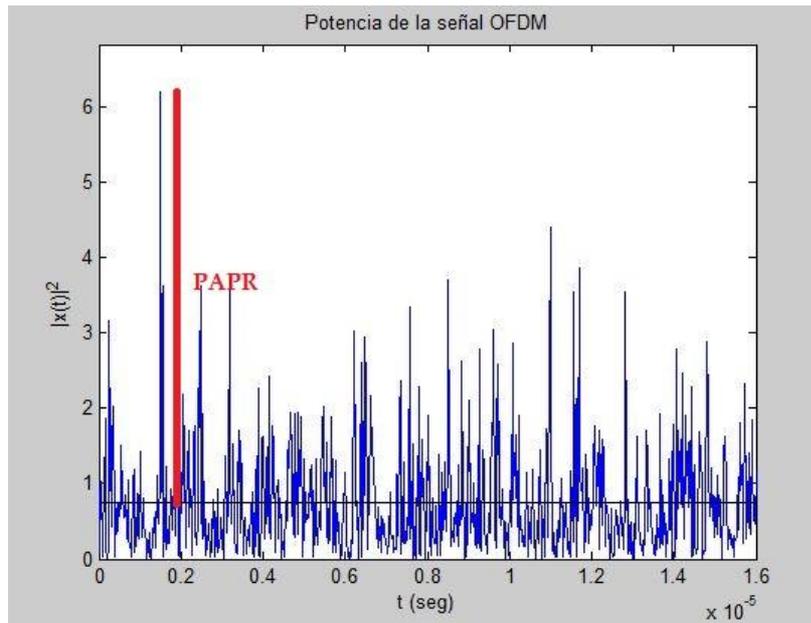


Figura 4.1: Ejemplo de la evolución temporal del envolvente de una señal OFDM en el que se refleja el elevado PAPR

4.1.1. Técnicas de reducción de PAPR

Se han propuesto numerosas técnicas para reducir el PAPR en los sistemas de OFDM. Entre las técnicas de reducción más importantes, se encuentran:

- Codificación: Usa una codificación de bits que consiga una mayor reducción del PAPR.
- ‘Clipping’ y filtrado: Recorta la señal utilizando un limitador blando o duro con un cierto umbral predeterminado, [17].
- PTS (‘Partial Transmit Sequence’): Divide la secuencia de bits en subbloques optimizando cada uno de ellos de manera que cuando se vuelvan a unir los subbloques se haya producido una mejora en cuanto al PAPR.
- SLM (‘Selective Mapping’): Selecciona la secuencia de bits que genera el menor PAPR mediante la multiplicación de porciones de señales por diferentes fases, [18], [17].
- Entrelazado: Usando un entrelazador previo a la modulación, se reduce el PAPR.
- Reserva de tonos: Selecciona una serie de tonos que se reserva para optimizar la señal.
- Inyección de tonos: Se suman tonos a la constelación de bits para mejorar la PAPR extendiendo la constelación para que la señal se vea menos afectada por las señales fuera de la constelación, [17].
- ACE (Active Constellation Extension): Consiste en extender los puntos exteriores de la constelación hacia el exterior de la constelación de la señal original con el propósito de reducir los picos de la señal en el dominio del tiempo, [19].

4.2. Técnica ACE

La técnica ACE puede utilizarse con modulaciones QAM de bajo orden, como QPSK o 16QAM, sin embargo, su efecto se reduce notablemente para modulaciones QAM de órdenes alto, como 64QAM, etc... El concepto puede verse fácilmente en una constelación QPSK, como se muestra en la Figura 4.2(a). En este caso, cada

subportadora tiene cuatro posibles puntos de la constelación, situado en cada uno de los cuadrantes del plano complejo y equidistante de los ejes reales e imaginarios. Cada punto puede moverse hacia el exterior, dentro de la región sombreada. Dado que los puntos de la constelación se mueven más lejos del umbral de decisión, el demapeador estándar típico podrá utilizarse sin ningún cambio. Para el caso de constelaciones de orden mayor, como por ejemplo 16-QAM, es necesario distinguir entre tres tipos de puntos (ver Figura 4.2(b)). Los puntos internos (círculos de color blanco), no se pueden mover, para no afectar a la distancia mínima, y los puntos exteriores de la constelación se moverán según la ubicación. Si están ubicados en la esquina (círculos de color negro), se pueden mover a todas las direcciones dentro de la región sombreada. Si son exteriores pero no están ubicados en la esquina de la constelación (círculos de color gris) sólo pueden moverse hacia la dirección exterior de la constelación como se ilustra en la Figura 4.2(b).

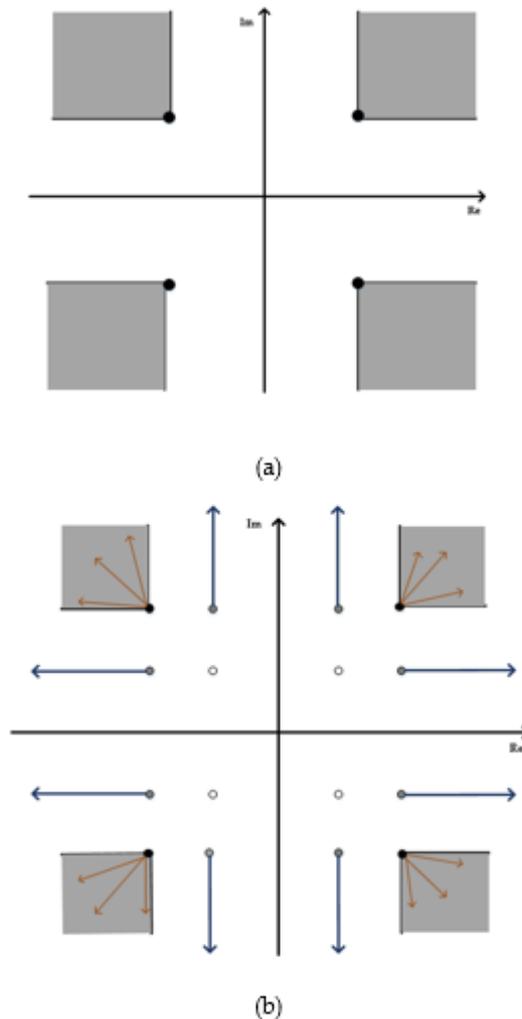


Figura 4.2: (a) Extensión de región de una constelación QPSK; (b) Extensión de región y direcciones de los movimientos de una constelación 16QAM

4.2.1. Explicación del algoritmo ACE

Como se muestra en la Figura 4.3, el algoritmo ACE parte de la señal X en el dominio frecuencial y genera la señal X_{ACE} con los puntos de la constelación modificados, [20], [21].

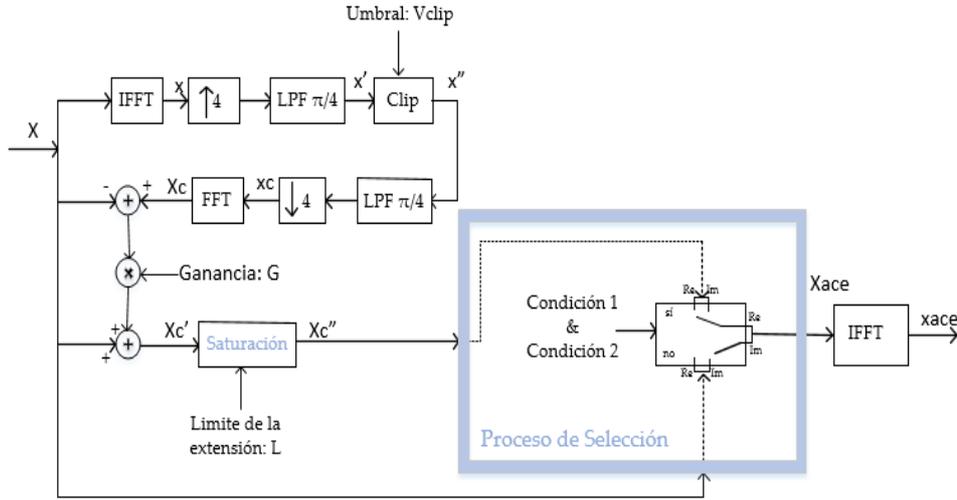


Figura 4.3: Implementación de los bloques del algoritmo ACE

4

Para llevar a cabo este algoritmo, en primer lugar, se convierte la señal de entrada del bloque ACE al dominio temporal a través de la IFFT. Luego se interpola por un factor 4 seguido de un filtro paso bajo (LP), para obtener más precisión en el cálculo del PAPR. La combinación del bloque IFFT, interpolación y filtro paso bajo (LP) se puede implementar fácilmente usando "zero padding" y sobredimensionando cuatro veces el operador IFFT, es decir, hacer la IFFT con cuatro veces el número de muestras ($4 \cdot N_{fft}$). En este caso la señal $x' = [x'_0, x'_1, \dots, x'_{4N-1}]$, tendrá una longitud de $4 \cdot N_{fft}$ muestras en vez de N_{fft} .

La señal resultante, x' , se recorta aplicando un operador de recorte que se define como:

$$x''_k = \begin{cases} x'_k, & \text{si } \|x'_k\| < V_{clip} \\ V_{clip} \frac{x'_k}{\|x'_k\|}, & \text{si } \|x'_k\| \geq V_{clip} \end{cases} \quad (4.2)$$

siendo V_{clip} el umbral de recorte.

Después, se filtra la señal x'' con un filtro LP, seguido de un diezmado de factor cuatro y luego se convierte al dominio de la frecuencia a través del cálculo de la FFT. Como ocurre en los pasos anteriores, la combinación de los tres bloques se puede implementar sobredimensionando cuatro veces el operador FFT, donde el resultado, $X_c = [X_{c,0}, X_{c,1}, \dots, X_{c,N-1}]$ vuelve a tener una longitud de muestras N_{fft} .

Se combinan las señales X y X_c para obtener la señal X'_c , según la ecuación (4.3), siendo G , la ganancia de extensión.

$$X'_c = X + G \cdot (X_c - X) \quad (4.3)$$

La parte real e imaginaria de X'_c pueden estar saturados, por lo tanto habrá que asegurar un nivel razonable de potencia de tal forma que la magnitud de cada parte no exceda al valor L (máximo valor de extensión). Para eso, se le aplica una operación de saturación que opera separadamente sobre cada parte (real e imaginaria), obteniendo la señal X''_c . Esta operación se expresa como:

$$Re\{X''_{c,k}\} = \begin{cases} Re\{X'_{c,k}\} & \text{si } |Re\{X'_{c,k}\}| \leq L \\ L & \text{si } Re\{X'_{c,k}\} \geq L \\ -L & \text{si } Re\{X'_{c,k}\} < -L \end{cases} \quad (4.4)$$

$$Im\{X''_{c,k}\} = \begin{cases} Im\{X'_{c,k}\} & \text{si } |Im\{X'_{c,k}\}| \leq L \\ L & \text{si } Im\{X'_{c,k}\} \geq L \\ -L & \text{si } Im\{X'_{c,k}\} < -L \end{cases} \quad (4.5)$$

$$X''_c = Re\{X''_{c,k}\} + j * Im\{X''_{c,k}\} \quad (4.6)$$

Finalmente, los componentes que formarán la constelación final se elegirá dependiendo de dos siguientes condiciones:

$$\text{Condición 1} \begin{cases} Re\{X_k\} \text{ es extensible} \\ \& |Re\{X''_{c,k}\}| > |Re\{X_k\}| \\ \& Re\{X''_{c,k}\} \cdot |Re\{X_k\}| > 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\text{Condición 2} \begin{cases} Im\{X_k\} \text{ es extensible} \\ \& |Im\{X''_{c,k}\}| > |Im\{X_k\}| \\ \& Im\{X''_{c,k}\} \cdot |Im\{X_k\}| > 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

Donde, extensible implica que la parte real, imaginaria o ambas tengan permitido el movimiento hacia el exterior de la constelación, es decir, que no pertenezcan a los puntos internos.

La condición 1 (Ec. (4.7)) hace referencia a la parte real y la condición 2 (Ec. (4.8)) a la parte imaginaria. Si se cumplen las ecuaciones (4.7) y (4.8), se asigna la señal resultante del algoritmo (X_{ACE}) a X''_c y en caso contrario a X .

$$Re\{X_{ACE,k}\} = \begin{cases} Re\{X''_{c,k}\} & \text{Si Condición 1} \\ Re\{X_k\} & \text{e. o. c} \end{cases} \quad (4.9)$$

$$Im\{X_{ACE,k}\} = \begin{cases} Im\{X''_{c,k}\} & \text{Si Condición 2} \\ Im\{X_k\} & \text{e. o. c} \end{cases} \quad (4.10)$$

$$X_{ACE} = Re\{X_{ACE,k}\} + j * Im\{X_{ACE,k}\} \quad (4.11)$$

V_{CLIP} , G y L son parámetros del algoritmo ACE que contribuyen a la optimización de la reducción del PAPR. El estándar DVB-SH limita los posibles valores de dichos parámetros al siguiente conjunto:

$$V_{CLIP} \in [0: 0.1: 12.7] \text{ [dB]} \quad (4.12)$$

$$L \in [0.7: 0.1: 1.4] \quad (4.13)$$

$$G \in [0: 1: 31] \quad (4.14)$$

Mediante tres bucles iterativos con dichos parámetros, se ejecuta el algoritmo. La señal X_{ACE} se convierte al dominio temporal para evaluar la PAPR y ver si se ha conseguido el nivel de reducción deseado. Se repetirá este proceso con los bucles hasta obtener los valores óptimos de los parámetros L , G y V_{CLIP} que consigan la máxima reducción del PAPR. En este caso, se escogerá dichos valores óptimos en el algoritmo para dicha reducción y luego transmitir la señal.

4.2.2. ACE en sistemas VLC-OFDM

La diferencia entre el ACE en sistemas OFDM y en sistemas VLC-OFDM difiere de la señal de entrada. Ahora, la señal entrante al bloque ACE es una señal hermítica en dominio temporal. Por lo tanto, habrá que añadir un bloque FFT al inicio del diagrama de bloque de la Figura 4.3, como ilustra la siguiente figura.

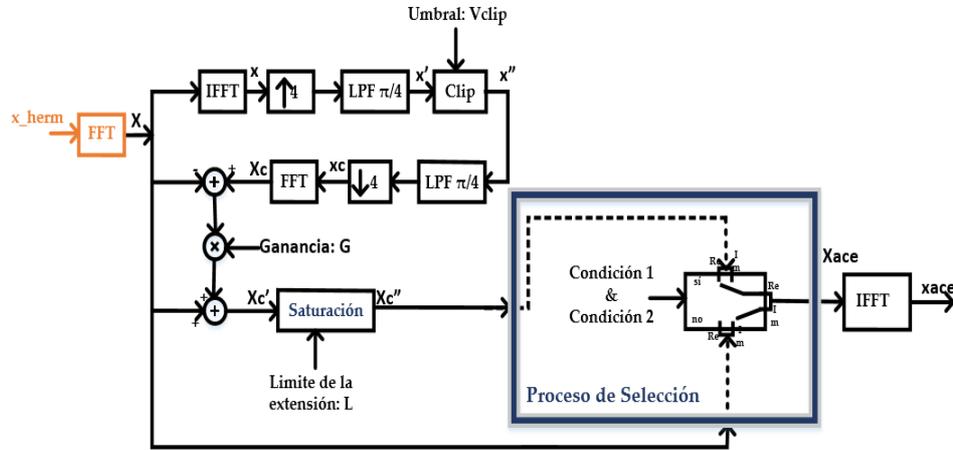


Figura 4.4: Implementación de ACE en un sistema VLC-OFDM

4.2.2.1. Modelo LED

En VLC, los LEDs son las principales fuentes de las no-linealidades. Estas no-linealidades provocan distorsiones que pueden compensarse usando un método de predistorsión. Con la predistorsión, la característica entrada-salida del LED puede linealizarse dentro un intervalo limitado $[V_{TOV}, V_{SAT}]$, donde V_{TOV} es la tensión de encendido y V_{SAT} la tensión de saturación, [22]. Este intervalo limitado será el rango dinámico del LED, que se define como:

$$DR = V_{SAT} - V_{TOV} \quad (4.15)$$

El nivel de iluminación del LED se determina por la potencia óptica media, O_{AVG} , que está asociado a la tensión media de entrada, V_{AVG} , (ver Figura 4.5), además de estar relacionado al factor de brillo (BF), [19].

$$BF = \frac{O_{AVG}}{O_{SAT}} = \frac{V_{AVG} - V_{TOV}}{DR} \quad (4.16)$$

Teóricamente, el BF toma valores dentro del rango $[0,1]$, pero en la práctica $BF < BF_{max}$, donde BF_{max} está limitado por la máxima tensión permisible de corriente continua del LED. Cuanto menor sea el factor de brillo, menor será el nivel de iluminación, por consiguiente menor será la capacidad de transmisión.

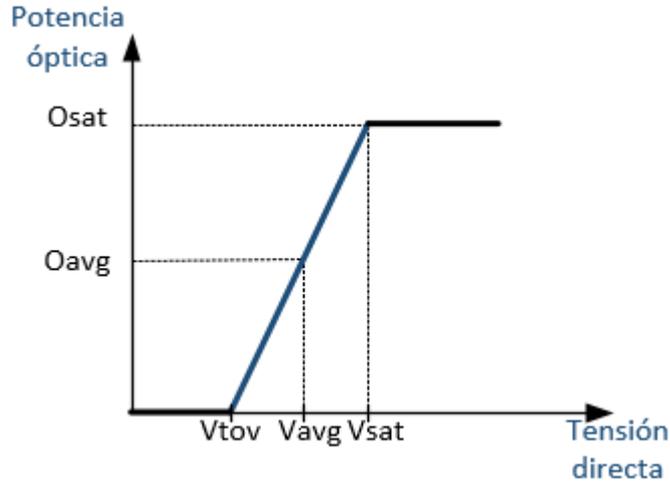


Figura 4.5: Característica lineal de entrada-salida de un LED ideal

Si observamos la Figura 3.8 del sistema DCO-OFDM, $y(t)$ es la señal que le llega al LED, y viene dado como:

$$y(t) = \alpha x(t) + B_{DC} \quad (4.17)$$

Donde α es un parámetro real para escalar $x(t)$ dentro del rango dinámico del LED y B_{DC} el nivel de polarización añadido para asegurar la unipolaridad de la señal OFDM a la entrada del LED cuando se usa la arquitectura DCO-OFDM, además de representar el valor medio de $y(t)$ ($E[y(t)] = B_{DC}$).

El factor de escala α es directamente proporcional a la varianza de y ($\sigma_y^2 = \alpha^2 \cdot \sigma_x^2$ donde σ_x^2 es la varianza de x). Si el valor de α es bajo, también lo será el valor de σ_y^2 , lo que provocaría una ineficiencia en el rango dinámico del LED. Por el contrario, si el valor de α es alto, se producirá un recorte en la señal óptica que podrá causar una degradación en el rendimiento de la comunicación y además afectar al control de brillo. Por lo tanto se usará el factor de escala para controlar la potencia de entrada del back-off (IBO). Cuanto menor sea la IBO, mayor será la potencia de la señal a la entrada del LED, pero la distorsión originada por el recorte podrá incrementarse.

$$IBO = DR^2 / (\alpha^2 \cdot \sigma_x^2) \quad (4.18)$$

Para cuantificar la distorsión en la señal se usará como figura de mérito, la magnitud vectorial de error (EVM), que se define como:

$$EVM = \sqrt{E[\sum_{k=0}^{M-1} |X_k^r - X_k^t|^2] / E[\sum_{k=0}^{M-1} |X_k^r|^2]} \quad (4.19)$$

Donde M es el número de símbolos, X_k^r y X_k^t son respectivamente el k -ésimo punto de la constelación recibido y transmitido y $E[.]$ es el valor esperado.

Una forma de analizar la eficiencia de los sistemas VLC es estudiando la eficiencia de la conversión de iluminación a comunicación (ICE):

$$ICE = \frac{D_o}{O_{AVG}} = \frac{D_i}{V_{AVG} - V_{TOV}} \quad (4.20)$$

Siendo D_o y D_i la desviación típica de la intensidad óptica de salida y de la señal eléctrica de entrada, respectivamente.

Cuanto mayor es el ICE, mayor es el rango dinámico pero menor es el nivel de iluminación. Por consiguiente, hay que considerar la relación ICE y "Biasing ratio (BR)", ya que la eficiencia depende del factor de brillo y de

la desviación típica de la señal eléctrica de entrada que está relacionada con el PAPR de la señal DCO-OFDM.

El “basing ratio” es un parámetro que está relacionado con el nivel de polarización B_{DC} . Se define como:

$$BR = (B_{DC} - V_{TOV})/DR \quad (4.21)$$

5. IMPLEMENTACIÓN DE LA TÉCNICA ACE EN VLC-OFDM. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

El éxito es el resultado de las decisiones acertadas, las decisiones acertadas son el resultado de la experiencia y la experiencia suele ser resultado de las decisiones equivocadas!

- Anthony Robbins -

En este capítulo, se explica cómo se ha llevado a cabo la implementación de los transmisores OFDM y VLC-OFDM y de la técnica del método ACE en ambos transmisores, analizándose posteriormente los distintos resultados de las simulaciones. El estudio constará de evaluar la técnica de reducción del PAPR, ACE, en un sistema VLC-OFDM, para eso, se compara la reducción del PAPR mediante la técnica ACE obtenido en los dos sistemas.

Para medir la reducción del PAPR, se usará la función de distribución acumulativa complementaria (CCDF, Complementary Cumulative Distributive Function), que indica la probabilidad de que el PAPR sea superior a un cierto umbral ($PAPR_0$). Matemáticamente, esto es:

$$CCDF = \Pr(PAPR > PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N \quad (5.1)$$

La CCDF del PAPR nos permitirá determinar y evaluar el rendimiento de la técnica de reducción de PAPR.

La herramienta utilizada para la simulación es el software matemático Matlab que ofrece un entorno de desarrollo integrado con un lenguaje de programación propio. Puede utilizarse para modelar y analizar sistemas, permitiendo trabajar con vectores y matrices como simple variable, realizar cálculos numéricos y representar gráficos, entre otros.

5.1. Implementación en Matlab de un transmisor OFDM

Las técnicas de reducción del PAPR se aplican antes del prefijo cíclico, por lo tanto, solo se implementarán los bloques del transmisor precedentes al prefijo cíclico, como se ilustra en la Figura 5.1.

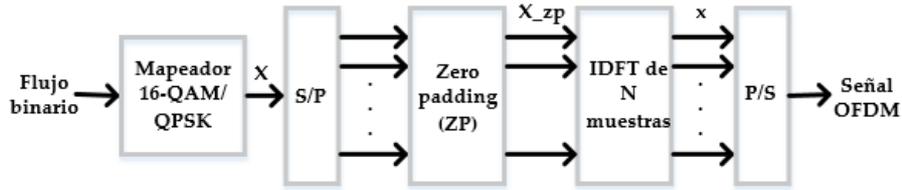


Figura 5.1: Diagrama de bloque del transmisor OFDM

La función que genera la señal OFDM y lo representa en tiempo y frecuencia es **sign_OFDM**. Recibe como entradas las siguientes variables:

- Nfft: Número de puntos de la FFT/IFFT. Debe ser una potencia de dos.
- Nsymb: Número de símbolos de cada portadora.
- M: Número de estados de la modulación o bien números de puntos de la constelación.

Mediante estas variables, se obtienen el número de muestras útiles (N_c), que se ha tomado como tres cuarto del número de puntos de la IFFT ($N_c = \frac{3}{4} N_{fft}$), y el número de muestras totales (N_s), dado por la multiplicación entre N_{symb} y N_c .

Como muestra el diagrama de bloque anterior, lo primero que se genera es el flujo binario aleatorio con longitud N_s . Este flujo, se convierte en una cadena de símbolos QPSK o 16-QAM (ver Figura 5.2) codificada en gray para así minimizar los errores de bits. Se normaliza dichos símbolos siguiendo la normalización propuesto en [20] y luego se agruparán en símbolos OFDM de longitud N_c . Posteriormente, se rellenan con ceros las partes laterales de cada símbolo de forma simétrica para que tengan una longitud de N_{fft} muestras. A estos ceros añadidos se les llama Zero Padding (ZP). Después se aplica la IFFT a la señal resultante obteniendo como resultado una señal OFDM en el dominio temporal.

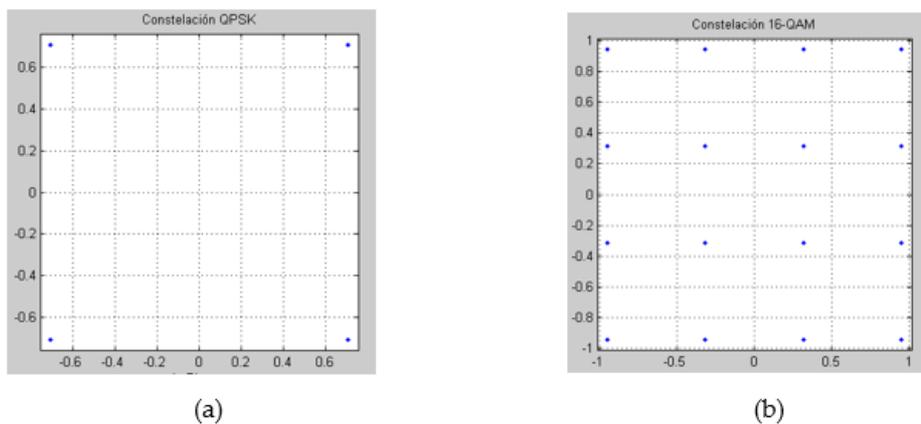


Figura 5.2: (a) Constelación QPSK; (b) Constelación 16-QAM

A continuación, se representa la señal OFDM en el dominio temporal, su potencia y su espectro para los siguientes valores de parámetros:

- $N_{fft} = 1024$;
- $N_{symb} = 100$;
- $M = 16$;

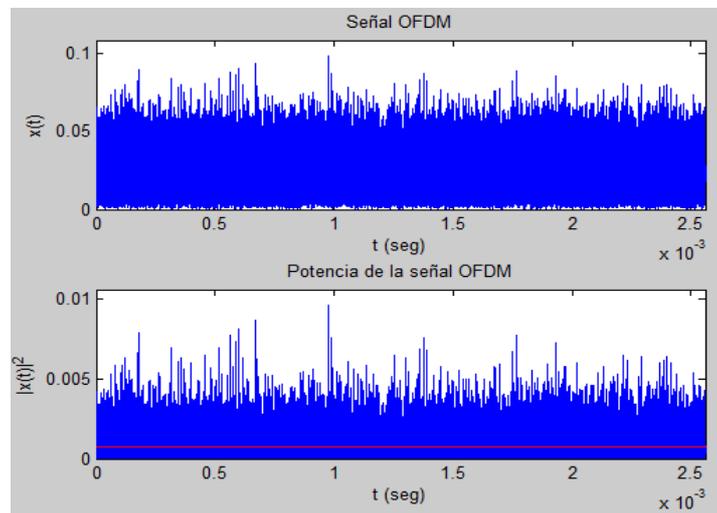


Figura 5.3: Representación en el dominio temporal de la señal OFDM y de su potencia

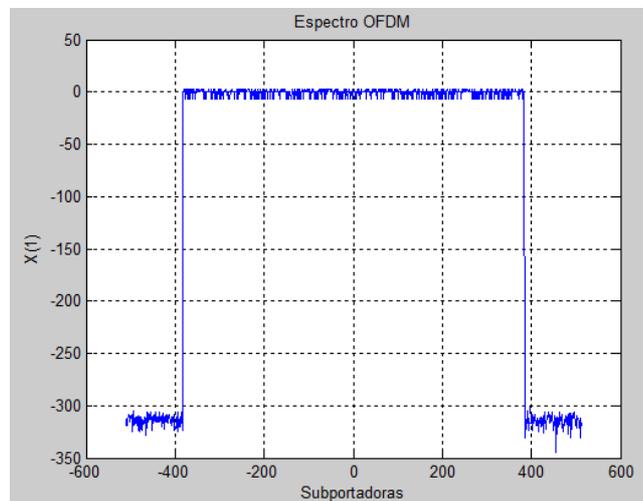


Figura 5.4: Espectro OFDM

Se puede apreciar los altos picos de la potencia de la señal OFDM en la Figura 5.3 que dan lugar al alto PAPR. Si se hace un zoom en dicha figura, se podría estimar mejor el PAPR, viendo la amplia diferencia de amplitud entre el pico más alto y la media de la señal, siendo la línea roja la media, como en la siguiente figura

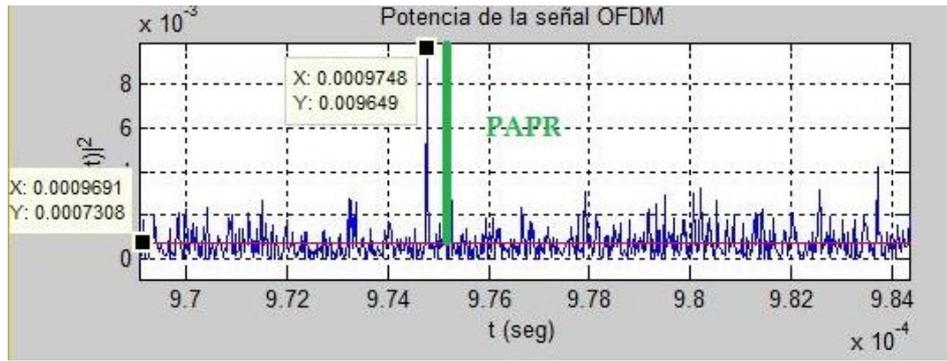


Figura 5.5: PAPR de la señal OFDM

5.2. Implementación en Matlab de la técnica ACE en un sistema OFDM

Para implementar la técnica ACE en un sistema OFDM, hay que aplicar el diagrama de bloque visto en la Figura 4.3 a la señal OFDM.

En este caso, la señal de entrada del algoritmo ACE es la señal en frecuencia que contiene los símbolos OFDM (salida del bloque Zero Padding (ZP) de la Figura 5.1). Dicha señal se rellena con $3 \cdot N_{fft}$ de ceros para poder tener un total de muestras de $4 \cdot N_{fft}$ y poder aplicarla posteriormente una IFFT de $4 \cdot N_{fft}$ muestras, con el fin de suavizarlo, prepararlo del clipping que vendrá a continuación y obtener más precisión en el cálculo del PAPR.

Antes de proceder con el bloque de clipping, se calcula el PAPR de la señal resultante de la IFFT con la finalidad de compararlo con el PAPR de la señal reducida. Luego, se continúa con los siguientes bloques. A la salida del bloque FFT, se selecciona solo las primeras N_{fft} muestras, donde están ubicados nuestros datos y a continuación seguir con el resto de los bloques. Después del proceso de selección y antes de salir de los tres bucles anidados, se calcula el PAPR de la señal reducida y la reducción hecha, almacenando dicha reducción y sus correspondientes parámetros V_{CLIP} , G y L en una tabla. A la salida de los tres bucles, se busca en la tabla anterior los valores óptimos V_{CLIP} , G y L que dan lugar a la máxima reducción.

Con los valores óptimos V_{CLIP} , G y L , se vuelve a aplicar el algoritmo, pero en este caso sin bucles, para así calcular la CCDF y evaluar el resultado de las simulaciones.

Estos parámetros se han simulado en el rango de valores definido en el estándar DVB-SH [20]:

$$V_{CLIP} \in [0: 0.1: 12.7] \text{ [dB]}$$

$$L \in [0.7: 0.1: 1.4]$$

$$G \in [0: 1: 31]$$

5.2.1. Resultados de la simulación

Los valores óptimos obtenidos al aplicar el algoritmo ACE se resume en la siguiente tabla:

M	N_{fft}	V_{clip}	G	L	PAPR Inicial	PAPR Final	Máxima Reducción
4	64	3.4	29	1.3	7.1689dB	5.1663dB	2.0026dB

16	64	5.9	30	1.4	7.1058dB	6.0720dB	1.0338dB
4	256	4.5	17	1.2	8.2203dB	5.7681dB	2.4522dB
16	256	6.6	15	1.4	8.2771dB	6.8533dB	1.4238dB
4	1024	4.7	30	1.1	9.0819dB	6.0561dB	3.0257dB
16	1024	6	17	1.4	9.1222dB	6.7468dB	2.3753dB

Tabla 5.1: Valores óptimos de los parámetros ACE en el sistema OFDM

Para analizar con más precisión la reducción del PAPR obtenida, se calculará la CCDF del PAPR de la señal OFDM para 10000 símbolos y para distintos valores de M y de NFFT.

En la Figura 5.6 y la Figura 5.7, se representan la CCDF del PAPR de la señal OFDM con y sin reducción del PAPR para una constelación QPSK y 16-QAM respectivamente y para Nfft igual a 64, 256 y 1024.

La Figura 5.6 presenta la CCDF en la constelación QPSK. Se puede apreciar una reducción considerable para las distintas Nfft con $CCDF = 10^{-4}$. Como dice la teoría, se puede observar que cuanto mayor es la Nfft, mayor es el PAPR, y además cuanto mayor es la Nfft mayor es la reducción del PAPR. Por lo tanto, para Nfft = 1024 obtenemos una reducción de 4.4899dB, sin embargo cuando Nfft = 64, la reducción se reduce a 3.0348dB.

Para la constelación 16-QAM (Figura 5.7), se obtiene una reducción menor que la obtenida en QPSK puesto que el método ACE funciona mejor en sistemas con menores puntos de constelación, ya que cuanto mayor sea el orden de la constelación, mayor será el número de puntos interiores que no se puedan mover. Por lo tanto para Nfft = 1024, la reducción pasa a ser 3.7132dB y para Nfft = 64, 0.9482dB.

La tabla siguiente recoge las distintas reducciones obtenidas en ambas constelaciones para los distintos Nfft.

Constelación	Nfft = 64	Nfft = 256	Nfft = 1024
QPSK	3.0348 dB	4.1797 dB	4.5899 dB
16-QAM	0.9482 dB	2.7950 dB	3.7132 dB

Tabla 5.2: Reducción del PAPR en un sistema OFDM para una $CCDF=10^{-4}$

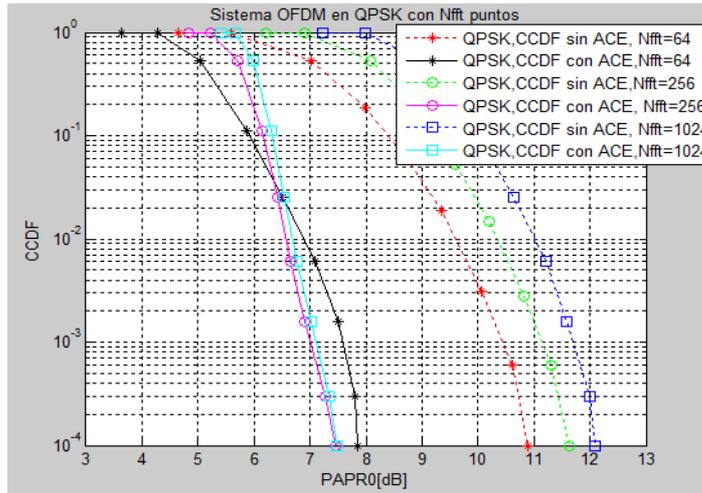


Figura 5.6: CCDF para una señal OFDM en QPSK

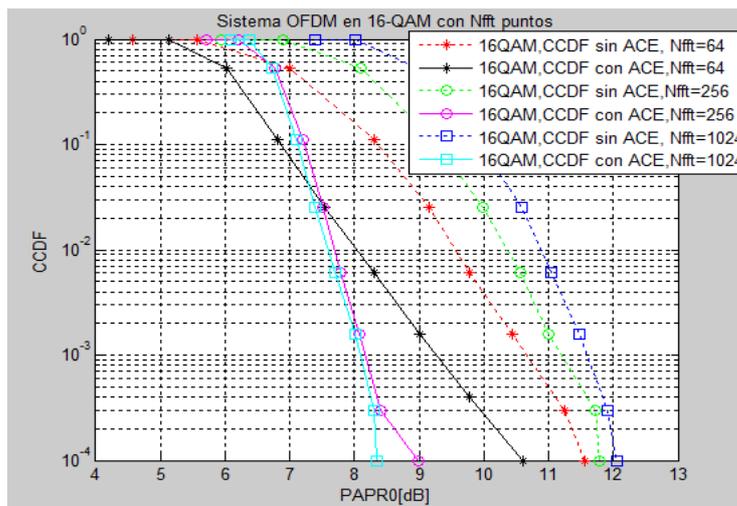


Figura 5.7: CCDF para una señal OFDM en 16-QAM

En Figura 5.8 y Figura 5.9 se representan las constelaciones QPSK y 16-QAM de las señales sometidas al algoritmo ACE, donde se aprecian el movimiento de los puntos dependiendo de las posiciones que ocupan y de la constelación.

Cada uno de las constelaciones se representará para Nfft igual a 64 y 1024, para así poder apreciar el aumento de los números de puntos que se mueven conforme Nfft aumenta debido al incremento del número de puntos de la señal. Eso conlleva a tener una mayor reducción en el PAPR como se vio anteriormente con las CCDF. La simulación está basada en 100 símbolos. Así mismo, cuanto mayor es el número de símbolo, mayor será el número de puntos movibles.

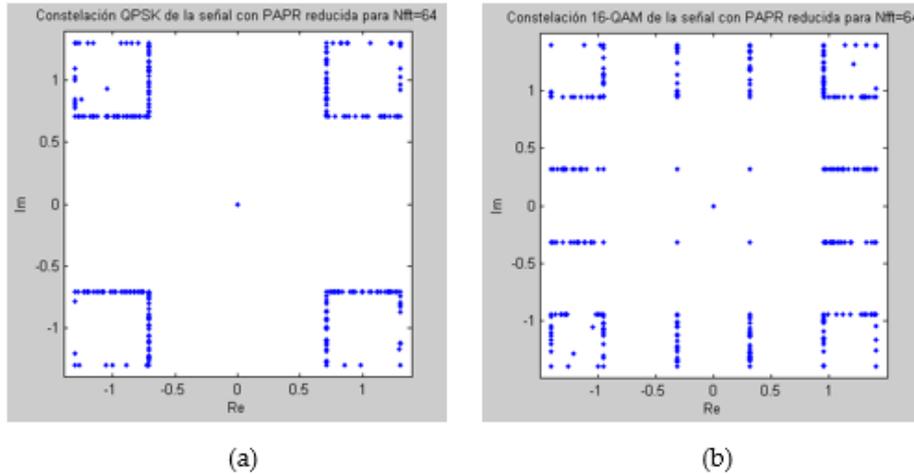


Figura 5.8: Constelaciones extendidas en un sistema OFDM para $N_{fft} = 64$; (a)QPSK, (b)16-QAM

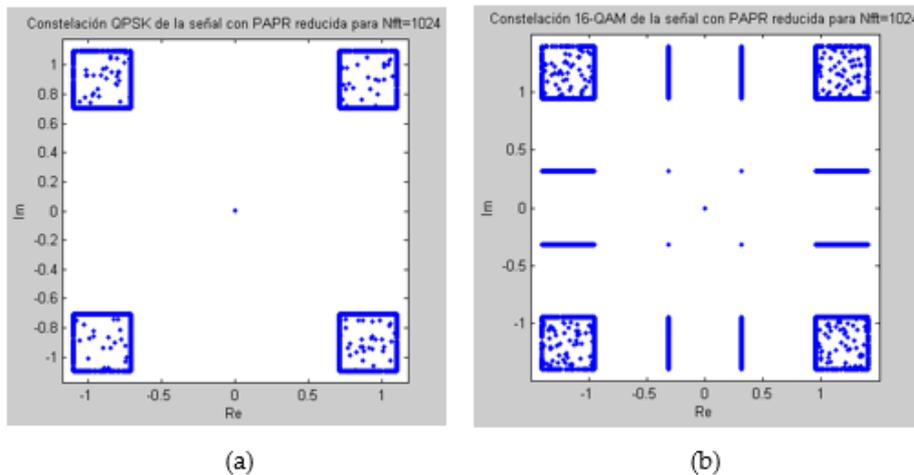


Figura 5.9: Constelaciones extendidas en un sistema OFDM para $N_{fft} = 1024$; (a)QPSK, (b)16-QAM

5.3. Implementación en Matlab de un transmisor DCO-OFDM

Como se vio en la implementación del transmisor OFDM, sólo se va a implementar los bloques precedentes al prefijo cíclico para poder aplicar posteriormente la reducción del PAPR. El bloque perteneciente a la generación de la señal DCO-OFDM que convierte la señal bipolar a unipolar, va después del prefijo cíclico, pero no se implementará porque es irrelevante el estudio del prefijo cíclico para el estudio del PAPR. Por lo tanto, esta parte no se simulará.

La diferencia entre el transmisor OFDM implementada en la Figura 5.1 y el de DCO-OFDM implementada en la Figura 5.10 es el bloque de la simetría hermítica a parte de los números de muestras generados.

En DCO-OFDM, los datos transportados están en las primeras $N_{fft}/2$ muestras, los siguientes $N_{fft}/2$ muestras llevan la simetría conjugada de los datos, sabiendo que las muestras situadas en $k=0$ y en $k=N/2$ son iguales a cero. Por lo tanto se generará $N_c/2$ muestras útiles en vez de N_c muestras, esto es, la longitud del flujo de bits generados será $N_s = \frac{N_c}{2} * N_{symp}$.

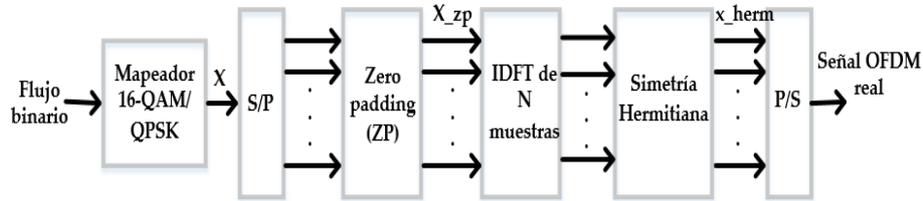


Figura 5.10: Implementación del transmisor DCO-OFDM

Después de obtener la señal modulada en QPSK o en 16-QAM se generará la señal hermítica de la siguiente forma:

1. Se calcula el número de zero padding necesario para las primeras $N_{fft}/2$ muestras de la siguiente forma:

$$N_{zpp} = \frac{N_{fft}}{2} - N_c - 1 \quad (5.2)$$

El valor '1' representa la primera muestra con valor cero que hay que añadir.

2. Se añade a la señal modulada N_{zpp} ceros al final de las muestras, obteniendo la señal X_h con una longitud de $N_{fft}/2-1$ muestras.
3. Se calcula la simetría conjugada de la señal anterior, obteniendo la señal X'_h .
4. La señal hermítica se forma concatenando la señal generada en el paso 2 con el del paso 3, añadiendo un cero antes y después de X_h , es decir:

$$X_{herm} = [0 X_h 0 X'_h] \quad (5.3)$$

Con estos cuatro pasos, conseguimos una señal hermítica. A esta señal, hay que aplicarle la IFFT con el fin de obtener una señal real en el dominio temporal.

En las siguientes figuras, se representan la señal hermítica en el dominio del tiempo y su espectro para $N_{symp} = 1$, $N_{fft} = 128$ y $M = 16$. Se puede ver que dicha señal es real.

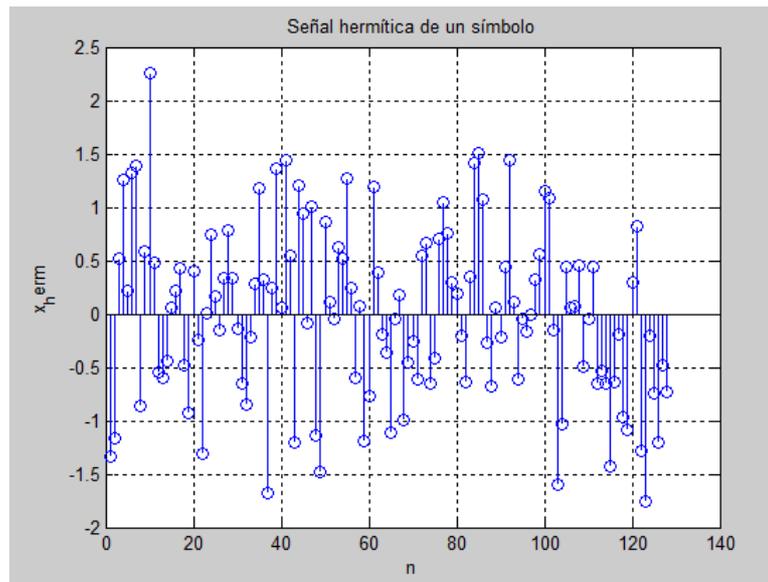


Figura 5.11: Señal hermitica en el dominio temporal

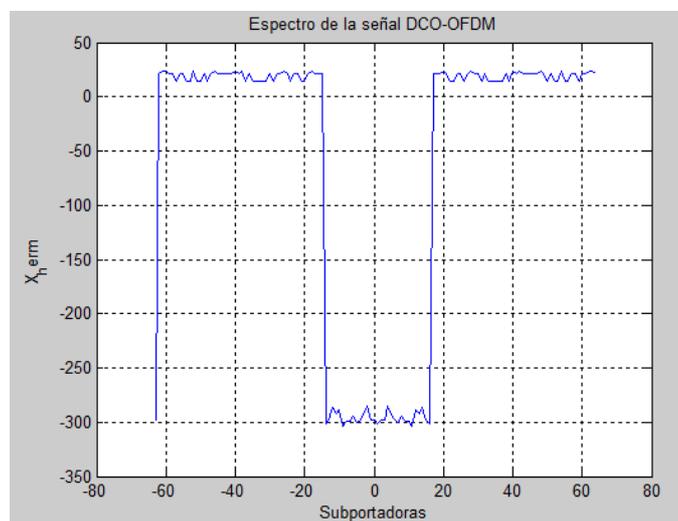


Figura 5.12: Espectro de la señal hermitica

5.4. Implementación en Matlab de la técnica ACE en un sistema DCO-OFDM

Se usará el diagrama de bloque de la técnica ACE, visto en la Figura 4.4, para implementarlo en un sistema DCO-OFDM.

Como en el caso del sistema OFDM, hay que rellenar con $3 \cdot N_{fft}$ ceros a la FFT de la señal de entrada del algoritmo (salida del primer bloque de FFT, X), pero en este caso, los ceros se rellenarán en la parte central de X y no en la parte lateral como ocurría en el sistema OFDM. Es decir, los $3 \cdot N_{fft}$ ceros se añaden justo después de las primeras $N_{fft}/2$ muestras. A continuación, se sigue con los mismos pasos explicados en el apartado 5.2 hasta llegar a la salida del bloque de la segunda FFT. A la hora de seleccionar las muestras donde están ubicados los datos, se seleccionaran solo las primeras $N_{fft}/2$, puesto que las últimas $N_{fft}/2$ muestras son dependientes de ellas. De las $N_{fft}/2$ primeras muestras, se eliminan la primera muestra (con valor cero) y las muestras de los zeros padding, dado que no aportan información a los datos. Después, se aplican a las muestras seleccionadas los demás bloques que quedan para llevar a cabo la reducción del PAPR.

Cuando obtengamos la señal X_{ace} , antes de medir el PAPR, reconstruimos la señal anterior para que sea hermítica, añadiendo la primera muestra (con valor cero), los zeros padding y las $N_{fft}/2$ muestras dependientes.

Se sobremuestra la señal con un factor cuatro, del modo explicado anteriormente, para poder obtener más precisión en el cálculo del PAPR.

El resto de la implementación es idéntica a lo explicado en el apartado 5.2.

5.4.1. Resultados de la simulación

Al aplicar el algoritmo ACE, la máxima reducción del PAPR se obtiene con los valores óptimos de la Tabla 5.3:

M	Nfft	Vclip	G	L	PAPR Inicial	PAPR Final	Máxima Reducción
4	64	1.9dB	31	1.4	8.8593dB	6.9046dB	1.9548dB
16	64	4.4dB	31	1.4	8.8285dB	7.7742dB	1.0543dB
4	256	2.5dB	18	1.4	10.1309dB	7.3912dB	2.7397dB
16	256	5dB	31	1.4	10.1349dB	8.3414dB	1.7935dB
4	1024	3.3dB	10	1.3	11.1545dB	7.7562dB	3.3983dB
16	1024	5.2dB	31	1.4	11.1461dB	8.6702dB	2.4759dB

Tabla 5.3: Valores óptimos de los parámetros ACE en el sistema DCO-OFDM

Con estos valores óptimos se calculará la CCDF del PAPR de la señal DCO-OFDM para 10000 símbolos y para distintos valores de N_{fft} y de M , reduciendo el PAPR mediante el método ACE y sin reducirlo

La Figura 5.13 y la Figura 5.14 representan la CCDF del PAPR en un sistema DCO-OFDM para una constelación de QPSK y de 16-QAM respectivamente para N_{fft} igual a 64, 256 y 1024.

En la Figura 5.13, se aprecia que para una $CCDF = 10^{-4}$, el PAPR de las señales originales sobrepasa los 13dB, mientras que el PAPR de las señales sometidas al algoritmo de reducción ACE está por debajo de los 11dB. Para $N_{fft} = 1024$, la reducción es de 5.7075dB, en cambio para $N_{fft} = 64$, la reducción es de 2.0931dB, como cabe de esperar, la reducción es menor para $N_{fft} = 64$.

En la Figura 5.14 (constelación 16-QAM), la reducción debe ser inferior a la obtenida del QPSK. Por lo tanto, para una $CCDF = 10^{-4}$, el PAPR se reduce considerablemente a 0.5087dB para $N_{fft} = 64$, y para $N_{fft} = 1024$ a 3.7161dB.

En la Tabla 5.4, se refleja la reducción conseguido en el sistema DCO-OFDM para una constelación de QPSK y de 16 QAM y para los tres distintos valores de N_{fft} .

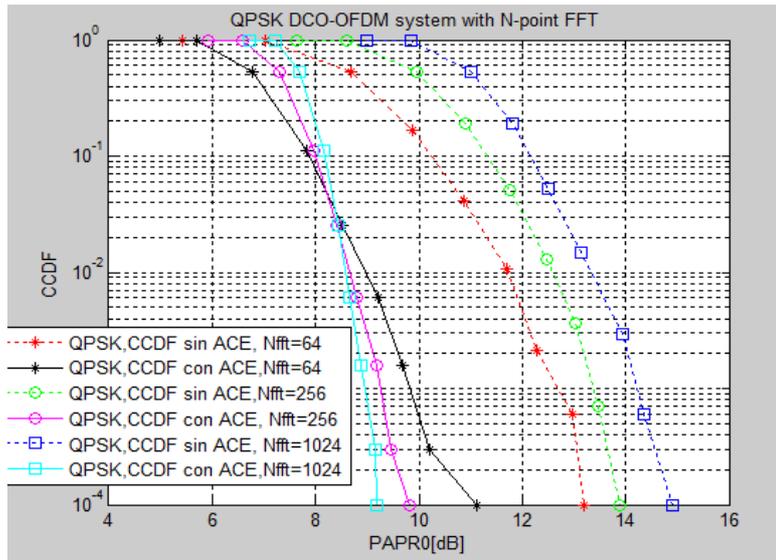


Figura 5.13: CCDF para una señal DCO-OFDM en QPSK

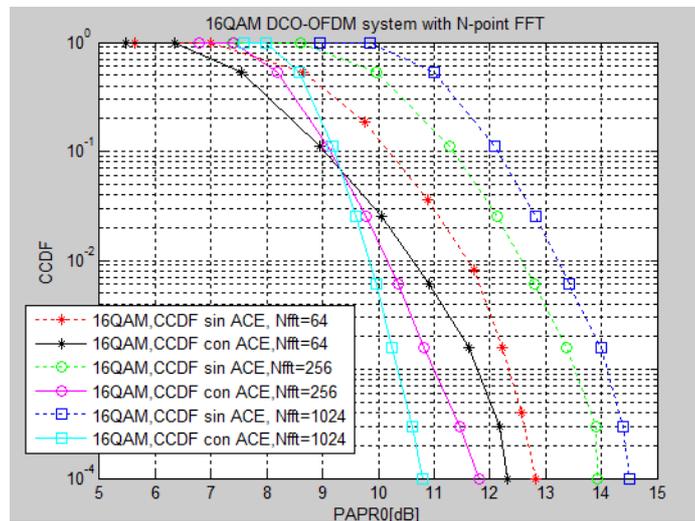


Figura 5.14: CCDF para una señal DCO-OFDM en 16-QAM

Constelación	Nfft = 64	Nfft = 256	Nfft = 1024
QPSK	2.0931 dB	4.0784 dB	5.7075 dB
16-QAM	0.5087 dB	2.1218 dB	3.7161 dB

Tabla 5.4: Reducción del PAPR en un sistema DCO-OFDM para una CCDF= 10^{-4}

Como anteriormente, se representará las constelaciones de las señales extendidas en QPSK y en 16-QAM para Nfft igual a 64 y 1024 y para 100 símbolos.

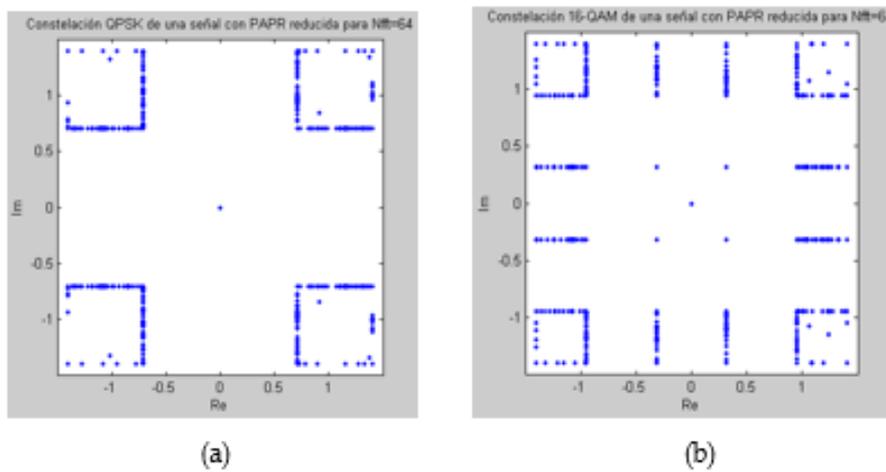


Figura 5.15: Constelaciones extendidas en un sistema DCO-OFDM para Nfft = 64; (a) QPSK, (b) 16-QAM

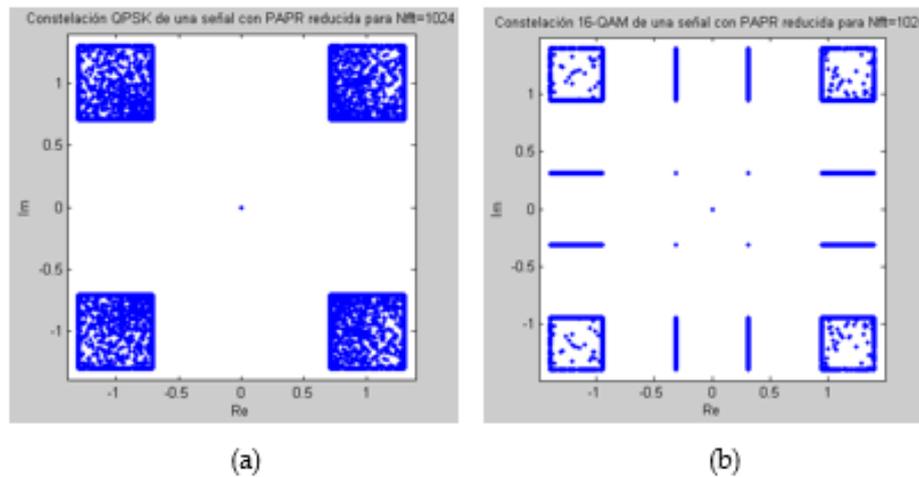


Figura 5.16: Constelaciones extendidas en un sistema DCO-OFDM para Nfft = 1024; (a) QPSK, (b) 16-QAM

El algoritmo ACE implementado en este proyecto está propuesto por el estándar de DVB-T2 [20], que emplea la modulación OFDM convencional. Por lo tanto, el algoritmo debe funcionar mejor en el OFDM convencional que en el VLC-OFDM, puesto que se ha tenido que adaptar el algoritmo para un sistema VLC.

En las dos siguientes figuras, se ilustra la diferencia de reducción del PAPR entre los dos sistemas para una Nfft igual a 64 y 1024 en QPSK y en QAM

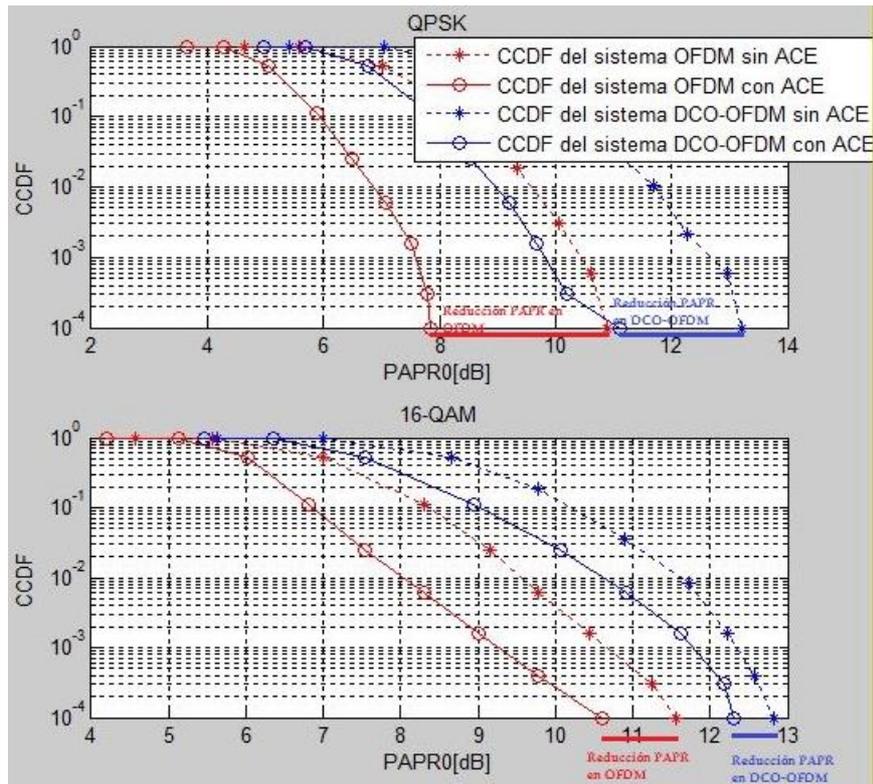


Figura 5.17: Diferencia de reducción del PAPR entre OFDM y DCO-OFDM para $N_{fft}=64$

En el caso de $N_{fft} = 64$ (Figura 5.17), la reducción es mayor en el sistema OFDM que en el DCO-OFDM, con una diferencia de 0.9417dB en QPSK y de 0.4395dB en 16-QAM. Son diferencias muy pequeñas, por lo tanto se puede decir que el algoritmo adaptado a OFDM-VLC funciona casi igual de bien que el algoritmo original de DVB-T2 para OFDM.

Sin embargo, para $N_{fft} = 1024$ (Figura 5.18) ocurre lo contrario al caso anterior. La reducción es mejor en el sistema DCO-OFDM que en el OFDM, con una diferencia de 1.1176dB en QPSK y de 0.0029dB en 16-QAM. En QPSK, la diferencia es un poco grande, lo que no es habitual, pero eso implicaría que el algoritmo ACE del estándar DVB-T2 adaptado a VLC-OFDM podría llegar a funcionar mejor en un sistema VLC-OFDM que en un sistema OFDM convencional para altos números de puntos FFT/IFFT.

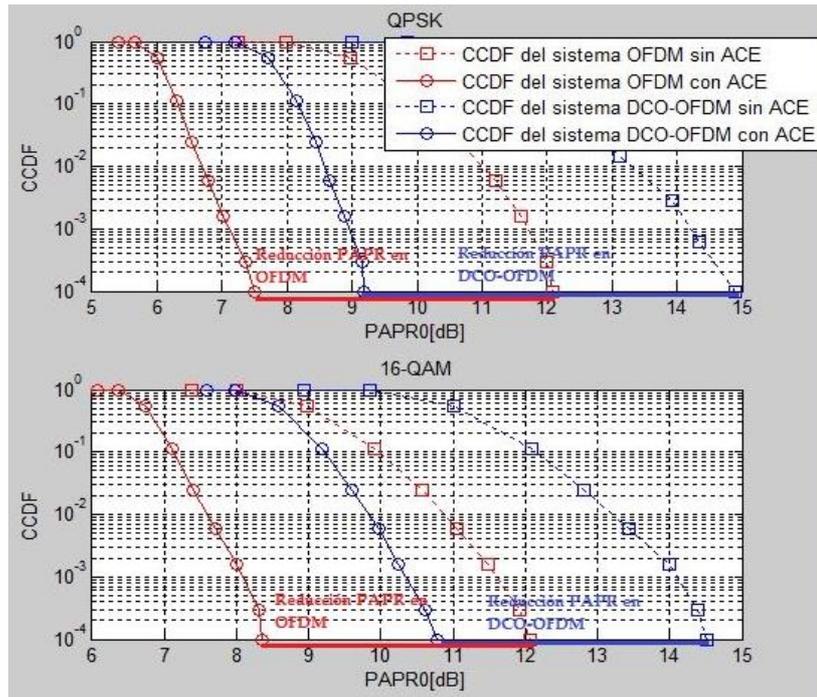


Figura 5.18: Diferencia de reducción del PAPR entre OFDM y DCO-OFDM para $N_{fft}=1024$

Si se hace simulaciones con unas semillas distintas a la anterior, pero centrándose sólo en $N_{fft} = 1024$ para ambos sistemas y constelaciones, se vuelve a apreciar que la reducción del PAPR es mayor en el sistema VLC-OFDM que en el OFDM convencional. En la Figura 5.19 se ha tomado una semilla=3 mientras que en la Figura 5.20 una semilla=10.

La siguiente tabla ilustra las reducciones obtenidas para $N_{fft} = 1024$ en ambos sistemas para tres semillas distintas, donde se aprecia que se ha conseguido mayores reducciones en el DCO-OFDM que en el OFDM

Semilla	Sistema	QPSK	16-QAM
1	OFDM	4.5899dB	3.7132dB
	DCO-OFDM	5.7075dB	3.7161dB
3	OFDM	4.9334dB	3.5720dB
	DCO-OFDM	5.6791dB	4.0481dB
10	OFDM	4.6048dB	3.8524dB
	DCO-OFDM	5.3029dB	4.0036dB

Tabla 5.5: Reducción PAPR para $N_{fft}=1024$ y para distintas semillas

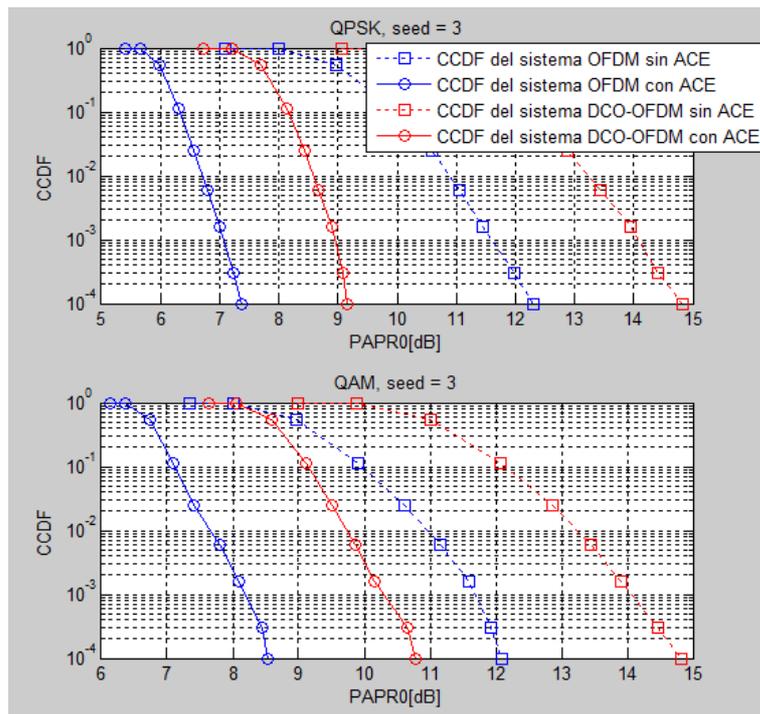


Figura 5.19: Diferencia de reducción del PAPR entre OFDM y DCO-OFDM para $N_{fft}=1024$, en la semilla=3

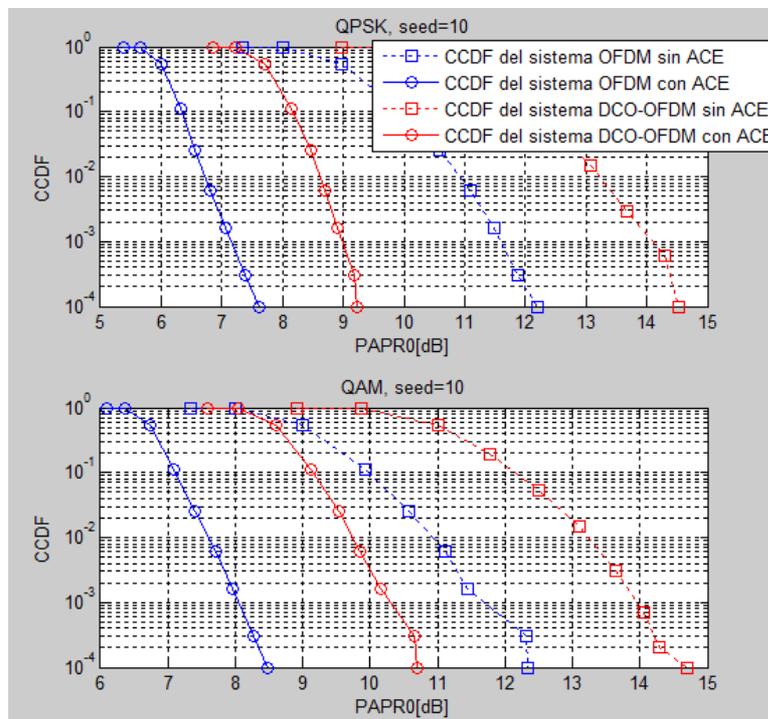


Figura 5.20: Diferencia de reducción del PAPR entre OFDM y DCO-OFDM para $N_{fft}=1024$, en la semilla=10

5.4.2. Análisis teórico del modelo LED

Las reducciones del PAPR obtenidas mediante el algoritmo ACE, implican una mejora en términos de EVM y de ICE.

El alto PAPR afecta al sistema VLC-OFDM debido al rango dinámico de los LEDs ($DR = V_{SAT} - V_{TOV}$). Como vimos en el apartado 4.2.2.1, el nivel de iluminación depende de la potencia óptica radiada media (O_{AVG}) que a su vez está relacionado con el factor de brillo (BF).

Si se reduce el PAPR, hay menos distorsión provocado por el clipping, lo que se traduce a tener un menor EVM. Cuánto menor es el EVM, mejor es la eficiencia ICE para $BF=0.5$, esto es, que el BF está lejos de sus extremos (V_{AVG} está lejos de V_{TOV} y de V_{SAT}). Por lo tanto, se tendrá una mejor capacidad de comunicación y un buen nivel de iluminación en el LED.

Cuando no se aplica un algoritmo de reducción para el alto PAPR, se tendrá una alta desviación típica de la señal entrante al LED, lo que implica tener un bajo back off de entrada (IBO), que se traduce a un incremento de distorsión debido al clipping. Cuánto menor es el IBO, mayor es el EVM y peor es la ICE, ya que se decremента el nivel de iluminación, por lo tanto la capacidad de transmisión.

6. CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURO

Cada sueño que dejas atrás, es una parte del futuro que dejas morir...

- Steve Jobs -

6.3. Conclusiones

El principal objetivo a la hora de realizar este Proyecto Fin de Carrera ha sido evaluar la reducción del PAPR en un sistema VLC-OFDM implementando el algoritmo ACE propuesto por el estándar DVB-T2. Antes de implementar dicho algoritmo, se ha tenido que realizar algunos estudios sobre la modulación OFDM, puesto que es la base para estudiar el comportamiento del PAPR, sobre el sistema VLC para comprender su característica y funcionamiento con el fin de poder adaptar la modulación OFDM y el algoritmo ACE en dicho sistema, y sobre la técnica de reducción PAPR ACE.

Una de las conclusiones principales obtenida con respecto a OFDM es el efecto negativo del PAPR que se incrementa con el número de portadoras (N_{fft}) y del tamaño de la constelación.

En un sistema VLC, la señal que atraviesa el transmisor debe ser real y positiva, eso conllevó a adaptar la señal OFDM a una señal VLC-OFDM, mediante la arquitectura DCO-OFDM, con el que hay que tener mucho cuidado a la hora de añadir el nivel continuo ya que depende de los parámetros de LED usados y podría afectar a la eficiencia del sistema. Pero por falta de tiempo, no se ha podido simular el modelo LED para ver cómo afecta el sistema con el nivel continuo y las mejoras obtenidas al reducir el alto PAPR.

Con las simulaciones hechas, se puede comprobar que el algoritmo ACE funciona mejor en las constelaciones de bajo orden que en las de alto orden. Además, cuánto mayor es el número de puntos de la FFT/IFFT, mayor es la reducción obtenida.

Cuanto mayor es el número de puntos de la FFT/IFFT, el algoritmo ACE puede llegar a funcionar mejor en el sistema VLC-OFDM que en OFDM convencional, obteniendo una diferencia de reducción de más de 1dB con respecto al sistema convencional.

6.4. Líneas de Trabajo Futuro

Como futuras líneas de trabajo, se podría hacer una ampliación de este trabajo de investigación, aprovechando los resultados obtenidos de las reducciones para estudiar el modelo LED y sus parámetros con el fin de evaluar la mejora el sistema.

Además de eso, sería interesante proponer algunas modificaciones del algoritmo ACE de DVB-T2 adaptado a un sistema VLC-OFDM que ofrezca mejoras en la reducción del PAPR o bien usar el mismo algoritmo implementado en este proyecto, usando otras métricas como por ejemplo la tasa de error de bit (BER) para analizar la fiabilidad de la señal en el sistema y también para ver cómo pueden repercutir los efectos negativos de la señal en la técnica ACE.

Asimismo se podría evaluar la reducción del PAPR usando la técnica ACE en un sistema VLC pero usando la arquitectura ACO-OFDM o FLIP-OFDM, comparando los resultados obtenidos de las simulaciones con los obtenidos en este proyecto, con el fin de estudiar el rendimiento de cada uno, usando la métrica de la BER y del PAPR en un sistema VLC.

El algoritmo ACE implementado en este proyecto tiene un alto coste computacional en Matlab, sobre todo a valores muy altos de número de muestras y/o número de símbolos. Sería conveniente como futura línea de trabajo estudiar cómo mejorar el algoritmo para aligerar el tiempo de ejecución a más número de muestras o símbolos.

REFERENCIAS

- [1] H. Haas, R. Mesleh y H. Elgara, «An model for intensity modulated optical communication systems,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, nº 11, June 1, 2010.
- [2] Z. Ghassemlooy, W. Popoola y S. Rajbhandari, de *Optical Wireless Communications, System and Channel Modelling with MATLAB*, Taylor and Francis Group, pp. 448-449, 77-78.
- [3] D. O'Brien, L. Zeng, H. Le-Minh, G. Faulkner, J. Walewski y S. Randel, «Visible Light Communications: challenges and possibilities,» *IEEE*, pp. 2-4, Sept. 2008.
- [4] F. Zafar, D. Karunatilaka y R. Parthiban, «Dimming schemes for light communication: the state of research,» *IEEE Wireless Communication*, vol. 22, nº 2, p. 31, April 2015.
- [5] M. V. Bhalerao y S. S. Sonavane, «Visible light communication: A smart way towards wireless communication,» *IEEE*, pp. 1371-1373, Sept. 2014.
- [6] H.-S. Kim, D.-R. Kim, S.-H. Yang, Y.-H. Son y S.-K. Han, «an Indoor Visible Light Communication Positioning System a RF carrier Allocation Technique,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, nº 1, January 1 2013.
- [7] R. W. Chang, «Synthesis of band limited orthogonal signals for multichannel data transmission,» *The Bell System Technical Journal*, Dec. 1966.
- [8] B. R. Saltzberf, «Performance of an efficient parallel data transmission system,» *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vols. %1 de %2COM-15, nº 6, Dec. 1967.
- [9] S. B. Weinstein, Ebert y Paul M., «Data Transmission by Frequency Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform,» *IEEE Transactionns on Communication Technology*, Vols. %1 de %2COM-19, nº 5, Oct. 1971.
- [10] Y. S. Yameogo, «Études de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal au système SC-FDMA,» *Signal and Image Processing, Université Rennes I*, pp. 15-16, 2011.
- [11] «Telecommunication System Team,» [En línea]. Available: <http://www.tlc.dii.univpm.it/sistemi/CW/files/OFDM.pdf>. [Último acceso: Agosto 2015].
- [12] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang y C.-G. Kang, de *Mimo-OFDM Wireless Communications with Matlab*, Singapore, John Wiley & Sons, 2010, pp. 121-128.
- [13] K. Bandara, P. Niroopan y Y.-H. Chung, «PAPR Reduced OFDM Visible Light Communications using Exponential Nonlinear Comanding,» *IEEE*, pp. 121-128, 21-23 OCT. 2013.
- [14] S. D. Dissanayake y J. Armstrong, «Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, nº 7, April 1 2013.
- [15] N. Fernando, Y. Hong y E. Viterbo, «Flip-OFDM for Optical Wireless Communications,» *IEEE*, pp. 5-9,

16-20 Oct. 2011.

- [16] E. Mercadillo Sotos, «Comparación de técnicas de reducción de la PAPR OFDM,» *Proyecto Fin d Carrera, Universidad Carlos III de Madrid*, Oct. 2011.
- [17] A. López, P. L. Gilabert, G. Montoro, E. Bertran y J. M. Joyé, «Análisis comparativo de técnicas de reducción de PAPR en señales OFDM,» *Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicación, Universidad Politécnica de Cataluña*.
- [18] M. Zubair Farooqui, P. Saengudomlert y S. Kaiser, «Average Transmit Power Reduction in OFDM-Based Indoor Wireless Optical Communications using SLM,» de *6th International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE 2010*, Dhaka, Bangladesh, 18-20 Dec. 2010.
- [19] J. Garcia Doblado, A. C. Oria Oria, V. Baena-Lecuyer, P. Lopez y D. Perez-Calderon, «Cubic Metric Reduction for DCO-OFDM Visible Light Communication Systems,» *IEEE, Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, nº 10, May 15, 2015.
- [20] European Telecommunications Standard Institute (ETSI) York, «Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2),» *EN 302755-v1.2.1*, pp. 114-115, February 2011.
- [21] J. Garcia Doblado, A. C. Oria Oria, D. Perez Calderón , P. López y V. Baena-Lecuyer, «Improved power efficiency dor DVB-SH transmitters,» *Microelectronics Journal*, Feb. 2013.
- [22] Z. Yu, R. J. Baxley y G. T. Zhou, «Peak-To-Average Power Ratio an Illumination-To Communication efficiency considerations in Visible Light OFDM Systems,» Atlanta, GA, 30332 USA.
- [23] «Pion,» [En línea]. Available: <http://www.pion.cz/es/article/?catID=33>. [Último acceso: Junio 2015].
- [24] «Master en Apps,» [En línea]. Available: <http://www.masterenapps.com/blog/li-fi-los-datos-tambien-viajan-por-la-luz-visible/>. [Último acceso: Sept. 2015].
- [25] «Visible Light Communications,» [En línea]. Available: <http://visiblelightcomm.com/top-10-visible-light-communications-applications/>. [Último acceso: 22 Sept. 2015].

