

Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería de
Telecomunicación

Reducción de Métrica Cúbica en sistemas LiFi

Autor: Rafael Luis Ocaña Montero

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

**Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla**

Sevilla, 2020



Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Reducción de Métrica Cúbica en sistemas LiFi

Autor:

Rafael Luis Ocaña Montero

Tutor:

Vicente Baena Lecuyer

Profesor titular

Departamento de Ingeniería Electrónica

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020

Trabajo Fin de Máster: Reducción de Métrica Cúbica en sistemas LiFi

Autor: Rafael Luis Ocaña Montero

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

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

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2020

El Secretario del Tribunal

Agradecimientos

Nunca está de más ser agradecido con todas las personas que en mayor o en menor medida nos hacen ser quienes somos, quienes nos aportan en el día a día y que indudablemente sin ellos no estaríamos en el lugar ni en el momento que nos encontramos y por ello quiero dedicar estas líneas a esas personas que, con cariño y atención, tanto han aportado a lo largo de mi vida estudiantil y por tanto a llegar a completar esta etapa.

Entre ellos quiero incluir a todos los compañeros con los que he compartido tantas clases, horas de estudio, de trabajos y sobre todo tan buenos momentos. Gracias, chicos, sin vosotros, seguro que estos años no habrían sido ni la mitad de los buenos que han sido, me llevo grandes amigos.

También, agradecer a todos los profesores que, con tanta profesionalidad, dan lo mejor de ellos mismos para seguir formándonos años tras años, y en particular a mi tutor, Vicente, que, aunque haya tardado media vida en completar este trabajo, siempre ha estado dispuesto a ayudar, a animar y que, sin duda, sin él, este trabajo no sería posible.

Y, por último, pero no menos importante, a mi familia y amigos, que fuera del ámbito más académico siempre han estado apoyando, animando, y no es que sin ellos no hubiera sido posible este trabajo, sino el haber llegado hasta donde estoy hoy en día. Gracias, de verdad.

Rafael Luis Ocaña Montero

Sevilla, 2020

Resumen

Los sistemas LiFi, al estar basados en OFDM y en particular en O-OFDM, que son una adaptación de la técnica OFDM para comunicaciones basadas en luz visible (VLC), aunque tengan grandes ventajas como la gran tasa de transmisión de datos o la resistencia ante la interferencia entre símbolos, sufren de no linealidades, tales como altos niveles de PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) o de Métrica Cúbica (RCM), medidas que no sólo afectan a la potencia transmitida, sino que también provoca degradación de la señal tras su emisión por los LEDs, afectando así a la información transmitida.

En este documento se presenta la técnica ACE utilizada en el estándar DVB-T2 para reducir el PAPR en sistemas OFDM, sobre la que partiendo de las modificaciones necesarias para adaptar estas comunicaciones a DCO-OFDM y su adaptación para que se pueda disminuir la medida de RCM en lugar de PAPR propuesta en estudios previos, se propone aplicar este algoritmo para otro esquema distintos de comunicaciones VLC, ACO-OFDM a través de Matlab.

Para el sistema realizado, se observará el efecto que tiene sobre esta métrica cúbica, así como en otros indicadores utilizados para comunicaciones ópticas inalámbricas, como son el Biasing Ratio o la ICE (Illumination to Communication Efficiency).

Abstract

LiFi systems, being based on OFDM and in particular O-OFDM, which are an adaptation of the OFDM technique for communications based on visible light (VLC), although they have great advantages such as the high data transmission rate or resistance to interference between symbols, suffer from non-linearities, such as high levels of PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) or Cubic Metric (RCM), measurements that not only affect the transmitted power, but also cause signal degradation after being emitted by the LEDs, thus affecting the transmitted information.

This document presents the ACE technique used in the DVB-T2 standard to reduce the PAPR in OFDM systems. Based on the necessary modifications to adapt these communications to DCO-OFDM and its adaptation to reduce the RCM measurement instead of PAPR proposed in previous studies, it is proposed to apply this algorithm for another scheme in VLC communications, ACO-OFDM through Matlab.

For the developed system, the effect it has on this cubic metric will be observed, as well as on other indicators used for wireless optical communications, such as the Biasing Ratio or the ICE (Illumination to Communication Efficiency).

Índice

Agradecimientos	vii
Resumen	ix
Abstract	xi
Índice	xiii
Índice de Tablas	xv
Índice de Figuras	xvii
Notación	xix
1. Introducción	1
1.1. <i>Motivación del Trabajo Fin de Máster</i>	1
1.2. <i>Objetivos del Trabajo Fin de Máster</i>	2
1.3. <i>Organización y Metodología del Trabajo Fin de Máster</i>	3
2. Modulaciones OFDM	5
2.1. <i>Breve historia de las comunicaciones OFDM</i>	5
2.2. <i>Principio de funcionamiento</i>	7
2.3. <i>Esquema de los sistemas OFDM</i>	9
2.3.1. Mapper	9
2.3.2. IFFT y FFT	10
2.3.3. PC (Prefijo Cíclico)	10
2.4. <i>Propiedades de OFDM</i>	11
2.4.1. Ventajas e inconvenientes de OFDM	11
2.4.2. PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)	11
3. Comunicaciones de Luz Visible: LiFi	15
3.1. <i>¿Qué es LiFi?</i>	15
3.1.1. LiFi y sus propiedades	16
3.2. <i>Historia de OWC</i>	17
3.3. <i>Arquitectura de OFDM óptico</i>	19
3.3.1. Transmisores ópticos	19
3.3.2. Receptores ópticos	20
3.3.3. Tipos de O-OFDM	20
3.3.4. Métricas y parámetros de O-OFDM	22
4. Técnicas de Mejora	25
4.1. <i>Técnicas de reducción de PAPR en OFDM</i>	25
4.1.1. Clipping y filtrado de la señal	26
4.1.2. Selective Mapping (SLM)	26
4.1.3. Secuencias de Transmisión Parcial (PTS)	27
4.1.4. Inserción de Picos (PI)	27
4.2. <i>Active Constellation Extension (ACE)</i>	28
4.3. <i>Adaptación de la técnica ACE para O-OFDM</i>	30
4.3.1. Algoritmo ACE para ACO-OFDM	31

4.4.	<i>Reducción de RCM en sistemas LiFi</i>	32
4.4.1.	Algoritmo RCM-ACE para DCO-OFDM	32
4.4.2.	Algoritmo RCM-ACE para ACO-OFDM	32
5.	Desarrollo del Sistema	35
5.1.	<i>Sistema Transmisor-Receptor LiFi</i>	35
5.1.1.	Transmisor LiFi	35
5.1.2.	Modelo del LED utilizado	38
5.1.3.	Receptor LiFi	39
5.2.	<i>Implementación del algoritmo ACE</i>	40
5.2.1.	ACE para reducción del PAPR (PAPR-ACE)	41
5.2.2.	ACE para reducción del RCM (RCM-ACE)	43
6.	Pruebas y Resultados	45
6.1.	<i>Funcionamiento básico de un sistema LiFi</i>	45
6.1.1.	Cálculo de parámetros del modelo lineal del LED	45
6.1.2.	Obtención del PAPR	48
6.1.3.	Obtención del RCM	51
6.2.	<i>Técnica de mejora PAPR-ACE</i>	53
6.2.1.	PAPR-ACE en sistemas DCO-OFDM	53
6.2.2.	PAPR-ACE en sistemas ACO-OFDM	56
6.3.	<i>Técnica de mejora RCM-ACE</i>	59
6.3.1.	RCM-ACE en sistemas DCO-OFDM	59
6.3.2.	RCM-ACE en sistemas ACO-OFDM	63
6.4.	<i>Análisis EVM de los resultados</i>	67
6.4.1.	Análisis EVM para DCO-OFDM	67
6.4.2.	Análisis EVM para ACO-OFDM	69
6.5.	<i>Análisis ICE</i>	70
6.5.1.	Análisis ICE para DCO-OFDM	70
6.5.2.	Análisis ICE para ACO-OFDM	70
7.	Conclusiones	73
7.1.	<i>Líneas futuras de investigación</i>	74
	Referencias	75

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 5–1 Especificaciones del LED utilizado	38
Tabla 6–1 Valores del modelo lineal del LED	47
Tabla 6–2 Resultados del PAPR para un sistema LiFi (10^{-4}) con modulación QPSK	49
Tabla 6–3 Resultados del PAPR para un sistema LiFi (10^{-4}) con modulación 16-QAM	50
Tabla 6–4 Resultados de RCM para un sistema LiFi (10^{-4}) con modulación QPSK	51
Tabla 6–5 Resultados de RCM para un sistema LiFi (10^{-4}) con modulación 16-QAM	52
Tabla 6–6 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con el algoritmo PAPR-ACE (QPSK)	53
Tabla 6–7 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con el algoritmo PAPR-ACE (16-QAM)	55
Tabla 6–8 Mejoras obtenidas mediante PAPR-ACE para DCO-OFDM	56
Tabla 6–9 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con el algoritmo PAPR-ACE (QPSK)	56
Tabla 6–10 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con el algoritmo PAPR-ACE (16-QAM)	58
Tabla 6–11 Mejoras obtenidas mediante PAPR-ACE para ACO-OFDM (CCDF 10^{-4})	59
Tabla 6–12 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con el algoritmo RCM-ACE (QPSK)	59
Tabla 6–13 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con CLIP-1 optimizando RCM (QPSK)	60
Tabla 6–14 Mejoras obtenidas mediante RCM-ACE para DCO-OFDM en QPSK (CCDF 10^{-4})	61
Tabla 6–15 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con el algoritmo RCM-ACE (16-QAM)	61
Tabla 6–16 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con CLIP-1 optimizando RCM (16-QAM)	62
Tabla 6–17 Mejoras obtenidas mediante RCM-ACE para DCO-OFDM en 16-QAM (CCDF 10^{-4})	63
Tabla 6–18 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con el algoritmo RCM-ACE (QPSK)	64
Tabla 6–19 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con CLIP-1 optimizando RCM (QPSK)	65
Tabla 6–20 Mejoras obtenidas mediante RCM-ACE para ACO-OFDM en QPSK (CCDF 10^{-4})	65
Tabla 6–21 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con el algoritmo RCM-ACE (QPSK)	66
Tabla 6–22 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con CLIP-1 optimizando RCM (16-QAM)	66
Tabla 6–23 Mejoras obtenidas mediante RCM-ACE para ACO-OFDM en 16-QAM (CCDF 10^{-4})	67
Tabla 6–24 Mejoras del nivel de IBO para DCO-OFDM	68
Tabla 6–25 Mejoras del nivel de IBO para ACO-OFDM	69

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1. Diagrama de conexión a Internet mediante LiFi.	2
Figura 2-1. Telégrafo armónico de A. Graham Bell.	6
Figura 2-2. Ortogonalidad temporal.	7
Figura 2-3. Ortogonalidad frecuencial.	8
Figura 2-4. Esquema OFDM dividido en bloques funcionales.	9
Figura 2-5. Constelaciones en cuadratura.	10
Figura 2-6. Esquema de prefijo cíclico	10
Figura 2-7. Ejemplo gráfico del PAPR en DCO-OFDM	12
Figura 3-1. Espectro de infrarrojos, luz visible y ultravioleta	16
Figura 3-2. Alfabeto del telégrafo óptico.	17
Figura 3-3. Utilización del fotófono. (Bell, 1880)	18
Figura 3-4. Esquema de transmisor óptico	19
Figura 3-5. Esquema de receptor óptico	20
Figura 3-6. Transmisor DCO-OFDM	21
Figura 3-7. Transmisor ACO-OFDM	22
Figura 3-8. Característica lineal del LED	23
Figura 4-1. Sistema OFDM con clipping y filtrado	26
Figura 4-2. Sistema OFDM con mapeo selectivo (SLM)	26
Figura 4-3. Sistema OFDM utilizando PTS	27
Figura 4-4. Sistema OFDM utilizando PI	28
Figura 4-5. Extensión de constelaciones QPSK (izquierda) y 16-QAM (derecha)	29
Figura 4-6. Algoritmo ACE	29
Figura 4-7. Algoritmo ACE en O-OFDM	31
Figura 5-1. Bloques funcionales del Transmisor LiFi	36
Figura 5-2. Constelación QPSK con codificación gray	36
Figura 5-3. Constelación 16-QAM con codificación gray	36
Figura 5-4. Curva característica del LED (izquierda) y modelo lineal (derecha)	38
Figura 5-5. Bloques funcionales del Receptor Li-Fi	39
Figura 5-6. Esquema del algoritmo ACE (Garcia Doblado, et al., 2015).	41
Figura 6-1. EVM en función de α y β en DCO-OFDM (EVM=20%)	46
Figura 6-2. EVM en función de α y β en ACO-OFDM (EVM=20%)	46
Figura 6-3. EVM en función de α y β en DCO-OFDM (EVM=10%)	47

Figura 6-4. EVM en función de α y β en ACO-OFDM (EVM=10%)	47
Figura 6-5. Constelación QPSK recibida con 10% de EVM (izquierda) y 20% (derecha)	48
Figura 6-6. CCDF del PAPR de una señal DCO-OFDM con modulación QPSK	49
Figura 6-7. CCDF del PAPR de una señal ACO-OFDM con modulación QPSK	49
Figura 6-8. CCDF del PAPR de una señal DCO-OFDM con modulación 16-QAM	50
Figura 6-9. CCDF del PAPR de una señal ACO-OFDM con modulación 16-QAM	50
Figura 6-10. CCDF del RCM de una señal DCO-OFDM con modulación QPSK	51
Figura 6-11. CCDF del RCM de una señal ACO-OFDM con modulación QPSK	52
Figura 6-12. CCDF del RCM de una señal DCO-OFDM con modulación 16-QAM	52
Figura 6-13. CCDF del RCM de una señal ACO-OFDM con modulación 16-QAM	53
Figura 6-14. Evaluación de PAPR-ACE para QPSK en DCO-OFDM	54
Figura 6-15. Constelación QPSK tras PAPR-ACE en DCO-OFDM	54
Figura 6-16. Evaluación de PAPR-ACE para 16-QAM en DCO-OFDM	55
Figura 6-17. Constelación 16-QAM tras PAPR-ACE en DCO-OFDM	55
Figura 6-18. Evaluación de PAPR-ACE para QPSK en ACO-OFDM	57
Figura 6-19. Constelación QPSK tras PAPR-ACE en ACO-OFDM	57
Figura 6-20. Evaluación de PAPR-ACE para 16-QAM en ACO-OFDM	58
Figura 6-21. Constelación 16-QAM tras PAPR-ACE en ACO-OFDM	58
Figura 6-22. Evaluación de RCM-ACE para QPSK en DCO-OFDM	60
Figura 6-23. Constelación QPSK tras RCM-ACE en DCO-OFDM	60
Figura 6-24. Comparación de CLIP-1 y CLIP-2 para QPSK en DCO-OFDM	61
Figura 6-25. Evaluación de RCM-ACE para 16-QAM en DCO-OFDM	62
Figura 6-26. Constelación 16-QAM tras RCM-ACE en DCO-OFDM	62
Figura 6-27. Comparación de CLIP-1 y CLIP-2 para 16-QAM en DCO-OFDM	63
Figura 6-28. Evaluación de RCM-ACE para QPSK en ACO-OFDM	64
Figura 6-29. Constelación QPSK tras RCM-ACE en ACO-OFDM	64
Figura 6-30. Comparación de CLIP-1 y CLIP-2 para QPSK en ACO-OFDM	65
Figura 6-31. Evaluación de RCM-ACE para 16-QAM en ACO-OFDM	66
Figura 6-32. Comparación de CLIP-1 y CLIP-2 para 16-QAM en ACO-OFDM	67
Figura 6-33. EVM frente a Biasing Ratio para DCO-OFDM (QPSK)	68
Figura 6-34. EVM frente a Biasing Ratio para ACO-OFDM (QPSK)	69
Figura 6-35. ICE frente a BF para DCO-OFDM con EVM=10% (QPSK)	70
Figura 6-36. ICE frente a BF para ACO-OFDM con EVM=10% (QPSK)	71

Notación

A^*	Conjugado
e.o.c.	En cualquier otro caso
e	número e
Re	Parte real
Im	Parte imaginaria
sen	Función seno
sen	Función seno
cos	Función coseno
S_a	Función sampling
sgn	Función signo
Sinc	Función sinc
$\text{Pr}(A)$	Probabilidad del suceso A
SNR	Signal-to-noise ratio
:	Tal que
$<$	Menor que
$>$	Mayor que
\backslash	Backslash
\Leftrightarrow	Si y sólo si
\leq	Menor o igual
\geq	Mayor o igual
ACO-OFDM	Asymmetrically Clipped Optical OFDM
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
BF	Brightness Factor
BR	Biasing Ratio
COFDM	Coded OFDM
DAB	Digital Audio Broadcasting
DCO-OFDM	DC-Offset OFDM
DFT	Transformada Directa de Fourier
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EVM	Error Vector Magnitude
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FSO	Free Space Optics
GHz	Gigahercios
HPA	High Power Amplifier

Hz	Hercios
IBO	Input Power Back-Off
IDFT	Inverse Direct Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IoT	Internet of Things
IR	Infrarrojos
ISI	Interferencia entre Símbolos
LTE	Long-Term Evolution
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
O-OFDM	Optical OFDM
OWC	Optical Wireless Communications
PC	Prefijo Cíclico
PI	Peak-Insertion
PLC	Power-Line Communications
PSK	Phase-Shift Keying
PTS	Partial Transmit Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radiofrecuencias
SLM	Selected Mapping
TDM	Time Division Multiplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
UV	Ultravioleta
VLC	Visible Light Communications
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WSN	Wireless Sensor Networks

1. INTRODUCCIÓN

Lo único que importa es el esfuerzo.

- Antoine de Saint-Exupéry -

Uno de los principales objetivos de la Ingeniería de Telecomunicaciones es la transmisión de información de un punto a otro, transmisión que aun habiendo cambiado a lo largo de los años, sigue siendo esencial en un mundo cada vez más interconectado y que queda más patente que nunca ante la aparición de nuevas tecnologías que permiten la comunicación de forma más fiable, con mayores cantidades de datos y de forma universal para todo el mundo.

Estas comunicaciones, que tradicionalmente han sido mediante cables, han ido dando paso a comunicaciones inalámbricas, con ejemplos como el Bluetooth, Wi-Fi o las distintas generaciones de comunicaciones móviles, como son el 3G, LTE (Long Term Evolution) o 5G. Todas estas tecnologías tienen algo en común, y no es simplemente que su medio de transmisión sea el aire libre, sino la modulación utilizada por un gran número de ellas, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) en las que se permite transmitir una elevada cantidad de datos de forma robusta gracias a la utilización de un gran número de portadoras en un limitado ancho de banda.

De forma simultánea a las comunicaciones inalámbricas, también están en continua mejora las comunicaciones por cable, esenciales para la conexión de internet, tanto empresarial como gubernamental o doméstica. En los últimos años sin ir más lejos, se ha conseguido pasar de velocidad del orden de kbps a través de las líneas tradicionales de cobre a Gbps gracias a la aparición de la fibra óptica, medio de transmisión en el que al contar con frecuencias mucho más elevadas que en las transmisiones de radiofrecuencia, se consiguen esas tasas de transmisión y a distancias cada vez mayores, sustituyendo a las tradicionales señales de información moduladas en señales eléctricas y pasando a señales ópticas.

Tomando ambos conceptos, llegamos hacia las comunicaciones ópticas inalámbricas VLC (Visible Light Communications), basadas en la transmisión de información a través de señales luminosas sin un medio de transmisión físico, y más en particular a los sistemas LiFi, una adaptación del conocido Wi-Fi en el que se cambian de las típicas señales en 2,4 y 5 Ghz a señales en el rango luminoso, lo que conlleva por tanto, no solo la sustitución de las antenas por emisores y receptores de luz, sino una modificación del mencionado OFDM para poder ser utilizado a través de los mismos, buscando así la modulación en intensidad en los transmisores y la detección directa en los receptores.

1.1. Motivación del Trabajo Fin de Máster

LiFi gana especial importancia ante la saturación de las bandas de frecuencia comúnmente utilizadas del

espacio radioeléctrico, debido a la gran cantidad de redes Wi-Fi, distintas tecnologías de comunicaciones móviles y ante la interconexión de cada vez más dispositivos, siendo posible tomar como ejemplo el IoT (Internet of Things) o las redes de sensores inalámbricas (WSN). Esta tecnología al ser utilizada en corto o medio alcance y necesitar línea de visión directa entre el emisor y el receptor, hace que sea una solución perfecta para entornos reducidos sin afectar así a otros sistemas.

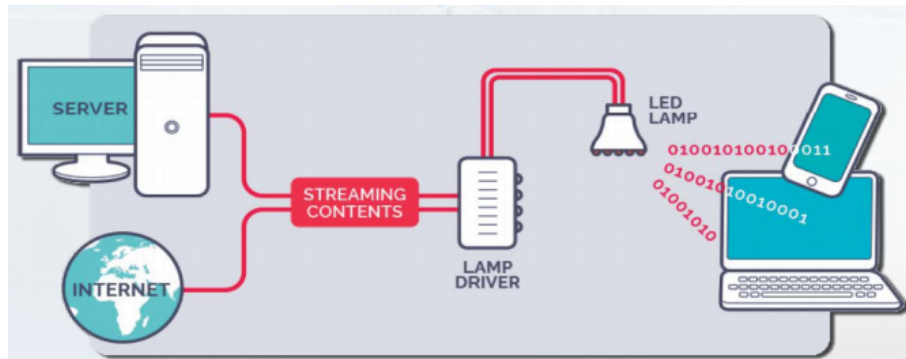


Figura 1-1. Diagrama de conexión a Internet mediante LiFi.

A pesar de los beneficios descritos en la presente memoria de los sistemas OFDM, y por tanto de las comunicaciones LiFi, esta tecnología presenta un problema con respecto a la potencia de los picos presentes en las señales, medibles mediante el PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) y el RCM (Raw Cubic Metric), lo que provoca distorsión y pérdida de calidad de la señal, debido al limitado rango dinámico que disponen los LEDs.

Este documento se puede considerar como una continuación del Trabajo Fin de Grado realizado en el fin de la etapa de grado del mismo autor, en el que se realizaba una introducción a la tecnología LiFi, a las métricas utilizadas en este tipo de comunicaciones y los distintos sistemas utilizados para transmitir la información en función de las portadoras utilizadas. Dicho trabajo comparaba tres tipos de modulación O-OFDM (Optical OFDM) en función de la BER (tasa de error de bit), PAPR y métrica cúbica, dejando como conclusiones y líneas de trabajo futuro, la elaboración y prueba de técnicas de mejora de esta última medida.

Al observar entre la redacción del trabajo mencionado y la fecha actual que LiFi sigue siendo una tecnología en continuo estudio e investigación, tanto dentro como fuera de la Escuela de Ingenieros, se desea utilizar como tema principal de este Trabajo Fin de Máster un algoritmo de mejora de la métrica cúbica desarrollado por el Departamento de Ingeniería Electrónica en sistemas DCO-OFDM (DC Offset OFDM).

1.2. Objetivos del Trabajo Fin de Máster

Al existir una técnica ya existente para mejorar el PAPR, utilizada en una de las tecnologías más conocidas que implementa OFDM, como es la Televisión Digital Terrestre en su estándar DVB-T2 (Digital Broadcasting – Terrestrial), se busca adaptar este algoritmo de mejora a este tipo de comunicaciones de luz visible.

Entendiendo la métrica cúbica como una medida más exacta de la presencia de picos de la señal, se desea reducir este indicador a través del algoritmo anterior y observar su eficacia, junto con algoritmos que buscan exclusivamente la reducción de la métrica cúbica y poder comparar ambos resultados.

Como ampliación del artículo desarrollado por los investigadores, no sólo se desea realizar la comparación para distintas modulaciones y tamaños de FFT (Fast Fourier Transform) en DCO-OFDM, sino que se evalúa también el efecto sobre sistemas ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM) y observar así su comportamiento y la comparación de ambos sistemas.

En conclusión, se realiza un estudio de la mejora del PAPR y el RCM, a través de distintos algoritmos en sistemas DCO-OFDM y ACO-OFDM y observando, a su vez, el efecto que tienen sobre otros indicadores como el EVM (Error Vector Magnitude) o la eficiencia de la señal luminosa.

1.3. Organización y Metodología del Trabajo Fin de Máster

Para el desarrollo del proyecto y de este documento se han seguido las siguientes fases:

1. Búsqueda, recopilación y lectura de bibliografía de los algoritmos de mejora del PAPR y métrica cúbica en sistemas OFDM, comunicaciones ópticas, así como información general de los componentes que forman los transmisores y receptores O-OFDM utilizados en comunicaciones LiFi.
2. Codificación de un sistema básico compuesto por un transmisor y un receptor OFDM a través del software matemático Matlab, sobre el que se realizan las primeras pruebas para verificar la correcta utilización de las portadoras y el funcionamiento de los bloques como la FFT o la adición del prefijo cíclico.
3. Adición a este sistema OFDM de las modificaciones, para convertirlo a un sistema O-OFDM, incluyendo así la utilización de la simetría hermítica y un modelo del LED que se utilizará para la transmisión de la señal, junto con el modelo de un fotorreceptor que será la entrada del bloque receptor.
4. Implementación de los dos sistemas O-OFDM que se utilizan a lo largo del proyecto, DCO-OFDM y ACO-OFDM junto con los parámetros que serán variables para las distintas pruebas y simulaciones del proyecto, como son el tamaño de las FFT o las modulaciones.
5. Creación de un primer algoritmo de mejora de la PAPR basado en el empleado por el estándar DVB-T2 y verificación de su funcionamiento, tal como se muestra en el capítulo 4 de este documento. Búsqueda de los parámetros óptimos del algoritmo a través de simulaciones de Matlab y representación de los resultados.
6. Modificación del algoritmo anterior para la búsqueda de la reducción de la RCM en lugar del PAPR. Búsqueda de parámetros óptimos, simulación y comparación de ambos algoritmos.
7. Comprobación del resultado de los distintos algoritmos en otras métricas útiles para sistemas O-OFDM, como el EVM, BR (Biasing Ratio) o el BF (Brightness Factor).
8. Interpretación de los resultados obtenidos y obtención de conclusiones, continuado por la redacción del capítulo 6 del presente documento.

2. MODULACIONES OFDM

Partiendo de la composición básica de las comunicaciones VLC y en particular de los sistemas LiFi, su eje principal es la modulación OFDM, una técnica de transmisión multiportadora mediante multiplexión en frecuencias que, a partir de un mismo ancho de banda, permite enviar la información contenida en varias sub-portadoras en paralelo a través de las modulaciones QAM (Quadrature Amplitude Modulation) o PSK (Phase-Shift Keying), dotando a los sistemas que utilizan esta técnica elevadas tasas de transmisión de datos, así como protección ante interferencia entre símbolos (ISI) causada por los canales dispersivos.

Actualmente, es posible encontrar varias técnicas de modulaciones que utilizan varias sub-portadoras para poder realizar la transmisión de información, donde caben destacar ejemplos como las modulaciones por división en frecuencia (FDM) o las modulaciones por división en longitud de onda, tales como WDM (Wavelength Division Multiplexion) o DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexion), siendo estas últimas las técnicas principales de modulación utilizadas en las infraestructuras y en las redes de fibra óptica (Janer-Jiménez, 2009). La principal diferencia de OFDM con respecto a estos otros ejemplos nombrados es la distribución de sus componentes, de las subportadoras que componen el símbolo OFDM, ya que, en este caso, estas subportadoras son ortogonales entre sí, otorgando así al sistema una amplia eficiencia de su ancho de banda.

Esta técnica de modulación, cuyo auge vino principalmente provocado por la aparición de las transformadas directas de Fourier (DFT), es ampliamente implementada en las comunicaciones, tanto en los medios guiados, como pueden ser los cables de cobre con el ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) o la tecnología PLC (Power Line Communications), muy utilizados en las redes domésticas, así como en las comunicaciones que basan su medio de la transmisión en el aire libre, es decir transmisiones inalámbricas, como el estándar de la televisión digital terrestre DVB-T (ETSI, 2009-01), el Wi-Fi (IEEE, 2018), o incluso las comunicaciones móviles en su cuarta generación con el LTE (3GPP, 2006).

A pesar de su reciente creación, la comunicación LiFi cuenta actualmente con un estándar que recoge sus características, definido al igual que en el caso del Wi-Fi por el IEEE, donde se pueden encontrar el tipo de modulación y las distintas variaciones aplicables a estos sistemas. Este estándar trata del 802.15.7 (IEEE, 2019), que será visto en profundidad en el siguiente capítulo.

Estos sistemas ópticos utilizan modulaciones OFDM debido a sus ventajas de la utilización del ancho de banda y altas tasas de transmisión, sobre las que aplica adaptaciones para poder transmitir a través de diodos LED. Es por lo que, este capítulo tratará de los conceptos básicos de OFDM, de sus componentes, de sus ventajas e inconvenientes sobre otros tipos de sistemas, para continuar en los siguientes capítulos con la adaptación realizada para poder transmitir en luz visible y su aplicación en el sistema desarrollado en este trabajo.

2.1. Breve historia de las comunicaciones OFDM

Para conocer en profundidad la modulación OFDM, no sólo es necesario conocer sus componentes o modelos matemáticos asociados, sino que también es necesario conocer un poco de su historia, cómo fue introducida y

los distintos cambios que ha sufrido desde su origen hasta la actualidad.

Comenzando con esta historia, nos remontamos hacia su precedente, la técnica de multiplexión de división en frecuencia FDM, idea que a diferencia de OFDM, no requiere que las subdivisiones de frecuencia sean ortogonales entre sí, prescindiendo así de la transformada de Fourier para su funcionamiento. Teniendo, por tanto, esta idea general de las técnicas de modulación por división en frecuencias, su origen se data en la década de 1870 debido al auge del telégrafo y las distintas compañías que se dedicaban a su explotación buscando aumentar sus beneficios mediante la transmisión de distintos canales de información en el mismo cable sin que interfirieran entre ellos.

Al principio, surgieron otras técnicas de multiplexión en tiempo como son TDM (Time-Division Multiplexing) o TDMA (Time-Division Multiple Access), cuyo funcionamiento se basa en utilizar distintos slots de tiempo para cada uno de los distintos usuarios del canal (Beauchamp, 2001). Sin embargo, al encontrar estas tecnologías con interferencia intersímbolo (ISI), aparecieron a su vez alternativas como el telégrafo cuádruple de Edison con la que se lograban enviar dos mensajes simultáneamente, uno en cada dirección y alternando amplitud y polaridad para lograr esta transmisión dúplex.

En esa misma época fue cuando empezó a existir el interés por la multiplexión en división en frecuencias debido a la invención del teléfono y su predecesor el telégrafo armónico, también creado por Alexander Graham Bell, aunque finalmente basara su funcionamiento en transmisión de voz analógica en lugar de la multiplexación de tonos discretos a través del telégrafo (Weinstein, 2009).

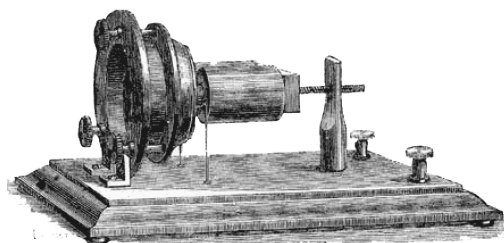


Figura 2-1. Telégrafo armónico de A. Graham Bell.

Unos 50 años después, en 1918, gracias a la compañía telefónica americana AT&T, la multiplexión por división en frecuencias volvió a ser utilizada como el principal mecanismo de multiplexión para las portadoras de telefonía, basándose en unos estudios que desarrolló el ejército de Estados Unidos, en 1910, usando un canal paso-bajo y un canal paso-banda. (Schwartz & Batchelor, 2008). Sin embargo, con la aparición de la telefonía digital en la década de 1970, esta multiplexión en frecuencia comenzó a ser desplazada por la utilización, de nuevo, de la multiplexión temporal, aunque no sin problemas, ya que a mayor velocidad de agregación de TDM, se obtenía un mayor ancho de banda del canal y provocando a su vez una mayor vulnerabilidad a interferencia entre símbolos.

Dejando a un lado la historia del teléfono, el otro principal protagonista de la historia de la tecnología OFDM es la transmisión por radio en altas frecuencias, que al enfrentarse a problemas como el desvanecimiento selectivo en frecuencia con consecuencias como la dispersión del pulso transmitido y la interferencia entre símbolos (ISI), comenzaron dividiendo el espectro en sub-bandas de frecuencia para concentrar la transmisión en los canales con menor desvanecimiento.

Chang partió con esta original idea (Chang, 1966), buscando minimizar los grandes anchos de banda inutilizados entre las sub-bandas con información, así como la complejidad de estos métodos, ya que utilizaban osciladores separados por cada una de estas sub-bandas. Para ello, planteó la utilización de unos tipos determinados de pulsos en el dominio temporal, como pulsos cuadrados o cosenos con roll-off para enviar información real, consiguiendo así en el dominio frecuencial que los canales puedan superponerse disminuyendo esos espacios entre bandas adyacentes, que, aunque no conseguía una ortogonalidad perfecta, fue un avance de gran importancia. Poco después, Saltzberg amplió esta idea inicial, describiendo lo que se denomina OFDM-OQAM u OFDM con offset QAM, permitiendo enviar datos complejos en lugar de datos únicamente reales (Saltzberg, 1967).

Tan solo cuatro años después, la complejidad inicial de OFDM, debido al banco de osciladores necesario para poder transmitir en cada una de las subdivisiones de frecuencia, se vió reducida totalmente al comenzar a

utilizarse la DFT, realizando gracias a ella la modulación y la demodulación en banda base (Weinstein & Ebert, 1971).

Volviendo a la búsqueda de la ortogonalidad entre los canales, es necesario nombrar a (Peled & Ruiz, 1980), quienes introdujeron el uso del Prefijo Cíclico (CP), una copia cíclica del final del símbolo OFDM al principio de este y logrando así eliminar la ISI.

El primero uso a gran escala de OFDM se produjo a partir de 1993 gracias al ADSL, tecnología que inicialmente utilizaba 256 portadoras, obteniendo velocidades múltiples de 32 kb/s hasta aproximadamente 8 Mb/s, seguido por su predecesor el ADSL+2, con 512 portadoras alcanzando velocidades de 24 Mb/s.

Sin embargo, han sido múltiples las tecnologías, desde hace menos de 30 años, que implementan estas modulaciones, como pueden ser la radio digital DAB (Digital Audio Broadcasting) Eureka 147, la televisión digital DVB-T o el LTE de telefonía móvil, sin olvidar nombrar también en este punto a los estándares de Wi-Fi, que desde su primera versión, el IEEE 802.11a en 1999, continúa hoy en uso con el IEEE 802.11ax, implementando OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) para control de acceso de los distintos clientes (Burke, 2018).

2.2. Principio de funcionamiento

Si únicamente se pudiera utilizar una palabra para definir la modulación OFDM sería la ortogonalidad, ya que es la principal diferencia con respecto a otras técnicas de división del espectro de frecuencia en subdivisiones más pequeñas, logrando así una gran eficiencia espectral, esto es fácilmente representable tanto gráfica como matemáticamente como:

$$\int_{t_0}^{t_1} f(t)^* g(t) dt = 0 \quad (2-1)$$

Si en un intervalo temporal limitado se disponen dos señales que no interfieren entre ellas, se consideran ortogonales en dicho intervalo. Tomando como ejemplo dos cosenos con frecuencias $m\omega_0$ y $n\omega_0$ e integrándolos entre $-T/2$ y $T/2$, se obtiene el siguiente resultado:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \cos(m\omega_0 t) \cos(n\omega_0 t) dt = \begin{cases} 0 & \text{para } m \neq n \\ T/2 & \text{para } m = n \neq 0 \end{cases} \quad (2-2)$$

Donde observamos que, con este tipo de señales, esta ortogonalidad se cumple cuando m y n son números enteros y distintos entre ellos. Tomando en este ejemplo m igual a 1, n igual a 2, y una frecuencia unitaria ω_0 se representa en la siguiente figura:

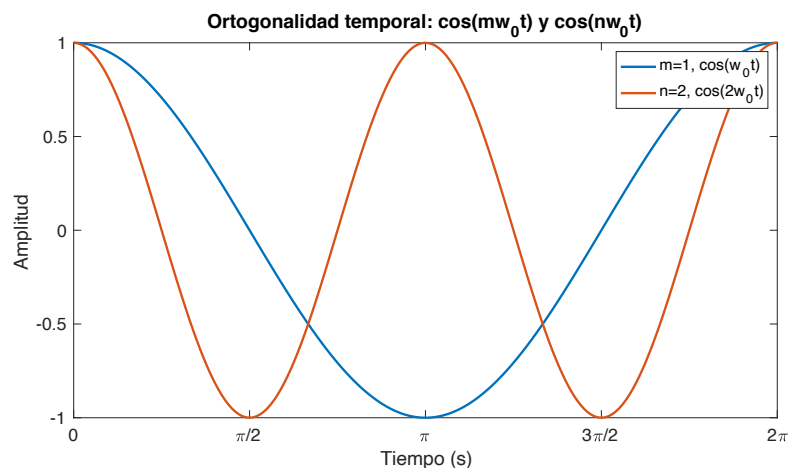


Figura 2-2. Ortogonalidad temporal.

En cambio, en el dominio frecuencial, la ortogonalidad, se obtiene observando tanto la forma como la posición de las distintas portadoras que comparten la misma banda de frecuencias, es decir, si se dispone de una serie de N portadoras separadas entre ellas una distancia Δf , la frecuencia de cada una de ellas sigue la siguiente ecuación.

$$f_k = f_0 + k\Delta f \text{ para } k = 0, \dots, N - 1 \quad (2-3)$$

De la misma forma, conociendo el ancho de banda de cada una de estas portadoras, es posible conocer el ancho de banda total del símbolo, ya que este ancho de banda total al dividirse entre el número total de portadoras da lugar al ancho de banda de cada una de ellas.

$$BW_k = BW / N = \Delta f \quad (2-4)$$

Este es el espaciado espectral que define a OFDM, con un mismo distanciamiento entre las portadoras consecutivas y con un valor igual al inverso del período, logrando así que el punto de muestreo de cada una de las portadoras coincida con un valor nulo del resto de las portadoras, tal como se ve en la siguiente imagen.

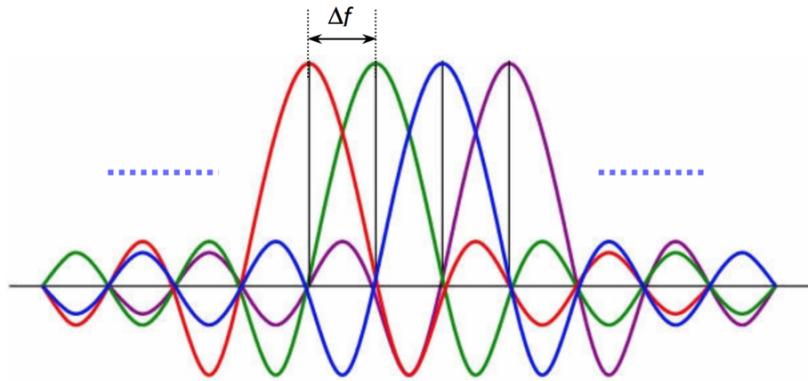


Figura 2-3. Ortogonalidad frecuencial.

La información que va contenida en cada una de esas portadoras viene dada por el esquema de modulación de OFDM, típicamente QAM, es decir, modulaciones en cuadratura que dan como resultado una salida compleja descrita en la ecuación 2-4. Adicionalmente, cada una de las portadoras se define como una exponencial con frecuencia central en f_k tal como se puede observar en la ecuación 2-6.

$$a_k = I_k + Q_k \quad (2-5)$$

$$\phi_k = e^{j2\pi f_k t} u(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t}, & t \in [0, T_s] \\ 0, & e. o. c. \end{cases} \quad (2-6)$$

Matemáticamente, se puede construir la modulación OFDM como el sumatorio del producto de estas dos ecuaciones, dando como resultado la ecuación 2-7. Sin embargo, aunque esta nueva ecuación se describa de forma continua, es necesario convertirla al dominio discreto (2-8), debido a la gran complejidad que conllevaría trabajar con tantos osciladores como portadoras en el dominio analógico.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \phi_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi f_k t} u(t) \quad (2-7)$$

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad n \in [0, N - 1] \quad (2-8)$$

Como alternativa a ese gran número de osciladores mencionado, gracias al haber convertido al dominio discreto, se hace uso del algoritmo de la IDFT, la Transformada de Fourier Inversa para transformar del dominio frecuencial al temporal, quedando formado el símbolo OFDM de la siguiente forma:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = IDFT[a_k] \quad (2-9)$$

Tras ello, se realiza el prefijo cíclico, copiando las últimas N_{CP} portadoras del símbolo OFDM al principio de este, número que se elige en función del mayor retraso existente en el canal, de forma que el sistema sea robusto ante la ISI causada por la superposición de estos.

2.3. Esquema de los sistemas OFDM

En la figura 2-4 se presenta un diagrama básico de un sistema transmisor, un canal genérico y un sistema receptor OFDM, divididos en bloques funcionales según su protagonismo en el sistema completo. Observando dicho diagrama, se puede identificar que tanto la entrada del transmisor como la salida del receptor son flujos de datos, así como que la salida del transmisor y la entrada del receptor señales con la información definidas previamente en la ecuación 2-8.

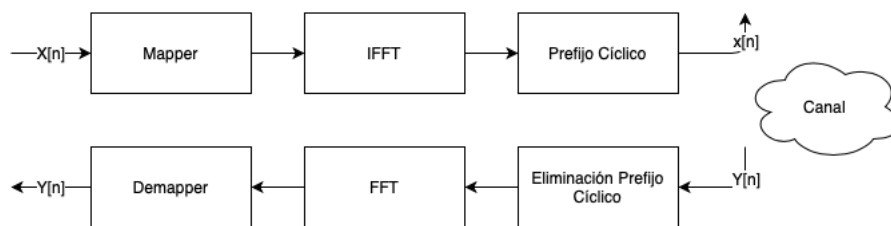


Figura 2-4. Esquema OFDM dividido en bloques funcionales.

Siendo un diagrama básico, es posible añadir bloques adicionales tanto en el transmisor como en el receptor, como es el caso de COFDM (Coded-OFDM) utilizado en distintos estándares como DVB-T o Wi-Fi, donde se añaden bloques adicionales para entrelazar e incorporar redundancia a los datos transmitidos y tener una mayor protección ante errores.

2.3.1. Mapper

Partiendo de la secuencia binaria de los datos de entrada del sistema, el primer bloque que describiremos es el llamado mapper o modulador, bloque que se encarga de convertir el flujo de datos binarios en una secuencia de datos complejos en función de su posición en una constelación determinada.

En OFDM se utilizan dos tipos de modulaciones principalmente, esquemas en cuadratura (QAM) y modulaciones por desplazamientos de fase (PSK), como en el estándar PRIME de PLC, en las que cada uno de los puntos que la conforman, se identifican con un número único para cada uno de ellos. Este identificador, al ser binario, requiere un tamaño k definido por la siguiente ecuación, en la que M es el tamaño de la constelación o el número total de puntos que la conforman.

$$k = \log_2(M) \quad (2-10)$$

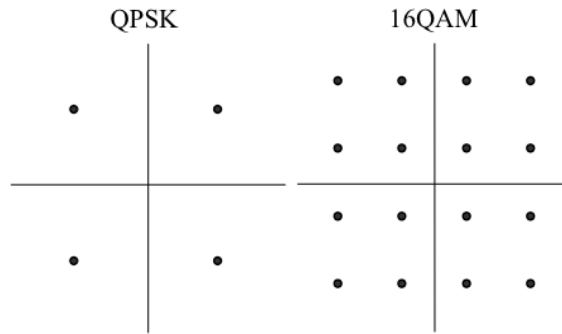


Figura 2-5. Constelaciones en cuadratura.

Utilizando en particular las modulaciones QAM para el desarrollo de este proyecto, los datos binarios que entran en el sistema, originalmente en serie, se agrupan en grupos de k bits, que según la codificación Gray, identificarán un punto de la constelación utilizada y transformándolo así a un valor complejo en fase y cuadratura que podrá ser utilizado por los bloques posteriores para su transmisión.

2.3.2. IFFT y FFT

Tal como se ha descrito previamente en este capítulo, es innegable la importancia que tiene la transformada de Fourier para el desarrollo de las modulaciones OFDM, así como la transformada rápida de Fourier (FFT), una variación de la DFT computacionalmente eficiente que será la descrita y utilizada en este proyecto para el paso del dominio temporal al frecuencial de nuestras señales.

Es por lo que, al disponer como entrada de este bloque una secuencia de símbolos complejos en frecuencia dados por el mapper, se utiliza la IFFT, la transformada rápida de Fourier inversa con el objetivo de transformar esta señal frecuencial al temporal para poder ser transmitida correctamente. En los receptores OFDM, en cambio, se hace uso de la FFT para convertir del dominio temporal al frecuencial antes de pasar la información al bloque demapper.

Tanto la FFT como la IFFT, al ser bloques que funcionan con símbolos de tamaño 2^n , requieren de un convertidor serie-paralelo precediéndolos. Sin embargo, no se utilizan todas sus portadoras para enviar la información dada por el mapper, ya que se destinan portadoras con información a 0 al inicio y al final de cada símbolo por dos grandes razones, para facilitar el posterior filtrado de la señal en el receptor, ya que su banda de transición no necesita ser tan estrecha y para evitar interferencias entre canales adyacentes.

2.3.3. PC (Prefijo Cíclico)

Por último, pero no menos importante, después de la transformada de Fourier, se encuentra el bloque que se encarga de añadir el prefijo cíclico. Aunque no sea un bloque estrictamente necesario para la modulación, su presencia es necesaria como herramienta contra la dispersión.

Su funcionamiento se basa en copiar las últimas N_{cp} portadoras del símbolo OFDM al comienzo de este, actuando como un intervalo de guarda. Aunque también se puede insertar un intervalo de guarda con muestras a cero, se escoge esta información en particular para garantizar protección ante la ISI, ya que, gracias a la propiedad cíclica de la IFFT, el bloque original se une en perfecta continuidad en fase con este prefijo cíclico.

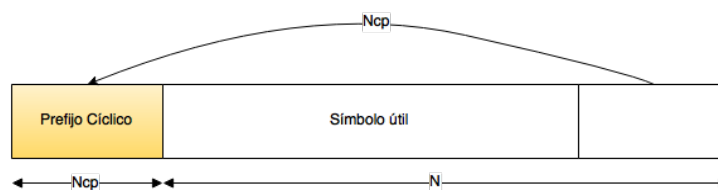


Figura 2-6. Esquema de prefijo cíclico

Para que sea efectiva esta protección ante la dispersión temporal, el tamaño del bloque de las portadoras a copiar se selecciona en función del máximo retardo entre símbolos que pueda tener el canal, escogiendo siempre una duración superior al mayor retraso que pueda existir.

Gracias a esta herramienta, se aumenta la duración del símbolo OFDM, provocando a su vez una reducción de la tasa efectiva de transmisión, pero, sin embargo, el espectro del símbolo permanece inalterado, y por tanto la información modulada en cada una de las subportadoras, por lo que es inmediato recuperar la información transmitida tras la eliminación de estas portadoras añadidas al comienzo de cada símbolo en el receptor.

2.4. Propiedades de OFDM

Al ser usada la modulación OFDM en gran cantidad de sistemas de telecomunicación, tanto por radio como en sistemas por cable, se han podido ver algunas de las características y partes que forman este tipo de tecnología a lo largo de este capítulo, pero es necesario conocer a fondo sus ventajas, sus inconvenientes y saber por qué se opta por este tipo de modulaciones para LiFi, así como las mejoras propuestas en los siguientes capítulos.

2.4.1. Ventajas e inconvenientes de OFDM

Algunas de sus ventajas que se pueden destacar son:

- Gracias a la inserción del PC, este tipo de sistemas son robustos ante los problemas causados por la propagación multitrayecto como la ISI, añadiendo protección ante retardos de la señal y posibles desajustes de sincronización.
- Usando las transformadas de Fourier (FFT/IFFT), este tipo de sistemas son computacionalmente eficientes y fácilmente desarrollables en el dominio digital, en comparación con el dominio analógico donde serían necesarios tanto los moduladores y los demoduladores como número de portadoras tuviera el símbolo OFDM.
- Al encontrarse el canal dividido en subcanales de banda estrecha, cada uno con una portadora ortogonal con el resto de portadoras, se facilita la ecualización en frecuencia, al igual que es un sistema robusto ante las caídas selectivas en frecuencia.

Sin embargo, es necesario también comentar algunas de las desventajas o inconvenientes que poseen este tipo de sistemas:

- OFDM presenta una gran sensibilidad espectral a los errores de sincronización en frecuencia, ya que basa su funcionamiento en la eficiencia espectral ofrecida por la ortogonalidad de las subportadoras, al igual que también posee una gran sensibilidad ante los errores de sincronización temporal.
- La potencia instantánea transmitida por este tipo de sistemas es superior a la potencia media, lo que provoca un alto PAPR, valor que también se ve incrementado según aumenta el número de portadoras del símbolo OFDM, reduciendo así la capacidad de transmisión. Debido a este problema, los amplificadores de potencia del transmisor necesitan tener muy alta linealidad, lo que implica un incremento en el coste, así como una disminución en la eficiencia.
- La tasa de transferencia de los sistemas OFDM se ve afectada por las distintas herramientas utilizadas para evitar las interferencias entre símbolos y portadoras, como son el prefijo cíclico o el Zero-Padding.

2.4.2. PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)

El PAPR es una medida que calcula la relación entre la potencia pico y la potencia media según la siguiente fórmula, donde P_{avg} representa la potencia media.

$$PAPR = \frac{\max(x(t)^2)}{P_{avg}} \quad 2-11$$

Típicamente para una señal OFDM con 128 portadoras, cada una con una potencia normalizada de 1 W, el

máximo PAPR que se puede producir es de 21 dB en el caso de que todas y cada una de las portadoras estén en su valor máximo. Esto se puede representar matemáticamente considerando cada portadora como un tono complejo:

$$x(t) = e^{2\pi f t} \quad 2-12$$

Sobre la que calculamos su valor máximo.

$$\max[x(t)x^*(t)] = \max[e^{2\pi f t} e^{-2\pi f t}] = \max[e^0] = 1 \quad 2-13$$

Considerando que la señal OFDM está compuesta de N portadoras, donde tomamos $a_k = 1$ por simplicidad en los cálculos, el máximo de esta señal será:

$$\max[x(t)x^*(t)] = \max\left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}kt} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{-j\frac{2\pi}{N}kt}\right] = \max\left[a_k a_k \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}kt} e^{-j\frac{2\pi}{N}kt}\right] = N^2 \quad 2-14$$

Calculando de igual forma, el valor promedio de su potencia, se obtiene la siguiente ecuación:

$$E[x(t)x^*(t)] = E\left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\frac{2\pi}{N}kt} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{-j\frac{2\pi}{N}kt}\right] = E\left[a_k a_k \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}kt} e^{-j\frac{2\pi}{N}kt}\right] = N \quad 2-15$$

Por lo que volviendo a la ecuación 2-11, se obtiene este resultado de N Watos.

$$PAPR = \frac{\max(x(t)^2)}{P_{avg}} = \frac{N^2}{N} = N \quad 2-16$$

Sin embargo, esos cálculos se tratan del caso más desfavorable. En la práctica no se cumple que todas las portadoras estén a la vez en ese valor máximo. Representando un símbolo DCO-OFDM tomado de este proyecto, se observa cómo existe un pico predominante en el símbolo en comparación con el valor medio representado con la línea discontinua de color negro.

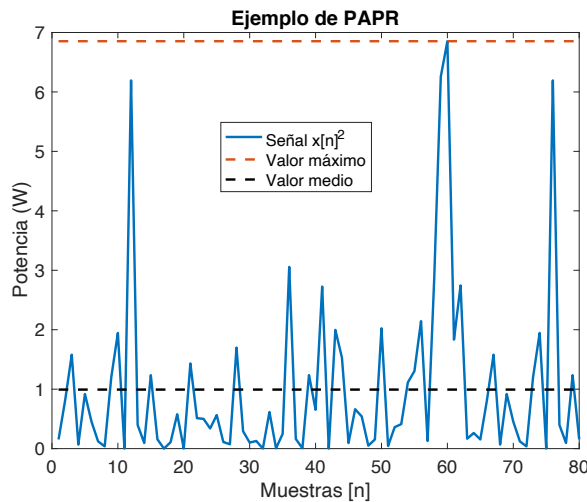


Figura 2-7. Ejemplo gráfico del PAPR en DCO-OFDM

Típicamente, en los sistemas OFDM, la señal pasa por un bloque amplificador antes de su transmisión por la antena, dotando a la señal de la suficiente potencia para que pueda llegar a los receptores deseados. En los casos con un alto PAPR, es preciso de un complejo amplificador de alta potencia (HPA – High Power Amplifier) que trabaje en un rango amplio de potencias para poder transmitir sin problemas toda la información, incluido este pico de potencia.

Sin embargo, la utilización de estos amplificadores no es perfecta, ya que su funcionamiento se basa en un principio de no linealidad, lo que provoca distorsión, tanto dentro de la banda de funcionamiento, lo que se traduce en una mayor tasa de errores como fuera de la banda, generando interferencias con los canales próximos al canal utilizado.

Esta medida es elevada en comparación con otros tipos de sistemas, por lo que para disminuir su valor existen algunas soluciones, que describen en profundidad en el capítulo 4 de esta memoria:

- Mantener el nivel de potencia de la señal en un nivel predeterminado mediante etapas de clipping. Esta técnica reduciría el PAPR, pero en cambio, introduce otras distorsiones e interferencias en nuestra señal.
- Disminuir el tamaño del símbolo OFDM, y por tanto de la IFFT, dividiendo la señal en celdas independientes, calculando la IFFT de cada una y combinarlas entre ellas. De esa forma un PAPR de un símbolo de 128 portadoras divididas en grupos de 32 podría bajar su máximo desde 21 dB hasta 12 dB.
- Utilizar técnicas como ACE (Active Constellation Extension) en las que se buscan extender los puntos que se hallan en los extremos de las constelaciones, mediante la aplicación de distintos parámetros, escogidos para disminuir el PAPR total de la señal.

CM (Métrica Cúbica)

Una de las carencias de la medida del PAPR es que sólo tiene en cuenta para su cálculo el pico de mayor tamaño de la señal, ignorando los otros picos o máximos relativos, incluso si contienen información relevante. Para solucionar ese problema, se realiza también la medida de la métrica cúbica, definido por el 3GPP de la siguiente forma.

$$CM(x(t))|_{dB} = (RCM(x(t))|_{dB} - RCM_{ref}/K) \quad 2-17$$

RCM_{ref} y K son constantes que dependen del sistema de comunicación y RCM es Raw Cubic Metric, descrito matemáticamente en la siguiente ecuación, que será el valor por medir y a optimizar a lo largo de este trabajo, ya que la métrica cúbica es un valor que se obtiene multiplicando y sumándosele un valor fijo a esta RCM :

$$RCM(x(t))|_{dB} = 20 \log \left(rms \left[\frac{|x(t)|^3}{rms[x(t)]} \right] \right) \quad 2-18$$

3. COMUNICACIONES DE LUZ VISIBLE: LIFI

Quien mira racionalmente el mundo, lo ve racional.

- Georg Wilhelm Friedrich Hegel -

Es conocido ampliamente en el mundo, tanto si se poseen conocimientos previos de las telecomunicaciones, como si no se es un experto en la materia, que las demandas de acceso a la red, sufren avances y crecen exponencialmente cada año. Sin ir más lejos, se pueden poner como ejemplos los accesos de red por cable, que en pocos años, han avanzado de los 32 kbps hasta conseguir 1.000 Gbps, gracias a la irrupción de la fibra óptica para usos empresariales y domésticos, o los accesos inalámbricos a la red, donde se pueden nombrar a su vez varios ejemplos, como el estándar Wi-Fi, que para conseguir un aumento de su tasa efectiva, ha ido sufriendo cambios en su frecuencia de trabajo en la búsqueda de una frecuencia que no esté tan saturada para ofrecer conexión sin latencia y la mayor tasa posible, como ha sido de los 2,4 GHz a los 5 GHz, y actualmente a los 6 GHz con el IEEE 802.11be.

Partiendo en este capítulo principalmente de las comunicaciones inalámbricas y de ese cambio de frecuencias que han ido sufriendo los estándares IEEE 802.11, uno de los motivos para esa innovación es el progresivo cambio que ha habido de existir redes únicamente cableadas, a pasar a ser inalámbricas, por lo que la demanda de acceso crece exponencialmente y ofrece beneficios como una mayor simplicidad de las conexiones de los clientes y una mayor movilidad de los mismos al no depender de entornos cableados.

Con esta misma idea, se da un mayor salto en el espectro de frecuencias, y no de unos simples GHz como en el caso de Wi-Fi, sino que se avanza hasta la frecuencia de la luz visible para poder realizar comunicaciones entre dispositivos de forma inalámbrica, tecnología que será estudiada a lo largo de este capítulo.

3.1. ¿Qué es LiFi?

Comenzando con las comunicaciones en bandas de frecuencia de luz visible, a lo largo de este apartado, se intentará hacer una aproximación top-to-down de las tecnologías que utilizan este canal de transmisión, desde las más generalistas hasta LiFi, para poder comprender de dónde viene y cuáles son sus características principales.

Es por ello, que la primera tecnología a nombrar es la de las comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC), que tal como su nombre indica, consiste en el envío y recepción de información en un canal óptico de forma inalámbrica. Entre sus características, se encuentran que no sólo consisten en comunicaciones en luz visible, sino que también utiliza para estas transmisiones el espectro de infrarrojos (IR) y el ultravioleta (UV), por lo que, aunque esté centrado en el espectro de luz visible, también toma las bandas de frecuencia inmediatamente inferior y superior.

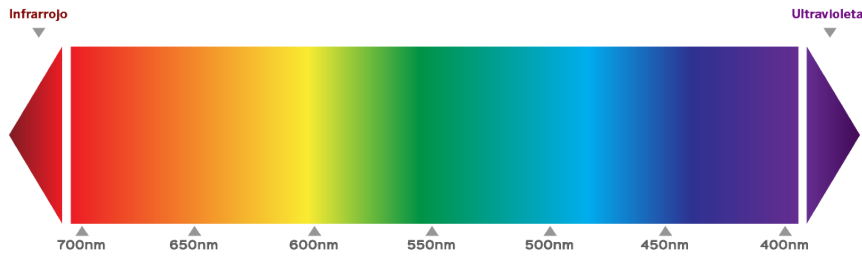


Figura 3-1. Espectro de infrarrojos, luz visible y ultravioleta

Si ampliamos este grupo de tecnologías que conforman las OWC, nos encontramos con VLC, las comunicaciones en luz visible que obvia el espectro de infrarrojos y luz ultravioleta, para centrarse únicamente en el espectro entre los 700 y los 400 nm.

En un principio, para este tipo de sistemas, se utilizaban lámparas fluorescentes estándar, es decir, las lámparas usadas para iluminación con las que se alcanzaban velocidades de 10 kbps, para pasar a utilizar actualmente tecnología LED, dispositivos sobre los que se puede controlar de forma más precisa la corriente y la luminosidad para modular la información a una mayor velocidad, alcanzando hasta mil veces más velocidad que con lámparas fluorescentes.

Una característica de este tipo de sistemas es que, aunque esté continuamente cambiando esa luminosidad con el objetivo de transmitir información, es imperceptible para el ojo humano, por lo que se pueden utilizar tanto para estas comunicaciones VLC como para la iluminación tradicional.

Y dentro de estos sistemas de comunicación inalámbrica en luz visible es dónde se encuadra LiFi, tecnología que utiliza la tecnología LED para proporcionar conexión a internet a través de la luz modulada por estos dispositivos, donde los receptores implementan a su vez fotodetectores capaces de convertir esta intensidad luminosa en intensidad de nuevo, para poder recibir correctamente la información.

3.1.1. LiFi y sus propiedades

En el inicio de este capítulo se ha comentado brevemente, que, una de las razones que han motivado hacia la investigación y utilización de este tipo de tecnologías inalámbrica de comunicaciones en luz visible es la saturación del espectro eléctrico, pero las VLC y por consiguiente LiFi, poseen más características que hacen de esta tecnología que se describen a continuación.

3.1.1.1. Capacidad de transmisión y ancho de banda

En primer lugar, al cambiar este espectro de frecuencias con respecto al orden de los gigahercios, como en el caso de Wi-Fi, y subir drásticamente varios órdenes de magnitud hasta los terahercios, es conocido, que según se aumentan las frecuencias, los anchos de banda también crecen respectivamente, por lo que se obtiene un ancho de banda del orden de 10.000 veces más grande que en comparación con Wi-Fi.

De igual forma, en las tradicionales redes de comunicaciones por Wi-Fi, al estar reguladas internacionalmente, se pueden encontrar limitaciones tanto en el ancho de banda de los canales a utilizar por los distintos puntos de acceso (Hasta 40 MHz en 2,4 GHz y hasta 80 MHz en 5 GHz) como en la potencia de transmisión de los mismos para que no causen interferencias con otras redes o dispositivos cercanos.

3.1.1.2. Eficiencia y rendimiento

A pesar de tratarse de una tecnología reciente, una de las principales características de este tipo de sistemas es el bajo coste, al requerir una menor cantidad de elementos para la transmisión y la recepción de la señal.

En lugar de antenas, se puede realizar esta comunicación con cualquier fuente de iluminación LED, a la que se le añade un modulador como encargado de variar la intensidad que recibe como entrada el diodo y, traduciéndose así, en variaciones de luminosidad.

Otra de las ventajas de utilizar esta tecnología LED, además de ser emisores de luz económicos, es que son

energéticamente eficientes, no solo para la iluminación tradicional, sino además para este tipo de sistemas, ya que, para lograr la transmisión de información, el aporte adicional de potencia necesario es insignificante en comparación con la potencia empleada en sistemas RF.

3.1.1.3. Fiabilidad y seguridad de los sistemas

Determinados lugares, como los centros hospitalarios, los aviones o incluso en la industria, la comunicación por radiofrecuencia puede causar interferencias con la electrónica utilizada en dichos lugares, al igual que con las redes existentes. Sin embargo, VLC y por tanto LiFi, al utilizar una parte del espectro totalmente distinta, hace que sea una tecnología totalmente segura para este tipo de emplazamientos.

La utilización de dicha banda de frecuencias hace que este tipo de comunicaciones tengan un alcance más limitado que las RF, siendo necesario que exista visión directa entre el emisor y el receptor lo que provoca no solo que tengan que estar en la misma habitación o relativamente cerca, sino que este tipo de sistemas, al no atravesar paredes, puedan coexistir con otras redes LiFi que se encuentren en otra habitación cercana. De igual forma, debida a esta localidad espacial, si hubiera algún intruso interceptando estas comunicaciones, sería detectado inmediatamente al encontrarse relativamente cerca del emisor y del receptor.

Pero esta localidad, especial reducida, también tiene algunos inconvenientes, como que, al precisar de línea de visión directa entre la fuente y el detector de luminosidad, cualquier obstáculo lo suficientemente grande interrumpiría el enlace entre ambos, al igual que si existen otras fuentes de iluminación como lámparas fluorescentes u otros sistemas que puedan causar interferencia lumínica.

3.2. Historia de OWC

Cada vez que escribamos uno de estos títulos y pulsemos Enter, volverá al estilo Normal.

De forma similar a la historia de las modulaciones OFDM, vistas en el capítulo anterior, las comunicaciones ópticas inalámbricas a pesar de ser una tecnología actual, constituyen una serie de descubrimientos y mejoras a través de los años, con varios siglos de historia, que incluso comienzan a mencionarse en la literatura clásica a través de señales ópticas enviadas a través de hogueras, como medio de comunicación a larga distancia por el rey Agamenón tras su retorno de la Guerra de Troya, para anunciar su victoria (Calvo Martínez, 1984).

Este primer antepasado de las comunicaciones ópticas a distancia a través del fuego o de la reflexión de la luz, ha estado presente en varias civilizaciones desde entonces, como medio de comunicación en el Imperio Romano, también en la Edad Media para marcar lugares importantes, o también las conocidas señales de humos utilizadas por los nativos americanos durante cientos de años. Incluso es una de las formas de comunicación más utilizadas en la historia naval, tanto entre barcos como entre estos y los distintos puertos a través de los faros, edificios que han estado en funcionamiento hasta prácticamente hoy en día.

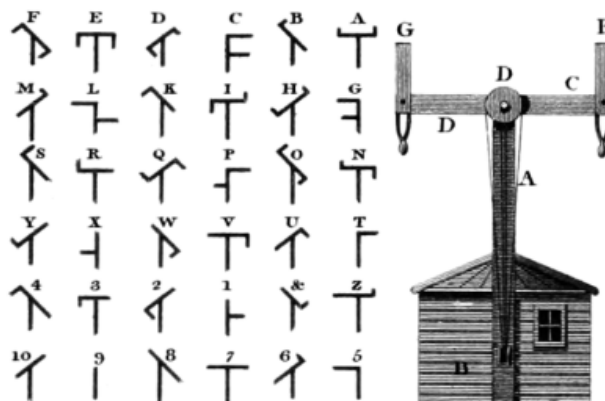


Figura 3-2. Alfabeto del telégrafo óptico.

Y al igual que el telégrafo fue esencial para los primeros pasos de la multiplexión, es también de gran importancia para la historia de VLC, ya que se considera que, a finales del siglo XVIII, se creó el primer

sistema práctico de telecomunicaciones ópticas. Este dispositivo de Claude Chappe, denominado el telégrafo óptico, consistía en unos emplazamientos con unos brazos articulados de gran longitud que, a través de sus distintas posiciones, se conseguían transmitir hasta 196 señales traducibles a letras, palabras o frases completas, formando así el primer alfabeto de transmisión óptica.

Un siglo después, en 1880, el padre del teléfono, Alexander Graham Bell, diseñó también el primer dispositivo que permitía la transmisión del sonido a través de emisiones de luz, el fotófono, instrumento con el que se pretendía prescindir de las infraestructuras de cable utilizadas tanto para el telégrafo como para el posterior teléfono.

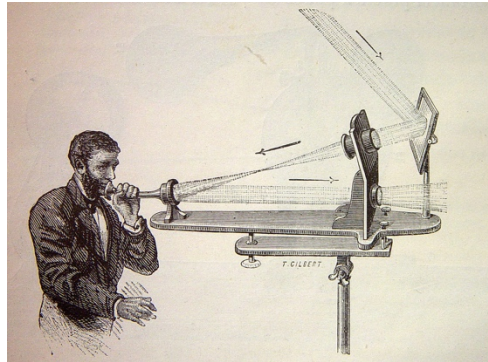


Figura 3-3. Utilización del fotófono. (Bell, 1880)

El principio básico de este fotófono era la modulación de la luz solar a través de un espejo vibratorio o disco rotatorio que, de forma periódica, iba dejando pasar una mayor o menos cantidad de luz hacia un teléfono que se conectaba a este modulador para poder transmitir la voz, tal como se puede ver en la figura 3-3. En el receptor, por otra parte, se hallaba un reflector parabólico que se encargaba de recibir esta luz con la información modulada junto con otro teléfono.

En diversos experimentos ese mismo año, se consiguió la primera llamada telefónica a través de luz, con una distancia de 213 m. en la ciudad de Washington D.C., aunque el proyecto se abandonó poco después debido a inconvenientes como la gran dependencia con las interferencias meteorológicas.

Las comunicaciones VLC, tras un breve tiempo, volvieron a sufrir un gran avance a mitad del siglo XX, con la invención de varios emisores de luz, con los que se conseguía desestimar el uso de la luz solar como modulador de la información. Entre estos avances, se encuentra la invención del LASER en la década de 1960 y la creación de los primeros LEDs en 1962. En este punto también se puede comentar la creación de los primeros mandos a distancia de televisión mediante IR en 1955, tecnología que sigue en uso hoy en día (Luplow & Taylor, 2012), y que poco después adoptaron la utilización de LEDs rojos, amarillos y verdes.

Durante esa década, aunque la distancia entre emisor y receptor que se alcanzaba con esa tecnología eran inferiores a la obtenida por Bell décadas atrás, se considera un gran paso en las comunicaciones VLC, ya que eran los primeros pasos de las FSO (Free Space Optics). Entre estos experimentos se pueden nombrar la primera transmisión de señales de televisión en una distancia de 48 Km utilizando diodos LED de Arseniuro de Galio (GaAs) o la primera transferencia de voz modulada a través del haz de un láser en una distancia de 190 Km.

Aunque el principal protagonista de este capítulo sean las comunicaciones en luz visible, es necesario referir los avances que sufrieron las tecnologías IR en las telecomunicaciones, como las primeras redes ópticas inalámbricas en la década de 1980 con laboratorios de empresas como Fujitsu (Minami, et al., 1983) o Motorola (Kotzin & van den Heuvel, 1986), alcanzando enlaces full-dúplex a distancias de hasta 10 metros.

Volviendo con la tecnología LED, en 1994 se hizo un descubrimiento de vital importancia para las comunicaciones VLC, la invención del LED azul con el que, junto con los diodos verdes y rojos previamente creados, se podía originar finalmente una fuente de luz blanca mediante la unión de los tres y logrando un mayor ancho de banda al ocupar todo el espectro visible. Gracias a esta invención, los autores recibieron el premio Nobel de física del año 2014.

Ya en el siglo XXI, es fundamental nombrar a Harald Haas, considerado padre de la tecnología LiFi, quien, en compañía de su grupo de investigación, publicaron en 2006 los primeros estudios con los que se podían lograr

sistemas de comunicación inalámbrica a través de luces LED estándares del mercado y utilizando para ello una variación del OFDM para modular la información en la intensidad de estos dispositivos. En 2011, se acuñó por primera vez el término LiFi como semejanza a las redes inalámbricas por RF, para describir esta tecnología como un sistema de comunicación inalámbrico, rápido y de bajo coste (Haas, 2011).

Desde ese año, han sido innumerables los avances que ha sufrido esta tecnología, con la creación de diversas empresas que ofrecen puntos de acceso y adaptadores para los ordenadores y smartphones existentes (Li-1st, Li-Flame, LiFi-X) así como la creación del Consorcio LiFi, un conjunto de compañías e industrias unidas con el objetivo promover este tipo de sistemas ópticos y extender esta tecnología como alternativa a las redes Wi-Fi.

3.3. Arquitectura de OFDM óptico

Este tipo de sistemas de comunicaciones en luz visible, tal como se ha descrito en los apartados anteriores, basan su funcionamiento en la transmisión y recepción de información a través de señales luminosas, mediante emisores de luz LED y fotodetectores de forma análoga a la utilización de antenas RF en las tecnologías Wi-Fi.

Implementando OFDM, a diferencia de las comunicaciones RF que utilizan datos complejos modulados en cada una de las portadoras, LiFi funciona con una variación óptica del mismo denominada O-OFDM u OFDM óptico, adaptando estos valores para su correcta transmisión por estos emisores de luz y su modulación en intensidad, existiendo varias formas alternativas para ello.

3.3.1. Transmisores ópticos

Los transmisores ópticos se pueden dividir en dos partes bien diferenciadas, tal como se observa en la imagen 3-4, el sistema previo transmisor, dónde se tiene como entrada una fuente de datos binarios, se realiza toda la modulación, y se obtiene una intensidad que va hacia la fuente óptica, el dispositivo encargado de convertir esta intensidad en pulsos de luz.

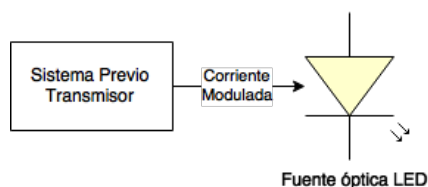


Figura 3-4. Esquema de transmisor óptico

En el sistema previo transmisor, es decir, en la parte electrónica, se mantiene la estructura definida en el capítulo anterior, con un modulador QAM, un bloque IFFT para convertir del dominio frecuencial al dominio temporal y el bloque encargado de la adición del prefijo cíclico, sobre el que se añade otro bloque más, la simetría hermítica.

Principalmente, este bloque se encarga de realizar una copia de las portadoras, para que tras su paso por la IFFT se obtengan únicamente valores reales en lugar de complejos, siendo así posible que se puedan modular sobre un valor positivo y real que es la intensidad eléctrica.

Por último, antes de convertir esta señal digital obtenida en intensidad, se añade un valor DC en función del tipo de modulación elegida y de las especificaciones del LED, al igual que se le realiza un escalado, también en función del rango dinámico del mismo.

La fuente luminosa elegible para los transmisores LiFi, debe tener como característica que sea de color blanco, para poder ocupar así el mayor ancho de banda posible del espectro de frecuencias de luz visible. Según el estándar IEEE 802.15.7, al no ser posible obtener esta luz blanca de forma directa mediante un diodo LED, existen dos opciones distintas para conseguirlo:

- **Diodo LED de luz azul con fósforo amarillo.**
- **LEDs RGB:** Uniendo un diodo LED de cada color básico (R-Rojo, G-Green, B-Blue), hace que la superposición de sus emisiones sea de color blanco.

Cabe destacar que la opción más utilizada en la actualidad es la unión de tres diodos RGB, debido a una mayor velocidad de conmutación y a la posibilidad de poder realizar multiplexión por división en frecuencias (WDM) sobre las distintas frecuencias de su ancho de banda.

3.3.2. Receptores ópticos

Si el objetivo del transmisor óptico es enviar la información modulada en intensidad luminosa, el receptor tiene como propósito detectar y recibir estas ondas, sobre las que, realizando distintas operaciones, obtener la información que fue enviada por el transmisor.

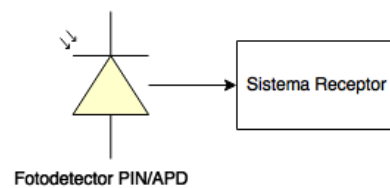


Figura 3-5. Esquema de receptor óptico

Para ello, también se compone de dos partes diferenciadas, el fotodetector, que es este encargado de transformar la señal luminosa en señal eléctrica, y el receptor, bloque electrónico sobre el que se realizan las mismas operaciones que en el transmisor en orden inverso para recuperar esa información.

Este fotodetector, no sólo recibe las ondas enviadas por el transmisor, sino toda luz ambiental que exista en sus inmediaciones, por lo que tiene como objetivo detectar correctamente estos cambios de luminosidad con información contenida en ellos minimizando el efecto de este ruido lumínico. Para ello, se pueden utilizar tanto la direccionalidad de la fuente y el fotodetector como filtros ópticos en el receptor que rechace toda radiación no deseada.

En la actualidad, existen dos tipos de fotodetectores que se pueden utilizar para comunicaciones VLC:

- **Fotodetectores PIN** (P-type Intrinsic N-type layers semiconductor)
- **Fotodetectores APD** (Avalanche Photodiode)

3.3.3. Tipos de O-OFDM

Sin perder de vista la comparación de LiFi con su equivalente en RF, el Wi-Fi, ambos tienen como principal esquema de modulación la utilización de múltiples portadoras a través de OFDM, consiguiendo así un uso óptimo del ancho de banda y, por consiguiente, una alta tasa de transmisión.

Sin embargo, al cambiar el medio y dejar de ser un entorno radio, se realiza una subida drástica de los órdenes de frecuencia hasta la luz visible, con lo que se busca igualar o superar esta tasa de transmisión de RF y mejorar las prestaciones de este tipo de sistemas, al igual que tratar de evitar, en la medida de lo posible, la actual congestión en las bandas de GHz.

Este cambio de frecuencias conlleva no sólo un cambio de dispositivo emisor y receptor al sustituir las tradicionales antenas por dispositivos emisores y receptores de luz, sino que, además, se requieren adaptaciones de OFDM para adecuarse al medio óptico. Estas modificaciones se realizan principalmente para dejar de usar valores temporales complejos para utilizar valores únicamente reales, positivos y negativos y que sea posible realizar una modulación en intensidad en los dispositivos LED.

Este conjunto de modificaciones se denomina O-OFDM u OFDM óptico, sobre el que existen varios tipos a tratar en este documento:

3.3.3.1. DC-Offset OFDM (DCO-OFDM)

El primer modelo O-OFDM a estudiar se trata del denominado DC-Offset OFDDM o DCO-OFDM, que consiste en añadir la simetría hermítica de los símbolos OFDM en el dominio frecuencial y a la señal resultante del bloque IFFT un valor de continua para generar de esta forma una señal real y positiva en el dominio temporal (Barros, et al., 2012).

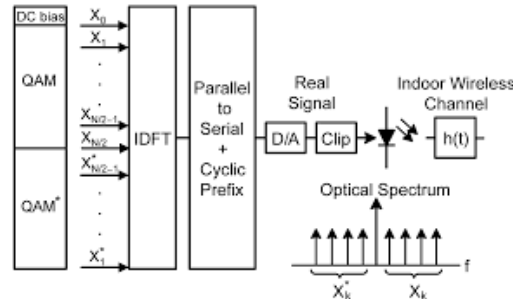


Figura 3-6. Transmisor DCO-OFDM

La simetría hermítica, al realizarse en el dominio frecuencial, tiene lugar entre el mapper y la IFFT, donde a diferencia de OFDM tradicional se sacrifican la mitad de las portadoras para conseguir así una señal en el dominio real. Esta simetría se obtiene calculando la traspuesta conjugada de la primera mitad de las portadoras tal como se muestra en la siguiente ecuación, y situándolos en la segunda mitad del símbolo, donde es necesario señalar que tanto la portadora 0 como la $N/2$ tienen valor 0:

$$X_n = X_{N-n}^*, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad 3-1$$

Tras calcular la IFFT del bloque formado por las portadoras sin modificar y dichas portadoras hermíticas, es decir, el bloque hermítico, se obtienen valores temporales reales positivos y negativos, sobre los que se calcula en primer lugar el prefijo cíclico como en OFDM tradicional, copiando los últimos N_{cp} valores al comienzo de cada símbolo O-OFDM y, tras ello, se realiza una conversión paralelo-serie para su tratamiento previo al paso por el diodo LED.

En esta etapa previa al emisor, la señal pasa por un amplificador, donde se amplifica o atenúa, para adaptar la amplitud de la señal a valores dentro del rango dinámico del LED especificados en su datasheet. De igual forma, al aplicarse la ganancia para todas las muestras de la señal, es necesario hacer saturación de valores tanto mínimos como máximos, utilizando de nuevo la información del fabricante del LED. Esta operación se realiza con el objetivo que los valores de pico existentes en nuestra señal no dañen la fuente óptica a través de saturaciones.

Por último, tras saturar los valores, se le añade un valor de DC a la señal, típicamente el valor intermedio de su rango dinámico, ya que al existir valores originales tanto positivos como negativos en la señal, se precisa que se pueda utilizar el mayor rango dinámico del diodo, para disminuir así la ganancia a aplicar a la misma y el sistema sea más robusto ante las diversas interferencias del canal

3.3.3.2. Asymmetrically Clipped Optical OFDM (ACO-OFDM)

Esta segunda técnica de modulación O-OFDM, también basa su funcionamiento en la obtención de la simetría hermítica de los símbolos OFDM para obtener así valores temporales complejos, pero sufre algunas variaciones con el primer método descrito, DCO-OFDM (Fernando, et al., 2012).

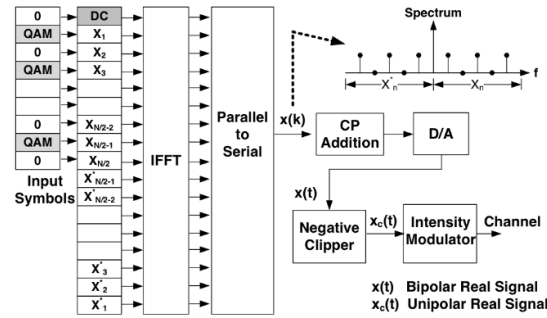


Figura 3-7. Transmisor ACO-OFDM

Una de las principales diferencias de esta técnica es que transmite únicamente la información contenida en las portadoras impares, por lo que partiendo de utilizar únicamente la primera mitad de cada símbolo OFDM para realizar esta simetría hermitica, únicamente se hace uso de estas portadoras impares y añadiendo un cero al resto de portadoras pares de la siguiente forma:

$$X_{2n} = 0, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} \quad 3-2$$

Realizada esta modificación, se calcula la mencionada simetría hermitica de igual forma que en el caso anterior (ecuación 3-1) y tras el paso de la señal por el IFFT y la obtención, por ello, de los valores reales en dominio temporal. Se utiliza un convertidor paralelo-serie y se añade el prefijo cíclico con la extensión diseñada en función del canal.

A continuación, todas las componentes negativas de la señal son recortadas, o explicado de otra forma, se les aplica un bloque de Zero-Clipping, tras el que la señal será unipolar con valores positivos únicamente. Dónde cabe destacar que esta operación no causa distorsión sobre la información contenida en estas portadoras impares y afectando únicamente a la amplitud de la señal, dividiendo su amplitud a la mitad.

La otra principal diferencia de este sistema con DCO-OFDM, es que una vez en este punto, esta señal no requiere de ningún valor de continua sobre la señal resultante, sino que basa su funcionamiento en el valor mínimo del rango dinámico del LED.

Por último, se realiza de igual forma un escalado de la señal junto con una saturación superior para evitar la existencia de picos de señal que puedan dañar la óptica del sistema.

3.3.4. Métricas y parámetros de O-OFDM

De forma adicional a las medidas que se pueden tomar en los sistemas OFDM descritos en el anterior capítulo como las evaluaciones de los picos mediante PAPR y la RCM o la tasa de errores de los sistemas mediante el EVM, existen varios indicadores que pueden ser utilizados en este tipo de sistemas ópticos, evaluando aspectos tales como el rango dinámico o la eficiencia.

3.3.4.1. Biasing Ratio (BR)

Partiendo de un modelo lineal del LED utilizado para la transmisión de información tal como se muestra en la siguiente figura, se considera que este dispositivo necesita una tensión mínima V_{TO} para comenzar a emitir luz, que crece linealmente hasta una tensión máxima V_{SAT} sobre la que cualquier tensión adicional que se le proporcione, no generará más intensidad óptica. También se puede reconocer en la siguiente figura el valor medio de intensidad óptica denominado O_{AVG} , al que le corresponde un valor medio de tensión también denominado V_{AVG} (García Doblado, et al., 2015).

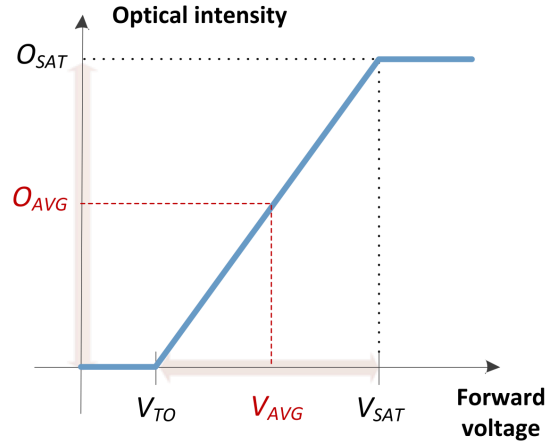


Figura 3-8. Característica lineal del LED

La tensión contenida entre esos dos valores, denominada rango dinámico, viene dada por la siguiente ecuación.

$$DR = V_{SAT} - V_{TOV} \quad 3-3$$

Considerando que el modelo lineal del LED representado en la figura 3-8 viene dado por la ecuación 3-4, se toma α como un valor real que representa la ganancia del modelo, elegido de forma adecuada para que la señal no supere los límites dados por la ecuación anterior y B_{DC} como el offset o valor de continua, sobre el que se situarán todos los datos dados por el sistema transmisor, dando lugar así a datos unipolares.

$$y(t) = \alpha x(t) + B_{DC} \quad 3-4$$

Jugando con estos valores dados por las ecuaciones 3-3 y 3-4, llegamos al biasing ratio (BR), un valor que indica la proporción entre la tensión de continua del LED y su tensión mínima de funcionamiento en relación con su rango dinámico.

$$BR = \frac{B_{DC} - V_{TOV}}{DR} \quad 3-5$$

3.3.4.2. Factor de iluminación (BF)

La tecnología LiFi se identifica por poder utilizar la tecnología LED no sólo para iluminación estándar sino para la transmisión de información a través de este medio. El nivel medio de esta iluminación viene dado por la potencia óptica media O_{AVG} , aunque también está relacionada con el denominado factor de iluminación o BF, el cual es la relación entre la potencia óptica media y la potencia óptica de saturación.

Este valor BF debe estar contenido matemáticamente entre 0 y 1, aunque en escenarios reales, tiene un umbral superior denominado BF_{max} , dado por la tensión máxima que puede tener como entrada este dispositivo.

$$BF = \frac{O_{AVG}}{O_{SAT}} = \frac{(V_{AVG} - V_{TOV})}{DR} \quad 3-6$$

A un mayor BF, se obtiene una mayor potencia óptica, y por tanto un mayor nivel de iluminación del LED, por lo que, para conseguir una capacidad alta de transmisión, este factor debe ser lo suficientemente grande.

3.3.4.3. Input Power Back-Off (IBO)

Teniendo presente el modelo lineal del LED expuesto en la ecuación 3-4, es inmediato conocer que si la señal de entrada $x(t)$ tiene una varianza σ_x^2 , la señal de salida de este modelo dada por $y(t)$ tendrá una varianza a su vez dada por la siguiente ecuación, siendo α el factor de escalado aplicado a la señal.

$$\sigma_y^2 = \alpha^2 \cdot \sigma_x^2 \quad 3-7$$

Este factor de escalado es de vital importancia para la potencia de la señal resultante, ya que, si es escogido lo suficientemente bajo, derivará en una baja varianza de la señal de salida, traducido en un uso ineficiente del rango dinámico del LED dado por el fabricante.

Por el lado opuesto, si α es escogido excesivamente, resultará en una señal que sobrepasa los límites máximos y mínimos de potencia óptica del dispositivo, y siendo necesario aplicar clipping o recorte en todos los valores que superen estos límites.

Algunas consecuencias de aplicar este clipping son una degradación de la señal, que deriva en una alta tasa de error tras la recepción de los datos transmitidos y un peor control de la luminosidad del LED, ya que, con cada valor saturado, se traducirá en este dispositivo con iluminación máxima o mínima.

Es por ello, que este factor de escalado es también utilizado para controlar el denominado Input Power Back-Off o IBO, una medida que representa el ratio entre la potencia de entrada que obtiene máxima potencia de salida entre la potencia de entrada con la que se obtiene una respuesta lineal del diodo. A un menor IBO, se obtiene una mayor potencia de entrada en el LED, pero como consecuencia, la distorsión crece a su vez.

$$IBO = \frac{DR^2}{(\alpha^2 \cdot \sigma_x^2)} \sigma_y^2 \quad 3-8$$

3.3.4.4. Illumination to Communication Conversion Efficiency (ICE)

Por ultimo, evaluamos la eficiencia de este tipo de sistemas de comunicaciones en luz visible, evaluando el ratio entre la potencia obtenida en el LED con respecto a la tensión que se aplica como entrada. Esta métrica depende principalmente de dos factores, del nivel de iluminación y de la potencia original de la señal de entrada.

$$ICE = \frac{D_o}{O_{AVG}} = \frac{D_i}{(V_{AVG} - V_{TOV})} \quad 3-9$$

Describiendo los elementos que aparecen en la ecuación, D_o representa la desviación estándar de la intensidad óptica de salida y D_i a su vez es la desviación estándar de la señal eléctrica de entrada, dada por la siguiente ecuación.

$$D_i = \sqrt{E[y^2(t)] - (E[y(t)])^2} \quad 3-10$$

Con estos datos, con un mayor ICE, obtendremos en nuestros sistemas un mayor rango dinámico de la señal óptica, pero a costa de un menor nivel de iluminación, por lo que es necesario hacer un consenso entre esta métrica y el BR para optimizar el funcionamiento del LED.

4. TÉCNICAS DE MEJORA

Los sistemas OFDM, a pesar del gran número de ventajas nombradas previamente en este documento, también tienen inconvenientes como las no linealidades, que pueden ser cuantificadas con métricas como el PAPR o la métrica cúbica (RCM), que han sido descritas brevemente para intentar explicar cómo se calculan y qué implican sus valores en un sistema de estas características. Las comunicaciones VLC basadas en su variación óptica, O-OFDM, y por tanto los sistemas LiFi, también deben tener en cuenta estas medidas, no sólo para un uso eficiente de la potencia transmitida, sino además porque un valor alto en picos de la señal puede ser perjudicial para la tecnología LED y dañando esta fuente luminosa.

Típicamente, en la literatura, los métodos que se pueden encontrar de mejora de las no linealidades sobre OFDM tratan sobre la reducción del PAPR, existiendo métodos como la utilización de portadoras piloto o el uso de los denominados sistemas ACE, donde se extienden los puntos de la constelación QAM que se encuentran en los extremos para relajar las prestaciones de los sistemas.

A lo largo de este capítulo, se hará un estudio de algunas de estas técnicas, sus adaptaciones a OFDM óptico y se proponen técnicas de mejora no sólo de esta métrica, sino también de la métrica cúbica para sistemas transmisores receptores LiFi.

4.1. Técnicas de reducción de PAPR en OFDM

Al estar la señal OFDM compuesta como la suma de múltiples portadoras independientes entre ellas, uno de los principales problemas de no linealidad de este tipo de señales ocurre cuando existen grandes picos de potencia en el dominio temporal. Tomando como tamaño de la FFT N_{FFT} portadoras y N como el número de portadoras con información, cada una de ellas con amplitud máxima de 1 voltio, es lógico pensar que, a su vez, la amplitud máxima de la señal OFDM será N voltios cuando todas estas N portadoras se encuentren en su máximo en el mismo instante.

Recordando que el PAPR es el ratio entre la potencia máxima de la señal y su potencia media, el caso más desfavorable de esta medida es cuando se tiene un pico de la señal muy elevado en comparación con la potencia media, bien sea debido a que la potencia promedio tiene un valor bajo o porque este pico es realmente grande.

De forma general en OFDM, antes de la transmisión por la antena, la señal es tratada por un amplificador de alta potencia con el objetivo de que la señal pueda llegar con la suficiente potencia a los receptores deseados. En los casos con una alta medida de PAPR, es necesario que este amplificador trabaje en un amplio rango de amplitudes para poder transmitir sin problemas toda la información, incluidos estos picos de potencias.

Sin embargo, la utilización de amplificadores no es perfecta, ya que existen no linealidades en este tipo de dispositivos, lo que provoca distorsión dentro de la banda de funcionamiento, traduciéndose en una mayor tasa de errores (BER) y de forma adicional, interferencias con los canales adyacentes al canal utilizado.

Para evitar este comportamiento, se buscan técnicas que reduzcan el PAPR con carácter previo a este amplificador, aumentando lo mínimo posible la complejidad del sistema, al igual que evitando una mayor tasa de error.

4.1.1. Clipping y filtrado de la señal

Esta primera técnica, es una de las técnicas más sencillas de reducción del PAPR en nuestro tipo de sistemas OFDM. Para ello, únicamente se añaden dos bloques adicionales a la estructura del transmisor estándar, un bloque de clipping o recorte y un filtro antes de la emisión de la señal. El receptor no sufre ningún cambio en su estructura.

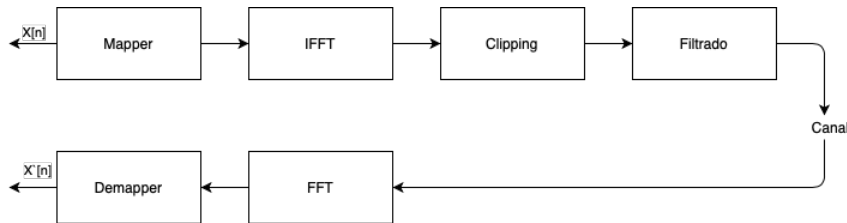


Figura 4-1. Sistema OFDM con clipping y filtrado

El clipping consiste en marcar un valor máximo y un valor mínimo de la señal en el dominio temporal y saturar los valores que sean mayores o menores que estos valores respectivamente. Todos los demás valores entre el máximo y el mínimo no sufren ninguna variación. Este clipping se puede representar según la siguiente ecuación, siendo V_{min} y V_{max} , estos valores límite descritos.

$$x'_k = \begin{cases} V_{min}, & x_k < V_{min} \\ x_k, & V_{min} \leq x_k \leq V_{max} \\ V_{max}, & x_k > V_{max} \end{cases} \quad 4-1$$

El problema que tienen este tipo de modificaciones es que estas saturaciones no son lineales, provocando efectos no deseados dentro y fuera de la banda de frecuencias de funcionamiento del sistema. Utilizando un filtro situado inmediatamente tras este bloque de recorte, se pueden eliminar dichos efectos que se sitúen fuera de su banda, pero aquellos efectos que se encuentran dentro de la misma no pueden ser reducidos y causando un mayor BER en el sistema (Li & Cimini, 1998).

4.1.2. Selective Mapping (SLM)

Este segundo método de reducción de PAPR hace uso de un conjunto de códigos sobre el que se multiplican los datos modulados en las portadoras y se escoge aquel que tenga un menor valor de esta métrica. Siendo M (p_0, p_1, \dots, p_{M-1}) el número de códigos distintos del que se hace uso para esta metodología y N el número de portadoras del símbolo OFDM el esquema se representa en la siguiente figura (Bauml, et al., 1996).

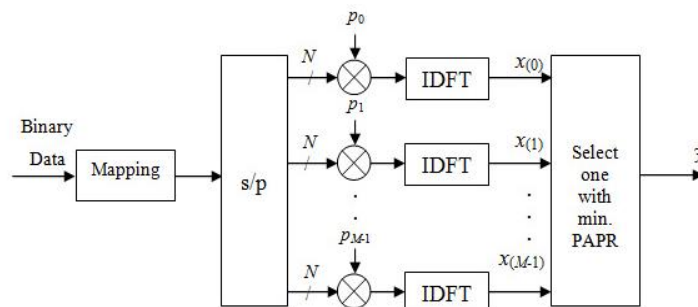


Figura 4-2. Sistema OFDM con mapeo selectivo (SLM)

Sin embargo, este tipo de sistemas también encuentran inconvenientes para su utilización, como que tanto el transmisor como el receptor necesitan disponer del código p_i utilizado para codificar la información con el mínimo PAPR para poder recuperar correctamente los datos transmitidos. De igual forma, esta técnica, utiliza más recursos, realizando tantas transformadas de Fourier para transmitir un único símbolo OFDM como variedad de códigos distintos.

4.1.3. Secuencias de Transmisión Parcial (PTS)

Implementando la mejora de PAPR denominada PTS (Partial Transmit Sequence), el símbolo OFDM de N portadoras, se divide en una serie de grupos, separando el número total de elementos en distintos sub-bloques sin que ninguna portadora se encuentre simultáneamente en más de un mismo grupo. Esta agrupación se lleva a cabo mediante un particionado pseudoaleatorio (Muller & Huber, 1997).

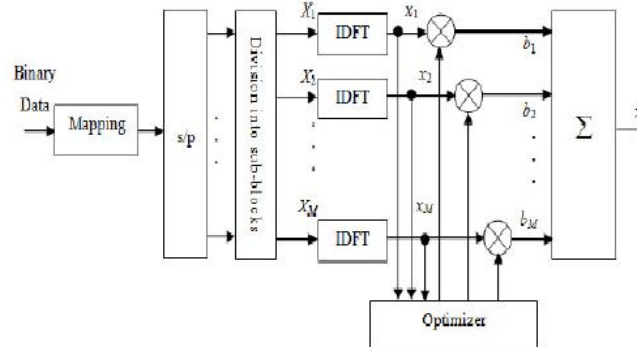


Figura 4-3. Sistema OFDM utilizando PTS

Para cada uno de esos bloques, se le calcula la IFFT de forma independiente y se multiplica la señal temporal resultante por un factor de fase o código, al igual que en SLM, escogido para minimizar el PAPR de la señal transmitida, con la diferencia que, en este caso, estos factores se eligen con el objetivo de minimizar esta métrica de forma conjunta, es decir, de la suma de todos los bloques. Siendo b_k cada uno de estos factores de fase, la señal resultante x , se puede obtener siguiendo la siguiente ecuación.

$$x = \sum_{k=1}^M b_k x_k = \sum_{k=1}^M e^{j\varphi_k} x_k \tag{4-2}$$

Tal como se puede observar en este tipo de sistemas, también se disponen M bloques IFFT para transmitir un único símbolo OFDM, aumentando su carga computacional, a lo que podemos añadir que, a mayor número de subdivisiones del bloque original, es decir, a un mayor M , mayor será la reducción de PAPR obtenida por esta metodología, pero con un gran inconveniente, ya que la búsqueda de estos factores de fase óptimos incrementa su complejidad de forma exponencial con el tamaño de M .

4.1.4. Inserción de Picos (PI)

La técnica de inserción de picos (PI) es un método para reducir la métrica del PAPR mediante la incorporación de un pico en frecuencias a la secuencia OFDM original, es decir, cambiando una de las portadoras (k_a) del símbolo por un pulso de amplitud conocida a , tal como se indica en la siguiente ecuación (Siddiq, 2015).

$$Y(k) = X(k) + a\delta(k - k_a), \quad 0 \leq k \leq N - 1 \tag{4-3}$$

Como característica de este tipo de sistemas, se inserta el prefijo cíclico antes de realizar esta inserción del pico en el dominio de las frecuencias, tal como se puede observar en su figura 4-4. Como resultado de esta operación, se reduce el PAPR, pero a costa de incrementar el valor RMS total de la señal temporal, por lo que, tras convertir al dominio temporal, se aplica un factor de escala β con el objetivo de reducir este valor RMS sin afectar al PAPR obtenido.

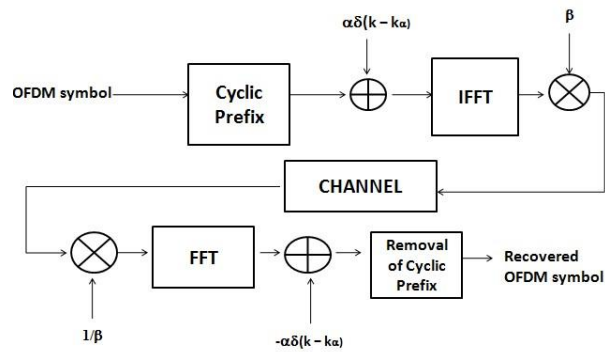


Figura 4-4. Sistema OFDM utilizando PI

A diferencia de los sistemas descritos anteriormente, no requiere de múltiples transformadas de Fourier, por lo que su complejidad es parecida a la de los sistemas sin ningún tipo de mejora de esta métrica. Únicamente precisa que tanto el transmisor como el receptor conozcan la posición y amplitud del pico incorporado.

4.2. Active Constellation Extension (ACE)

Por último, se describe sistema utilizado en este trabajo, una modificación de OFDM que en líneas generales sustituye la señal original temporal en una nueva señal cuya constelación ha sido modificada, con el objetivo de minimizar la tasa de error mientras se reduce la métrica de PAPR (Krongold & Jones, 2003). Actualmente es una de las técnicas de reducción de picos utilizada en estándares como Televisión Digital Terrestre DVB-T2 (ETSI, 2015) o Televisión Híbrida para dispositivos móviles DVB-SH.

Tomando como ejemplo una modulación QPSK, cada portadora puede transmitir uno de cuatro símbolos posibles, estando representado cada uno de ellos en un cuadrante distinto en el plano complejo y equidistantes de los ejes de fase y cuadratura. Considerando el canal como un canal de ruido Gaussiano AWGN, las regiones de decisión de estos símbolos están definidas por estos cuadrantes, pero debido a este ruido, estos puntos pueden ser trasladados a cualquiera de los otros cuadrantes, causando así un error de transmisión. En los casos de modulaciones QAM, estos errores se producen cuando de igual forma, un símbolo transmitido, entra en las regiones de decisión de otros símbolos.

Partiendo de este concepto, si se trasladan los puntos originales de la constelación desde su posición alejándolos de los límites de las regiones de decisión en su propio cuadrante, se obtiene un margen ante los desplazamientos que produce el ruido del canal, lo que proporciona una menor BER. En los sistemas OFDM, producir esta extensión de la constelación, se traduce en una adición de señales sinusoidales en esa portadora en particular, que, usado de forma óptima, se puede utilizar para cancelar determinados picos en el dominio del tiempo y por ello, reducir el PAPR.

En la siguiente figura, se puede ver un ejemplo de este desplazamiento de los puntos de la constelación, en primer lugar de una modulación QPSK, en la que se pueden desplazar todos los puntos en dirección opuesta al origen de coordenadas, y en 16-QAM, al igual que en mayores constelaciones en cuadratura, únicamente se pueden desplazar aquellos puntos que se encuentran en los bordes de esta constelación, bien en línea recta, en dirección opuesta a la frontera de decisión o en dos posibles direcciones los puntos que se encuentran en las esquinas.

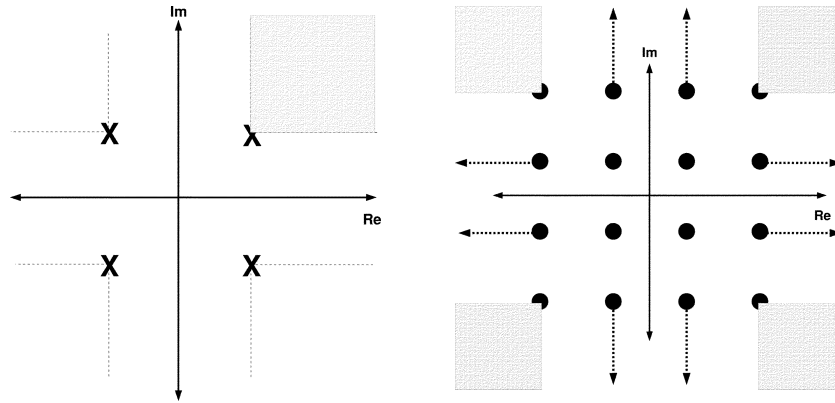


Figura 4-5. Extensión de constelaciones QPSK (izquierda) y 16-QAM (derecha)

La estructura de este tipo de modificaciones, siguen el esquema representado en la figura 4-6, bloque que se sitúa en el transmisor entre el modulador y la IFFT, por tanto, tiene como entrada el símbolo OFDM con la información modulada en sus portadoras.

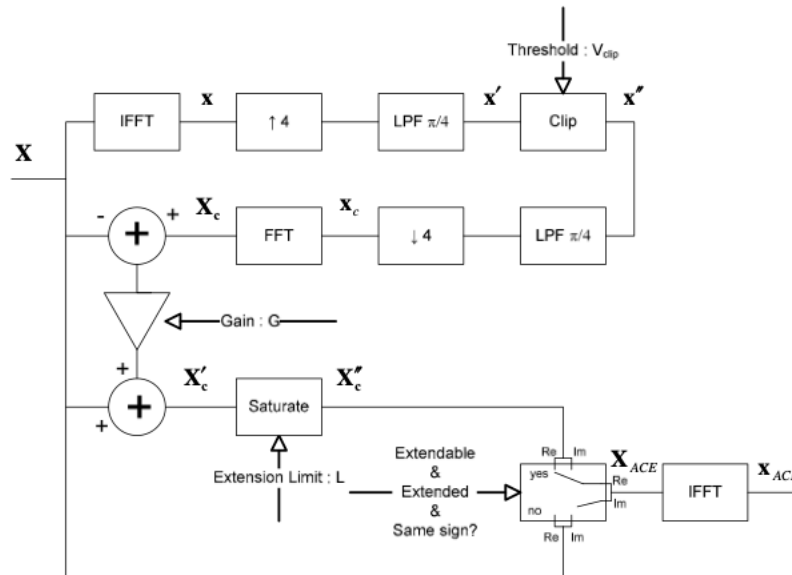


Figura 4-6. Algoritmo ACE

En primer lugar, se transforma dicha señal al dominio temporal a través de un bloque IFFT en conjunto con un interpolador y un filtro paso bajo para poder obtener los picos de la señal original con una mayor precisión. Estos tres bloques, por simplicidad, se pueden implementar de forma conjunta a través de una IFFT de tamaño 4 veces mayor que el símbolo original y rellenando el resto de las portadoras con ceros mediante la técnica de ‘Zero-Padding’.

A continuación, la señal temporal es pasada por un bloque de recorte o clipping, siendo V_{clip} el umbral de recorte, un valor que según el estándar de DVB-T2 debe estar contenido entre 0 y 12,7 dB sobre la desviación estándar de la señal temporal original. Este recorte cumple con la siguiente ecuación.

$$x''_k = \begin{cases} x'_k, & \text{si } \|x'_k\| \leq V_{clip} \\ V_{clip} \frac{x'_k}{\|x'_k\|}, & \text{si } \|x'_k\| \geq V_{clip} \end{cases} \quad 4-4$$

Tras este recorte, se vuelve a transformar la señal al dominio frecuencial mediante un filtro paso bajo, un diezmador y un bloque FFT, que, de forma equivalente al paso inverso, también se puede simplificar a través

de un símbolo FFT de tamaño 4 veces superior y utilizando de nuevo ‘Zero-Padding’ para el resto de las portadoras.

La señal obtenida se combina con la señal OFDM original siguiendo la siguiente ecuación, donde G es un parámetro de este tipo de sistemas, contenido en el rango entre 0 y 31 en valores enteros.

$$X'_c = X + G(X_c - X) \quad 4-5$$

El siguiente paso en este tipo de sistemas es la saturación de la señal, por lo que, separando estos valores en componentes reales e imaginarios, se aplica un límite L asegurando así que ninguna portadora exceda dicho valor absoluto. Este valor L, denominado valor máximo de extensión, también es dado por el estándar, en un rango entre 0,7 y 1,4 dividido en pasos de 0,1.

$$Re\{X''_{c,k}\} = \begin{cases} Re\{X'_{c,k}\}, & \text{si } |Re\{X'_{c,k}\}| \leq L \\ L, & \text{si } Re\{X'_{c,k}\} \geq L \\ -L, & \text{si } Re\{X'_{c,k}\} < -L \end{cases} \quad 4-6$$

$$Im\{X''_{c,k}\} = \begin{cases} Im\{X'_{c,k}\}, & \text{si } |Im\{X'_{c,k}\}| \leq L \\ L, & \text{si } Im\{X'_{c,k}\} \geq L \\ -L, & \text{si } Im\{X'_{c,k}\} < -L \end{cases} \quad 4-7$$

Por último, la señal resultante de este algoritmo de mejora viene dada por una regla de decisión, también separada en valores reales y complejos de cada una de las portadoras, donde se denominan extensibles a los puntos de la constelación que se encuentran en los bordes de la misma acorde a las figuras (4-5) y tienen permitido el movimiento hacia los exteriores del esquema de modulación.

$$Re\{X_{ACE,k}\} = \begin{cases} Re\{X''_{c,k}\}, & \text{si } Re\{X_{c,k}\} \text{ es extensible,} \\ & |Re\{X''_{c,k}\}| > |Re\{X_k\}| \\ & Y Re\{X''_{c,k}\} \cdot Re\{X_k\} > 0 \\ Re\{X_k\}, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad 4-8$$

$$Im\{X_{ACE,k}\} = \begin{cases} Im\{X''_{c,k}\}, & \text{si } Im\{X_{c,k}\} \text{ es extensible,} \\ & |Im\{X''_{c,k}\}| > |Im\{X_k\}| \\ & Y Im\{X''_{c,k}\} \cdot Im\{X_k\} > 0 \\ Im\{X_k\}, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad 4-9$$

La elección de los parámetros V_{clip} , G y L, se escogen a través de un bucle iterativo con el objetivo de escoger los valores óptimos que obtengan la máxima reducción del PAPR. Una vez escogidos, se aplican dichos valores y se transmite la señal obtenida, sin precisar en el receptor ningún bloque adicional para demodular correctamente la información, ya que se mantienen las mismas regiones de decisión que en la señal OFDM original.

4.3. Adaptación de la técnica ACE para O-OFDM

Resumiendo las modificaciones que tienen los sistemas transmisores y receptores OFDM cuando el medio de transmisión es la luz visible en lugar de RF, la principal característica necesaria para poder adaptar el algoritmo ACE para O-OFDM es la formación de los símbolos en el dominio frecuencial y la utilización de la simetría hermitica para poder obtener valores únicamente reales en el dominio temporal para que la señal

pueda ser correctamente transmitida mediante modulación en intensidad por el LED.

En líneas generales, se mantiene el mismo esquema del estándar DVB-T2 representado en la figura 4-6, sobre el que se añaden bloques adicionales que permitan trabajar con las portadoras y su simetría hermítica, tal como se muestra en la siguiente figura.

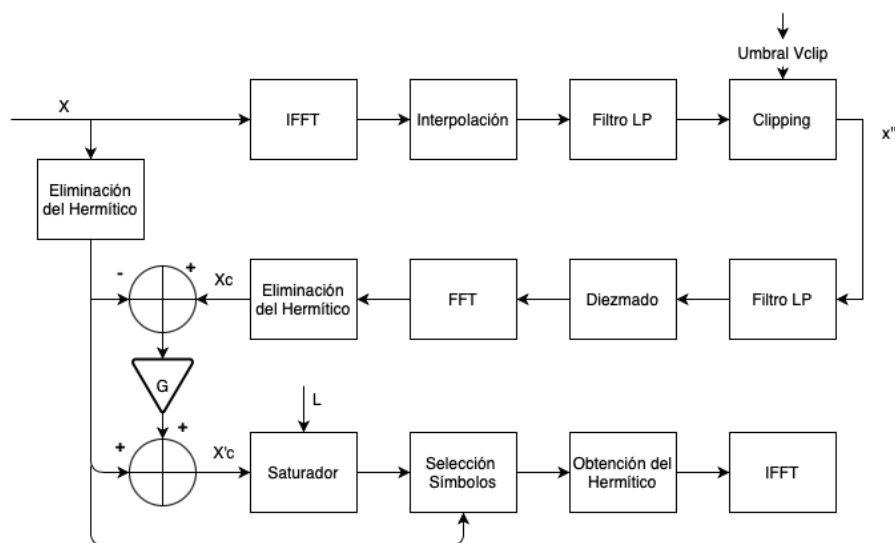


Figura 4-7. Algoritmo ACE en O-OFDM

Es por ello, que la entrada del algoritmo es el símbolo OFDM frecuencial compuesto por las portadoras originales y su simetría hermítica, sobre el que se realiza la primera IFFT, filtrado e interpolado, donde según el esquema O-OFDM utilizado, DCO-OFDM o ACO-OFDM, se realizará un tratamiento diferente a la señal.

En el caso más sencillo, DCO-OFDM, la adaptación de la señal para su transmisión por el diodo LED, no se realiza dentro de ninguno de los bloques funcionales expuestos en este capítulo, por lo que no requiere ningún cálculo adicional para la obtención de la señal con PAPR óptimo. A semejanza de los sistemas sin ninguna técnica de mejora, esta adaptación mediante escalado y adición de valor de continua, se realiza tras la adición del prefijo cíclico.

4.3.1. Algoritmo ACE para ACO-OFDM

Adaptar el algoritmo ACE para DCO-OFDM es una tarea relativamente sencilla al precisar las mismas adaptaciones que un sistema OFDM cuando es convertido para comunicaciones ópticas, introduciendo el concepto de la simetría hermítica mediante el traspuesto conjugado de sus portadoras para así disponer de valores temporales reales.

A diferencia con esta arquitectura, realizar esta modificación para ACO-OFDM no es tan inmediato, ya que este tipo de técnica de modulación en luz visible no utiliza para la transmisión de información todas las portadoras, sino únicamente las portadoras pares, por lo que en cada bloque definido en la figura 4-7 como *obtención del hermítico*, no sólo se calcula la conjugada traspuesta de las portadoras iniciales, sino que, además, se sitúan estas portadoras en las posiciones impares y se marcan las portadoras pares con valores nulos. De forma análoga, en los bloques denominados como *eliminación del hermítico*, se desechan estas portadoras pares y se recupera la información contenida en las impares.

La segunda característica principal de ACO-OFDM es que este tipo de sistemas, una vez se obtiene el símbolo OFDM en dominio temporal, satura todos los valores negativos de la señal a cero, convirtiendo dicha señal en unipolar y tras lo que en un sistema sin mejora del PAPR, pasaría por el bloque de escalado y suma de valor de continua antes de ser transmitido por el LED.

Teniendo en cuenta estas diferencias y estos conceptos sobre esta arquitectura, realizar esta adaptación del algoritmo ACE es uno de los objetivos de este trabajo para poder utilizar esta técnica correctamente en este tipo de sistemas. En líneas generales, se proponen los siguientes cambios, descritos en profundidad en el siguiente capítulo de este documento.

Al igual que tras realizar la IFFT en un transmisor ACO-OFDM sin mejora del PAPR se realiza un clipping de los valores negativos, tras cada bloque IFFT que se utilice dentro del algoritmo ACE es necesario realizar la misma operación.

Como la señal en el dominio temporal es unipolar tras esta modificación, no se puede realizar un clipping tal como se ha descrito en la ecuación 4-4, sino que únicamente se puede realizar sobre los valores positivos de la misma, dando lugar a la siguiente ecuación.

$$x''_k = \begin{cases} x'_k, & \text{si } x'_k \leq V_{clip} \\ V_{clip}, & \text{si } x'_k \geq V_{clip} \end{cases} \quad 4-10$$

Por último, la señal resultante del algoritmo ACE es pasada al bloque IFFT, tras lo que se vuelve a realizar el recorte de sus valores negativos antes de ser transmitida por el diodo LED.

De igual forma que se añaden esos nuevos bloques de clipping de los valores negativos al algoritmo ACE o se edita la forma en la que se aplica la saturación a V_{clip} a la señal temporal, se utilizan nuevamente los tres bucles anidados con el objetivo de encontrar las variables V_{clip} , G y L que minimicen esta métrica en ACO-OFDM.

4.4. Reducción de RCM en sistemas LiFi

La medida del PAPR evalúa la relación entre el mayor pico y el valor medio de la señal temporal en las señales OFDM, pero no sólo tiene importancia ese pico o máximo absoluto de la señal, ya que los picos o máximos relativos también son de gran importancia para estas comunicaciones ópticas al afectar al rango dinámico de las fuentes ópticas utilizadas para la transmisión de información.

Siendo la métrica cúbica la medida con la que se puede cuantificar la presencia de estos picos relativos, a lo largo de este proyecto, también se propone una modificación sobre el algoritmo ACE, denominada RCM-ACE para reducir esta medida, tanto para DCO-OFDM como para ACO-OFDM.

4.4.1. Algoritmo RCM-ACE para DCO-OFDM

Con este objetivo, se hace uso del mismo esquema ACE propuesto por el estándar de DVB-T2 y con las modificaciones realizadas en el apartado anterior para comunicaciones en luz visible, sobre el que se hacen las siguientes mejoras en DCO-OFDM con el objetivo de reducir la CM en lugar del PAPR (García Doblado, et al., 2015).

La primera y más general de estas modificaciones es cambiar el criterio por el que se escogen las variables V_{clip} , G y L , originalmente elegidas para minimizar PAPR. En esta solución, tras las iteraciones de los tres bucles en los que se recorren los rangos de dichas variables, se escogerán aquellas que proporcionen un menor valor de CM.

La segunda mejora tiene lugar en el bloque de clipping del algoritmo, donde en lugar de realizar un recorte de la señal en función de si el valor en cada instante es superior o inferior al máximo dado por V_{clip} , se realiza un recorte en función de si la señal es positiva o negativa, a través de la función signo, tal como se muestra en la siguiente ecuación.

$$x''_k = V_{clip} \cdot \text{sign}(x'_k) \quad 4-11$$

4.4.2. Algoritmo RCM-ACE para ACO-OFDM

De forma particular para ACO-OFDM, en el segundo de los objetivos de este proyecto, se propone una modificación de este sistema realizado por el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla de forma que sea aplicable para este tipo de sistemas.

Para ello, al igual que en el caso de la reducción de PAPR, se han insertado bloques adicionales en este algoritmo tras cada IFFT, donde la señal en el dominio del tiempo se recorta positivamente eliminando todas aquellas componentes reales negativas.

Otro cambio implementado en el algoritmo para que sea compatible con ACO-OFDM es la edición de la etapa de clipping, donde la ecuación 4-11 no es aplicable al no existir componentes negativas debido a que la señal es unipolar. Por ello, se hace uso de la siguiente ecuación:

$$x''_k = \begin{cases} V_{clip}, & \text{si } x'_k \geq 0 \\ 0, & \text{si } x'_k < 0 \end{cases} \quad 4-12$$

Otro de los cambios realizado en este sistema es la modificación de todos aquellos bloques que se encargan de realizar o eliminar la simetría hermítica de las portadoras, donde se tienen en cuenta aquellas portadoras pares con información a cero, a diferencia de la arquitectura realizada con DCO-OFDM.

Por último, pero no menos importante, las variables $V_{clip,G}$ y L que reduzcan de forma óptima las transmisiones realizadas con ACO-OFDM son calculadas mediante la elaboración de tres bucles *for* anidados en los que se van iterando todos los posibles valores de ellas.

5. DESARROLLO DEL SISTEMA

En los primeros capítulos de este documento se ha realizado una descripción teórica de las bases, conceptos y parámetros necesarios para conocer la tecnología LiFi y sus técnicas para poder realizar mejoras ante los picos de potencia y las no linealidades, partiendo de lo más general, las modulaciones multiportadora OFDM, para continuar con su adaptación óptica en las VLC y analizando la técnica ACE con la que se consigue reducir el PAPR y la métrica cúbica en estos sistemas.

Partiendo de esta información, y en particular del estudio realizado por el departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla sobre la reducción de la métrica cúbica en sistemas DCO-OFDM (García Doblado, et al., 2015), se propone a lo largo de este capítulo un desarrollo a través del software matemático Matlab en el que se evalúa la técnica ACE como herramienta de reducción del PAPR y RCM, tanto en DCO-OFDM como en la arquitectura ACO-OFDM.

Este desarrollo se divide en dos partes fundamentales descritas en este capítulo. La primera de ellas es la realización de un sistema estándar LiFi compuesto por un transmisor y un receptor acompañados de un modelo lineal de la fuente LED. Sobre ese primer sistema, se diseña la arquitectura del algoritmo ACE para minimizar el PAPR y RCM en estas comunicaciones sobre luz visible.

5.1. Sistema Transmisor-Receptor LiFi

Gracias al tercer capítulo de este documento y partiendo de los conceptos comunes para las modulaciones OFDM, se realiza una implementación de sistema completo LiFi a través de Matlab, dividido por simplicidad en dos grandes bloques, un transmisor y un receptor, sobre los que en el próximo capítulo se realizan pruebas básicas con el objetivo de revisar que su funcionamiento es adecuado antes de aplicar ninguna técnica de mejora sobre ellos.

A su vez, tanto el transmisor como el receptor están divididos en bloques independientes, de forma que su realización en Matlab sea lo más sencilla de desarrollar, configurar y depurar en caso de errores. El criterio de modularidad implementado ha sido en función de su funcionalidad y reciprocidad entre el transmisor y el receptor.

5.1.1. Transmisor LiFi

El primero de estos grandes bloques funcionales se corresponde con el transmisor LiFi, arquitectura que a su vez dividida en los módulos descritos a continuación tiene como objetivo el tratar la información binaria que recibe como entrada y transmitirla a través de modulación en intensidad sobre un modelo de un LED, para a continuación recibirla a través del receptor LiFi descrito en el apartado 5.1.2.

Estos datos de entrada al sistema son creados a través de un generador pseudoaleatorio con un tamaño proporcionado como parámetro y con una semilla determinada, de forma que se puedan comprobar los resultados entre este sistema y los resultados obtenidos por las posteriores técnicas de mejora aplicadas sobre el mismo.

A lo largo de este apartado se realizarán distintas operaciones sobre esos datos binarios, como su modulación, su transformación al dominio temporal o su adaptación para ser transmitidos por la fuente luminosa.

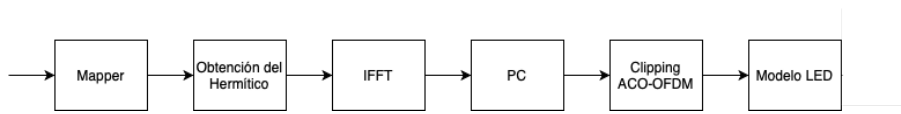


Figura 5-1. Bloques funcionales del Transmisor LiFi

5.1.1.1. Mapper

La información binaria proporcionada como vector de entrada al transmisor es tratada en primer lugar por el modulador o mapper, bloque que se encarga en líneas generales de convertir estos datos en su punto asociado en una constelación dada como parámetro del sistema. De forma particular, este desarrollo ha sido realizado con dos modulaciones en cuadratura diferentes, QPSK y 16-QAM.

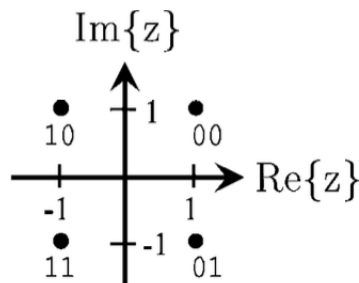


Figura 5-2. Constelación QPSK con codificación gray

Como primer paso de este bloque, se realiza una agrupación de los bits que son proporcionados en serie como entrada. Para ello, tomando el tamaño M del número de puntos de las diferentes constelaciones, se agrupan en función de la siguiente ecuación, de forma que el resultado serán símbolos de 2 bits para el caso de QPSK o 4 bits para 16-QAM.

$$k = \log_2(M) \quad 5-1$$

A continuación, utilizando las propiedades de los vectores en Matlab, se realiza la conversión de cada símbolo obtenido con respecto al punto equivalente en la constelación, generados a través de codificación gray, dando como resultado un valor complejo en fase y cuadratura. El motivo de la elección de este tipo de codificación es debido a que cada punto de la constelación difiere únicamente de los puntos aledaños en un bit, logrando así que el sistema sea más eficiente en término de tasa de errores que la codificación binaria estándar.

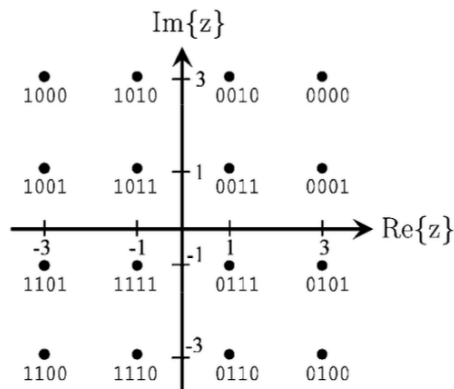


Figura 5-3. Constelación 16-QAM con codificación gray

Por último, antes de trasladar la información al siguiente bloque se normaliza la energía de los valores obtenidos, de forma que se disponga de la misma energía independientemente de la constelación empleada.

5.1.1.2. Cálculo de la simetría hermitica

Acorde al capítulo 3 de este documento y con los distintos tipos de modulaciones O-OFDM utilizadas para las transmisiones LiFi, es necesario calcular la simetría hermitica de las portadoras que forman el símbolo OFDM para que se tenga un resultado real en el dominio temporal.

Esta operación se ha recogido en un bloque operacional independiente para su posterior utilización en los algoritmos de mejora, ya que se compone de distintas partes bien diferenciadas que dan lugar a este símbolo simétrico.

La primera de ellas es la transformación de la secuencia de entrada a través de un conversor serie-paralelo, agrupando los datos complejos dados por el mapper en grupos de N portadoras, con la característica que este tamaño siempre será menor a la mitad del tamaño de la FFT. Esto es debido a la utilización de Zero-Padding a las portadoras localizadas al comienzo y al final de cada símbolo.

De forma particular, para ACO-OFDM, estas agrupaciones de datos se realizan de forma diferente, teniendo en cuenta que únicamente las portadoras impares son aquellas que tienen información proporcionada por el bloque anterior, de forma que se añaden ceros a todas sus portadoras pares previo al cálculo de la simetría hermitica.

Una vez diferenciadas las técnicas de modulación, se toman los datos como vectores independientes para cada uno de los símbolos OFDM a transmitir y se le realiza la traspuesta conjugada, para a continuación añadir a continuación de estos mismos vectores, dando así lugar al vector hermitico.

Por último, se añaden ceros a las portadoras ubicadas en la posición 0 y $\frac{N_{FFT}}{2}$ y a todas aquellas posiciones restantes hasta tener el símbolo OFDM completo con las N_{FFT} portadoras, siendo el tamaño de las portadoras establecidas a cero es un valor proporcionado como parámetro del sistema.

5.1.1.3. IFFT

El siguiente bloque en el transmisor es la transformada de Fourier inversa, elemento que se encarga de transformar los símbolos OFDM proporcionados por el apartado anterior al dominio temporal. Gracias al cumplir con la simetría hermitica, la salida de este bloque será una señal en el dominio real que puede ser transmitida por el LED modulada en tensión.

Como característica de este bloque, se trabajarán con distintos tamaños de la IFFT, contenidos entre las 64 y las 1024 portadoras y manteniendo en el dominio frecuencial aquellas con información en el centro de los mismos. Al considerar Matlab que el espectro de frecuencias está invertido con respecto a los cálculos tradicionales de la FFT, es necesario realizar la operación *fftshift* de forma anterior a su conversión a frecuencias.

Tras su transformación, se normaliza la potencia multiplicando el resultado por $\sqrt{N_{FFT}}$, de forma que sea cual sea el tamaño elegido para esta transformada de Fourier, siempre se disponga de potencia unitaria.

Por último, se habilita en este bloque la posibilidad de realizar esta IFFT con un símbolo de tamaño cuatro veces superior al tamaño original, para su posterior reutilización en los algoritmos de mejora y se puedan identificar de forma más precisa los picos de la señal temporal resultante.

5.1.1.4. Adición del Prefijo Cíclico

Recordando la necesidad de añadir un prefijo cíclico en cada símbolo OFDM para poder evitar así la interferencia entre símbolos (ISI), se realizan estas operaciones en las señales temporales tras su salida del bloque IFFT. De forma sencilla, se toman las últimas N_{CP} muestras de cada uno de los símbolos y se sitúan al comienzo de los mismos, dando como resultado bloques de tamaño $N_{CP} + N_{FFT}$.

5.1.1.5. Clipping en ACO-OFDM

Para las modulaciones ACO-OFDM, tras haber utilizado únicamente las portadoras impares en el dominio de las frecuencias, también es necesario realizar algunas modificaciones a las señales tras la adición del prefijo cíclico en el dominio temporal antes de ser transmitidas por el LED.

Estas modificaciones consisten en seleccionar todas aquellas muestras que tienen un valor negativo y saturarlas a 0, dando como resultado una señal totalmente positiva. Para ello, se ha hecho uso de la indexación lógica en Matlab, logrando así realizar este clipping en una única línea de código.

5.1.2. Modelo del LED utilizado

El último bloque del sistema transmisor, pero no por ello menos importante es el modelo del LED, el encargado de transformar esta señal en tensión a valores adecuados para su posterior transmisión y conversión a potencia óptica.

Para la elaboración de este modelo, siguiendo el ejemplo del departamento de Ingeniería Electrónica (García Doblado, et al., 2015), ha sido seleccionado el dispositivo LED de color blanco OSRAM Golden Dragon LA W57B LY W57B, cuyas especificaciones dadas por su datasheet se resumen en la siguiente tabla.

Tabla 5–1 Especificaciones del LED utilizado

Parámetro	Valor
Temperatura de funcionamiento - T_{OP}	-40 °C a 100 °C
Corriente directa ($T_A=25^\circ\text{C}$) - I_F	400 mA
Consumo de potencia - P_{TOT}	1.2 W
Longitud de onda en emisión pico - λ_{peak}	624 nm
Longitud de onda dominante - λ_{dom}	617 (-5/+7) nm
Tensión directa mínima - V_F	1,8 V
Tensión directa promedio - V_F	2,2 V
Tensión directa máxima - V_F	2,6 V

En este proyecto se ha elaborado un modelo lineal de este LED presuponiendo un predistorsionador perfecto que linealiza la curva del diodo, tomando como tensión mínima y máxima, 1,52 V y 2,3 V respectivamente. Realizando una comparación de su curva característica dada por el fabricante y el modelo lineal con dicho predistorsionador, se puede observar la siguiente figura.

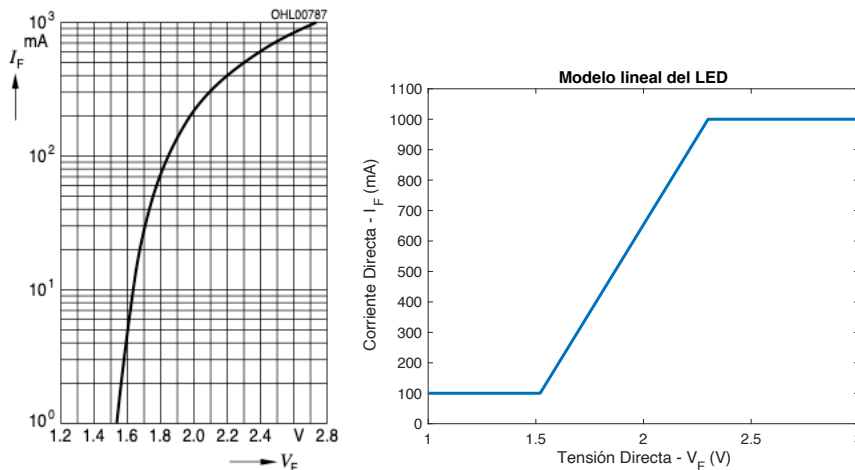


Figura 5-4. Curva característica del LED (izquierda) y modelo lineal (derecha)

Con este modelo lineal, la señal de salida queda definida por la siguiente ecuación, donde x es la señal dada por el bloque del prefijo cíclico o bloque de clipping en el caso de ACO-OFDM e y es la señal resultante. De igual forma, se toma α como factor de ganancia, por el que se multiplicarán los valores de entrada con el objetivo que estén contenidos dentro del rango dinámico del LED y por último β , el valor de continua, que será escogido igualmente en función del sistema para situar los valores en este rango entre 1,52 y 2,3 voltios.

$$y = \alpha \cdot x + \beta \quad 5-2$$

5.1.3. Receptor LiFi

De forma complementaria al transmisor, el receptor LiFi se encarga de transformar la señal recibida por el canal óptico a través de un modelo de un fotodetector, convertir al dominio espectral y demodular la información recibida, para en última instancia, tal como se recoge en el próximo capítulo, comprobar que la información transmitida es igual a la transformada por este elemento del sistema.



Figura 5-5. Bloques funcionales del Receptor Li-Fi

5.1.3.1. Modelo del fotodiodo

El primero de los bloques presentes en el modelo matemático desarrollado del receptor LiFi es el modelo del fotodiodo, elemento encargado de deshacer las operaciones realizadas por el modelo lineal del LED descrito en el apartado anterior.

Partiendo de que la señal resultante de ese modelo lineal era una señal a la que se le había multiplicado una ganancia y sumado un valor de continua, en este bloque se le eliminará primero esa señal de continua mediante una operación de resta, para posteriormente, dividir entre el valor de ganancia aportado.

$$y = \frac{x - \beta}{\alpha} \quad 5-3$$

5.1.3.2. Eliminación del Prefijo Cíclico

Siguiendo con este receptor, tal como se muestra en la figura 5-5, el siguiente paso es la eliminación del prefijo cíclico que ha sido añadido en las últimas etapas del transmisor. Para ello, disponiendo del mismo parámetro N_{CP} , que es el número de muestras de prefijo cíclico, se eliminan las primeras N_{CP} muestras de cada símbolo recibido, dando como resultado símbolos OFDM de tamaño N_{FFT} .

5.1.3.3. FFT

A continuación, se realiza la transformación de la señal temporal proporcionada por el bloque anterior a una señal en el dominio frecuencial a través de la Transformada de Fourier, denormalizando en primer lugar la potencia a través de la multiplicación por $\sqrt{N_{FFT}}$, y realizando tras ello la operación *fft* de Matlab.

Tras ello, es necesario, al igual que era en la IFFT, realizar un desplazamiento de las portadoras a través de *fftshift* para ubicarlas en su posición correcta para el tratamiento por los siguientes bloques del receptor.

Este bloque también dispone como entrada un parámetro que, activándose, permite realizar la FFT de un bloque de tamaño cuatro veces superior, de forma que sea fácilmente reutilizable por los elementos del algoritmo ACE.

5.1.3.4. Eliminación de la simetría hermítica

Una vez de vuelta en el dominio frecuencial, es necesario deshacer la simetría hermítica y mantener únicamente las portadoras originales con información que será trasladada a continuación al demodulador. Para ello, se hace uso de este bloque, en el que su primera operación es la eliminación de las portadoras ubicadas en los extremos que fueron rellenas mediante la técnica de Zero-Padding.

Posteriormente, al disponer tanto de las portadoras como de sus simétricos conjugados, se tienen dos portadoras distintas con la misma información, de forma que para deshacer el hermítico se pueden hacer la media de dichos valores y compensar así la distorsión introducida por las no linealidades de los modelos ópticos.

En este bloque se realiza la primera y única diferenciación entre DCO-OFDM y ACO-OFDM que tiene lugar en el receptor, donde tras haber hecho la media de los valores con sus simétricos conjugados, se seleccionan únicamente las portadoras impares y se desechan las pares para el caso de ACO-OFDM.

5.1.3.5. Demapper

Por último, nos encontramos con el demapper o el demodulador, bloque encargado de transformar los valores complejos dados por la FFT en información binaria a través de su posición en la constelación, utilizando para ello regiones de decisión.

Los elementos de la señal de entrada de este bloque estarán afectados por ruido y no linealidades producidas por la transmisión, lo que provoca que estos puntos recibidos no coincidan exactamente con los valores transmitidos y por tanto los puntos que debería tener en la constelación. Por ello se hace uso de estas regiones de decisión, decidiendo que cada punto recibido será aquel que se aproxime en mayor medida al valor recibido.

Poniendo como ejemplo la modulación en QPSK, si un punto recibido se encuentra en la parte superior del eje real, se considerará que su bit menos significativo es 0, y si se encuentra por debajo, su bit menos significativo es 1. De igual forma, si se encuentra en el lado izquierdo del eje imaginario, su bit más significativo será 1, y será 0 en caso contrario, utilizando al igual que en el modulador codificación gray para esta operación.

Al utilizar esta regla de decisión, habrá puntos recibidos que no se corresponderán con el punto transmitido, lo que derivará en una mayor BER.

5.2. Implementación del algoritmo ACE

Una vez realizado el sistema transmisor receptor LiFi y comprobado su funcionamiento, se ha procedido al desarrollo del algoritmo ACE con el que se desea reducir tanto la PAPR y RCM en nuestras dos tipologías, DCO-OFDM y ACO-OFDM. Para ello, se ha partido del esquema proporcionado por el estándar de DVB-T2 para la minimización de PAPR para continuar con las modificaciones propuestas por diversos estudios del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla para su adaptación a la reducción de la métrica cúbica.

En ambas implementaciones se sigue un esquema similar, mostrado en la siguiente figura. Considerando el algoritmo como un único bloque funcional en el que se contienen todos los elementos mostrados, se situará tras la elaboración del símbolo OFDM con su simetría hermítica, es decir, justo antes de la IFFT, de forma que su salida será pasada como entrada a la transformada de Fourier inversa para su conversión al dominio temporal y aplicar las transformaciones pertinentes para su transmisión por el LED.

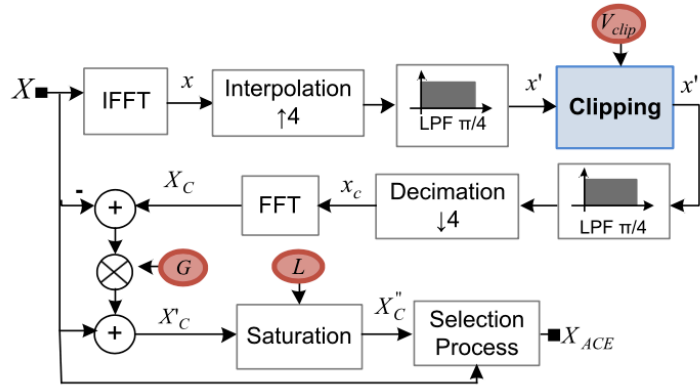


Figura 5-6. Esquema del algoritmo ACE (Garcia Doblado, et al., 2015).

5.2.1. ACE para reducción del PAPR (PAPR-ACE)

Este primer algoritmo de mejora se ha realizado al igual que el resto de los elementos en Matlab, haciendo uso de bloques ya implementados en el sistema básico transmisor receptor LiFi descrito anteriormente, como la IFFT y la FFT a través de su posibilidad de utilizar símbolos OFDM con tamaños superiores, o los bloques encargados de añadir o eliminar la simetría hermítica de las portadoras.

Teniendo como entrada a este algoritmo los símbolos OFDM en los que se encuentran las portadoras junto con sus conjugadas traspuestas, el primer paso que se realiza, tal como se puede ver en la figura 5-6 es el paso al dominio temporal, tras lo que se realiza una interpolación por factor 4 y un filtrado paso de baja, que de forma matemática se ha desarrollado a través de una IFFT con tamaño cuatro veces superior al tamaño original y rellenando el resto de portadoras a cero a través de la técnica de Zero-Padding.

En este dominio de frecuencias es donde se tiene en cuenta que en el caso de ACO-OFDM, es necesario realizar el recorte de las muestras negativas cambiando dichos valores por 0, para posteriormente realizar la denominada etapa de clipping, donde tanto esta arquitectura como DCO-OFDM son recortadas en función a V_{clip} , un valor dado como un parámetro entre 0 y 12,7 dB sobre la desviación estándar de la señal.

De dicha forma, calculamos en primer lugar esta desviación estándar de la señal y tras ello se multiplica por este valor de V_{clip} en unidades naturales. Separando de nuevo entre DCO-OFDM y ACO-OFDM, es necesario remarcar en este punto que al ser la señal temporal de ACO-OFDM únicamente positiva, no se realiza el recorte en los valores inferiores a $-maxValue$. Haciendo uso de los índices lógicos de Matlab, obtenemos la ecuación 5-5.

$$maxValue = \sigma \cdot V_{clip} \tag{5-4}$$

$$x''_k = \begin{cases} maxValue, & \text{si } x'(x' > maxValue) \\ -maxValue, & \text{si } x'(x' < -maxValue) \\ x', & \text{e. o. c.} \end{cases} \tag{5-5}$$

Tras esta operación, se vuelve a convertir la señal al dominio frecuencial a través de la combinación de un diezmador, filtro paso bajo y una FFT, que de igual forma que en caso anterior, es fácilmente implementable a través de una transformada de Fourier con un tamaño de símbolo cuatro veces superior y rellenando el resto de los elementos a cero a través de Zero-Padding, sin olvidar que tras este bloque es necesario debido a trabajar con VLC, deshacer el símbolo hermítico, eliminando las portadoras conjugadas traspuestas.

A continuación, se realiza la siguiente operación, a la que se le pasan tanto la señal de entrada frecuencial (X_{aux}), a la que se le ha eliminado la simetría hermítica como la señal resultante del bloque FFT y siendo la ganancia G otro de los parámetros de este tipo de algoritmos, elegible entre 0 y 31.

$$X'_c = X_{aux} + G \cdot (X_c - X_{aux}) \quad 5-6$$

El siguiente paso es la saturación, donde separando todos los valores complejos como parte real y parte imaginaria, todos los valores superiores a L o inferiores a -L son limitados a dicho parámetro L, también dado como entrada al sistema, definido entre 0,7 y 1,4. Utilizando de nuevo los índices lógicos de Matlab, se expone dicha operación en las siguientes ecuaciones.

$$Re\{X''_c\} = \begin{cases} L, & \text{si } Re\{X'_c\}(Re\{X'_c\} \geq L) \\ -L, & \text{si } Re\{X'_c\}(Re\{X'_c\} < -L) \\ Re\{X'_c\}, & \text{e. o. c.} \end{cases} \quad 5-7$$

$$Im\{X''_c\} = \begin{cases} L, & \text{si } Im\{X'_c\}(Im\{X'_c\} \geq L) \\ -L, & \text{si } Im\{X'_c\}(Im\{X'_c\} < -L) \\ Im\{X'_c\}, & \text{e. o. c.} \end{cases} \quad 5-8$$

Por último, la señal de salida se compone a través de un bloque selector, en el que, de igual forma, separando los elementos complejos en parte real o imaginaria, escoge aquellos puntos que se encuentran en los bordes o esquinas de la constelación para extenderlos en sentido opuesto al eje de coordenadas. Para su simplicidad en la depuración, esta regla de decisión ha sido dividida en tres condiciones, expuesto en las siguientes ecuaciones.

$$\begin{aligned} \text{condición } 1_{real} &= Re\{X_k\} \text{ es extensible} & 5-9 \\ \text{condición } 1_{imag} &= Im\{X_k\} \text{ es extensible} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{condición } 2_{real} &= |Re\{X''_{c,k}\}| > |Re\{X_k\}| & 5-10 \\ \text{condición } 2_{imag} &= |Im\{X''_{c,k}\}| > |Im\{X_k\}| \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{condición } 3_{real} &= |Re\{X''_{c,k}\}| \cdot |Re\{X_k\}| > 0 & 5-11 \\ \text{condición } 3_{imag} &= |Im\{X''_{c,k}\}| \cdot |Im\{X_k\}| > 0 \end{aligned}$$

La primera de estas condiciones se cumple cuando el punto de la constelación está en el borde, lo que se traduce de forma matemática en el caso de 16-QAM cuando en la constelación normalizada, el eje real o el imaginario tiene un valor absoluto igual o superior a $3/\sqrt{10}$.

$$Re\{X_{ACE,k}\} = \begin{cases} Re\{X''_{c,k}\}, & \text{si } \text{cond1 AND cond2 AND cond3} \\ Re\{X_k\}, & \text{e. o. c.} \end{cases} \quad 5-12$$

$$Im\{X_{ACE,k}\} = \begin{cases} Im\{X''_{c,k}\}, & \text{si } \text{cond1 AND cond2 AND cond3} \\ Im\{X_k\}, & \text{e. o. c.} \end{cases} \quad 5-13$$

5.2.1.1. Elección de parámetros

Una vez realizado este algoritmo como un script de Matlab, es necesario seleccionar los parámetros V_{clip} , G y L , con el objetivo que minimicen el PAPR de nuestro sistema. Para ello, se ha realizado una aproximación

mediante fuerza bruta, en la que se ha alojado este algoritmo en el interior de tres bucles *for* anidados, cada uno recorriendo los posibles valores de los distintos parámetros dados por el sistema.

5.2.2. ACE para reducción del RCM (RCM-ACE)

En esta segunda técnica ACE, se reutiliza gran parte del algoritmo expuesto en el apartado anterior, pero introduciendo dos modificaciones con el objetivo de reducir la métrica cúbica en lugar del PAPR, el primero de ellos es cambiar el criterio de optimización de las variables V_{clip} , G y L , que aunque se escojan igualmente a través de tres bucles anidados, se escogerán aquellos valores que obtengan una mayor reducción de esta métrica con respecto a un sistema sin ninguna técnica de mejora.

La segunda modificación que se realiza es en el bloque de clipping, donde en lugar de saturar aquellos valores que superen el valor dado por V_{clip} , se realiza un clipping que da como resultado una señal con amplitud constante dada por la siguiente ecuación, consiguiendo así una RCM con el menor valor posible, 0 dB.

$$x_k'' = V_{clip} \cdot \sigma_x \cdot \text{sign}(x_k') \quad 5-14$$

Esta ecuación al tratar con datos tanto positivos como negativos es únicamente aplicable a las transmisiones realizadas mediante DCO-OFDM, por lo que se ha realizado una etapa de clipping distinta para ACO-OFDM, donde se recortan únicamente los valores positivos de esta señal.

$$x_k'' = \begin{cases} V_{clip} \sigma_x, & \text{si } x'(x' > 0) \\ 0, & \text{si } x'(x' = 0) \end{cases} \quad 5-15$$

6. PRUEBAS Y RESULTADOS

A lo largo de este capítulo se exponen las pruebas realizadas con los sistemas y sus distintas variaciones, descritos en el anterior capítulo de esta memoria, analizando distintos parámetros, comparando su funcionamiento y presentando en formato gráfico y en tablas los resultados obtenidos en ellos. Se utilizan varios de los parámetros presentados a su vez en los capítulos 2 y 3, tanto generales para los sistemas OFDM, como específicos, para este tipo de sistemas basados en comunicaciones en luz visible.

Este apartado es por tanto de gran importancia, no sólo para el último capítulo de esta memoria, donde se hace un análisis exhaustivo de los resultados obtenidos, sino también para los objetivos y la metodología expuestos al comienzo de la misma que han motivado el desarrollo de este proyecto.

Al igual que el desarrollo del sistema se ha dividido en un sistema LiFi sobre el que se realizan las distintas técnicas de mejora mediante el algoritmo ACE, este capítulo se dividirá de la misma forma, comenzando por las pruebas que evalúan el comportamiento de este tipo de sistemas sin algoritmos para reducir la distorsión y degradación de la calidad de la señal, para posteriormente, presentar los resultados que proporcionan estos métodos sobre los sistemas LiFi.

6.1. Funcionamiento básico de un sistema LiFi

En primer lugar, partiendo del transmisor y receptor OFDM a los que se le han aplicado las modificaciones pertinentes para adaptarlos a O-OFDM y añadido el modelo de fuente óptica, gracias a su modularidad, se han podido realizar comprobaciones bloque a bloque, con el objetivo de asegurar su correcto funcionamiento, para posteriormente unir estos dos elementos en un único banco de pruebas, denominado *Transceptor*, que será la base para los experimentos a desarrollar en este apartado.

6.1.1. Cálculo de parámetros del modelo lineal del LED

Considerando la fuente óptica como una parte fundamental de nuestro sistema, es necesario seleccionar correctamente los parámetros utilizados para el modelo lineal que se realiza de dicho LED. Para ello, se hace uso de un script de Matlab, en el que con distintos valores de α (ganancia) y β (valor de continua) se seleccionan aquellos valores con los que se obtiene una menor medida de EVM, ya que un valor escogido erróneamente puede crear una mayor distorsión si es elegido en exceso, o no aprovechar todo el rango dinámico del LED, si es elegido por defecto.

Este EVM calculado a partir de los datos proporcionados como salida del mapper en el transmisor y de los datos que sirven como entrada al demapper en el receptor, se calcula siguiendo la siguiente ecuación, con la que trabajaremos tanto en valores porcentuales como en dB, siendo X_k^r y X_k^t el dato k-ésimo recibido y transmitido respectivamente.

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

6-1

El procedimiento realizado para calcular estos parámetros del modelo lineal del LED ha sido, por tanto, la creación de dos bucles for anidados, el primero de ellos recorriendo varios valores de α , y el segundo de ellos, recorriendo varios valores de β , con valores contenidos dentro del rango dinámico del LED entre 1,52 y 2,3 V.

Dentro de este bucle se implementa el transmisor seguido por el receptor desarrollados y se guardan las secuencias que genera el mapper como salida, al igual que la secuencia de entrada al demapper, que serán comparadas para calcular el EVM en cada una de las ejecuciones de estos bucles.

Guardando cada valor de esta medida del EVM en una tabla, se pueden representar fácilmente los resultados obtenidos, así como escoger cuantitativamente los valores óptimos de estos parámetros del modelo del LED.

En primer lugar, fijando el EVM en 20%, se han realizado estas simulaciones para obtener estos valores en el caso de DCO-OFDM, dando como resultado la siguiente figura, donde al tener una señal centrada en β , es lógico que se encuentre el mínimo EVM cuando dicho valor se encuentra en la mitad del rango dinámico del LED, con un α igual a 0,263.

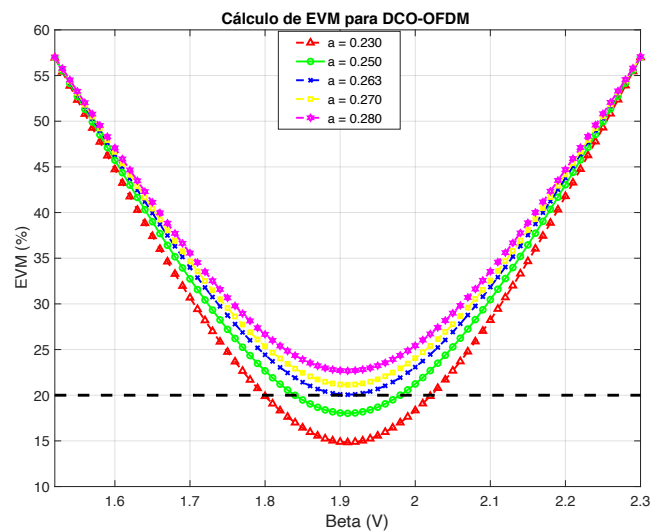


Figura 6-1. EVM en función de α y β en DCO-OFDM (EVM=20%)

Si de igual forma se realiza la misma simulación para el sistema ACO-OFDM, se obtiene la figura 6-2, donde de forma diferente a la anterior prueba, el máximo de β se obtiene en el valor V_{TOV} , es decir en 1,52 V, debido a ser una señal únicamente positiva con mínimo en dicho valor. El valor óptimo de α se obtiene en 0,376.

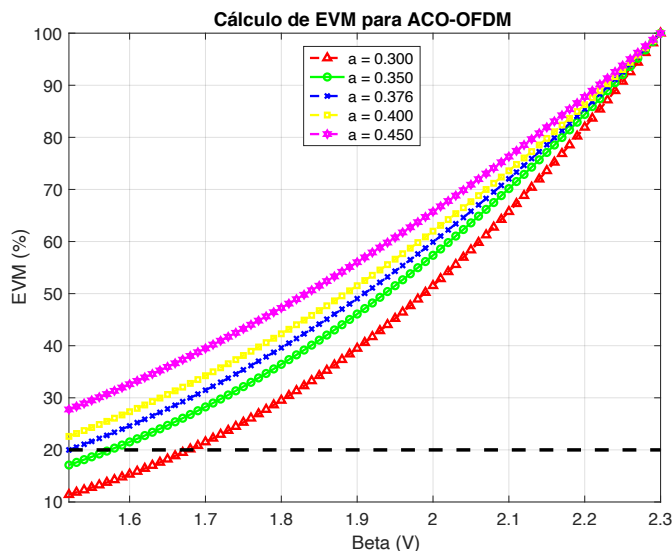


Figura 6-2. EVM en función de α y β en ACO-OFDM (EVM=20%)

A continuación, cambiando este requisito de un EVM del 20% por uno más restrictivo bajándolo hasta el 10%, se han obtenido las siguientes figuras, en las que podemos observar que mantienen la misma forma, con mínimos del valor de continua en la mitad y al principio del rango dinámico del modelo del LED repectivamente, aunque los valores de α decrecen de la forma esperada al introducir la fuente óptica una menor distorsión en la señal transmitida.

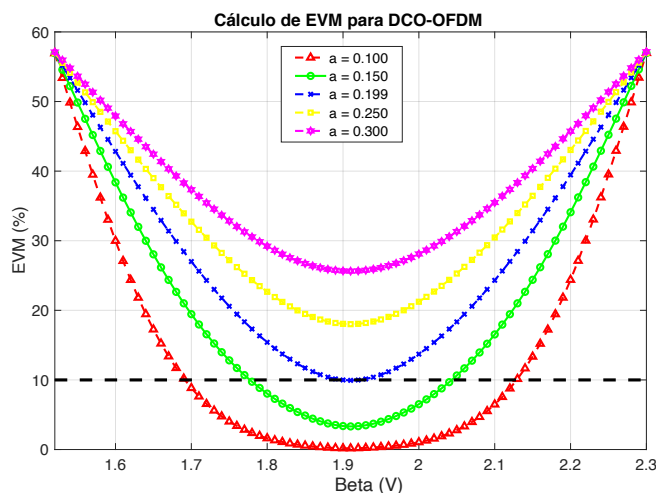


Figura 6-3. EVM en función de α y β en DCO-OFDM (EVM=10%)

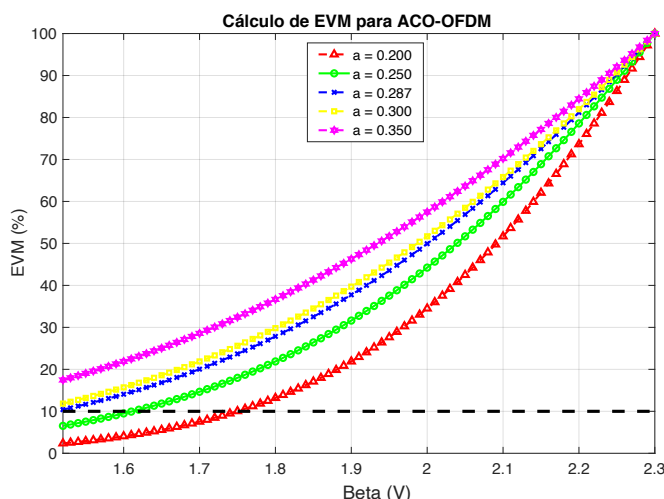


Figura 6-4. EVM en función de α y β en ACO-OFDM (EVM=10%)

Una vez realizadas las simulaciones, se pueden recoger los valores obtenidos en la siguiente tabla, dónde se puede observar como los valores de continua del diodo no varían con respecto al EVM escogido, o que a un mayor EVM, se obtiene también una mayor ganancia del modelo. De igual forma, los sistemas ACO-OFDM tienen un mayor α en comparación con DCO-OFDM al utilizar todo el rango dinámico del LED para transmitir datos que eran originalmente solo positivos.

Tabla 6-1 Valores del modelo lineal del LED

EVM	DCO-OFDM		ACO-OFDM	
	α	β	α	β
20%	0,263	1,91 V	0,376	1,52 V
10%	0,199		0,287	

Para ver el efecto que tienen estos valores de EVM sobre los datos recibidos, se ha representado a continuación una modulación QPSK, con un EVM del 10% a la izquierda y un 20% a la derecha, donde se puede observar cómo según aumenta este porcentaje, los puntos recibidos se alejan más del punto original que fue transmitido.

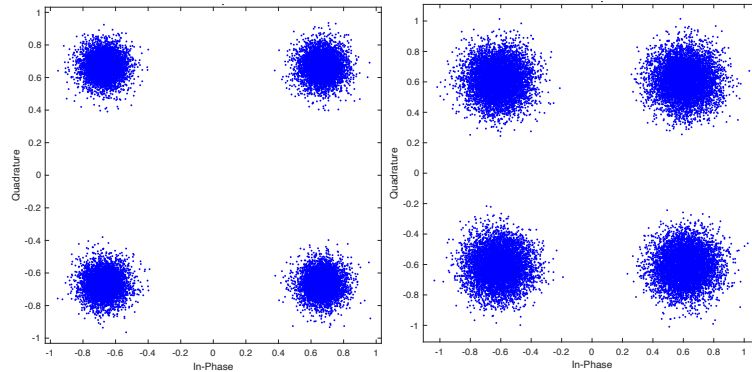


Figura 6-5. Constelación QPSK recibida con 10% de EVM (izquierda) y 20% (derecha)

6.1.2. Obtención del PAPR

Al ser la reducción del PAPR uno de los objetivos de este proyecto, es necesario realizar las simulaciones y cálculos para obtener los valores de esta métrica en el transmisor descrito sin la aplicación de ninguno de los algoritmos de mejora propuestos.

Para ello, se ha simulado una transmisión de 10^5 símbolos O-OFDM, jugando con los distintos tamaños de la FFT propuestos (64, 256 y 1024) y obteniendo también estos resultados tanto para DCO-OFDM como para ACO-OFDM.

Realizando los siguientes cálculos para cada uno de los símbolos transmitidos, antes de su paso por el modelo lineal del LED, obtenemos un vector en el que se almacenan estos datos en decibelios, información que, para su mejor interpretación, se representa a través de la denominada CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function).

$$PAPR = 10 \cdot \log \left(\frac{\max(x(t)^2)}{E[x(t)^2]} \right) \quad 6-2$$

Mediante la CCDF, se representa la probabilidad de que un resultado de una variable aleatoria se sitúe en la zona de valores menores o iguales a un valor determinado, asociando cada resultado de esta variable aleatoria con la probabilidad acumulada hasta dicho valor. De forma particular, en Matlab, haremos uso de la ECDF (Empirical Cumulative Distribution Function), que devuelve la función de distribución en los PAPR calculados de cada uno de los símbolos. Para convertir la función empírica a la función complementaria, al trabajar con valores estadísticos, restaremos su valor a 1, obteniendo los resultados deseados.

Describiendo las figuras que se muestran a continuación, se ha hecho uso de una escala semilogarítmica, en la que se representa en el eje de abscisas los valores PAPR obtenidos y en el eje de coordenadas la probabilidad de que cada valor de PAPR presente en el eje horizontal supere dicho valor.

A lo largo de este capítulo, en todas las gráficas de este tipo, tanto como para PAPR como para la métrica cúbica, se tomarán como valores de referencia los resultados obtenidos para una probabilidad de 10^{-4} , suficiente para la cantidad de bloques O-OFDM tomados en cada simulación.

En la primera simulación sobre el sistema DCO-OFDM, se obtiene la comparación de los PAPR obtenidos para los diferentes tamaños de los símbolos OFDM para una modulación QPSK, donde se puede observar que tal como se ha definido en los capítulos anteriores, esta métrica crece en función del número de portadoras.

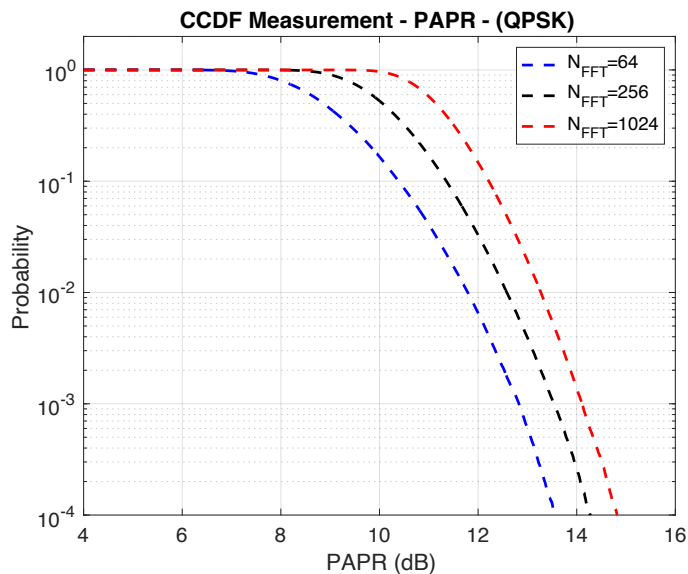


Figura 6-6. CCDF del PAPR de una señal DCO-OFDM con modulación QPSK

Comparando estos valores con los resultados obtenidos para la misma modulación QPSK en ACO-OFDM, a simple vista se puede observar cómo se mantiene el comportamiento de esta métrica de incrementarse en función del número de portadoras, al igual que se observan unos valores mayores en comparación con DCO-OFDM, sobre unos 2,5 dB de media, tal como se recoge en la tabla 6-2.

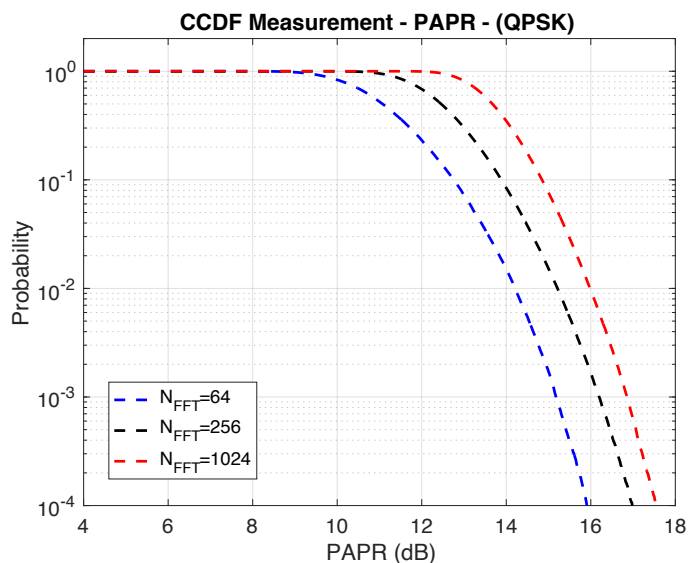


Figura 6-7. CCDF del PAPR de una señal ACO-OFDM con modulación QPSK

Tabla 6–2 Resultados del PAPR para un sistema LiFi (10^{-4}) con modulación QPSK

Tipo	$N_{FFT} = 64$	$N_{FFT} = 256$	$N_{FFT} = 1024$
DCO-OFDM	13,57 dB	14,28 dB	14,82 dB
ACO-OFDM	15,91 dB	16,98 dB	17,53 dB

Estas mismas simulaciones han sido realizadas para una modulación 16-QAM, tal como se puede ver en las siguientes figuras, donde de forma general, las métricas obtenidas de PAPR no han sufrido grandes variaciones con el cambio de modulación.

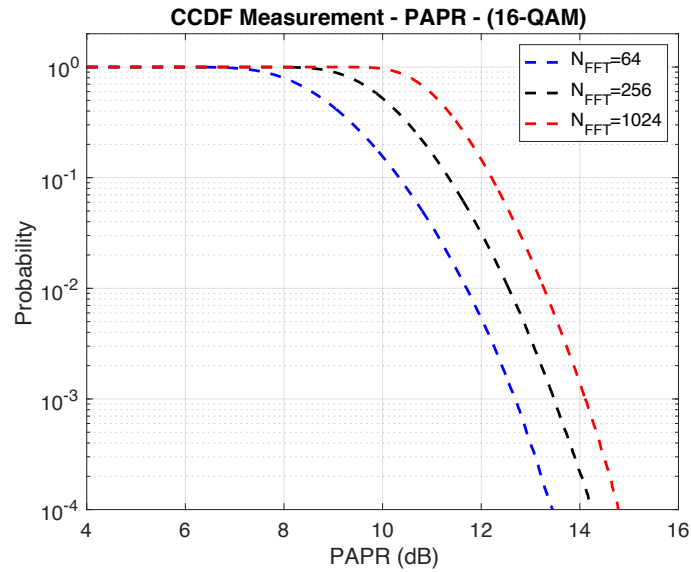


Figura 6-8. CCDF del PAPR de una señal DCO-OFDM con modulación 16-QAM

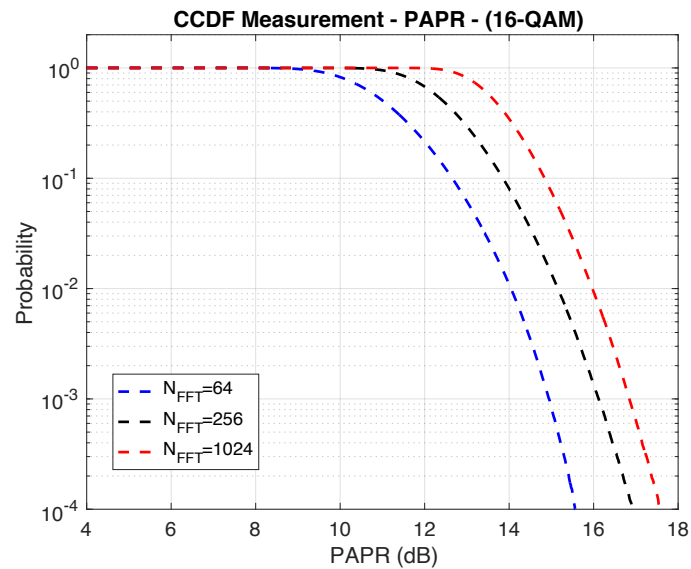


Figura 6-9. CCDF del PAPR de una señal ACO-OFDM con modulación 16-QAM

Analizando estos datos de forma más precisa, en los sistemas DCO-OFDM, el PAPR ha sufrido una disminución mínima de 0,1 dB con respecto a QPSK, por lo que se puede considerar que no varía ante este cambio de constelación. Por otro lado, en los sistemas ACO-OFDM, se puede observar cómo disminuye dicha métrica alrededor de 0,3 dB para el tamaño más pequeño de portadoras, y se mantiene igual para los tamaños superiores.

Tabla 6-3 Resultados del PAPR para un sistema LiFi (10^{-4}) con modulación 16-QAM

Tipo	$N_{\text{FFT}} = 64$	$N_{\text{FFT}} = 256$	$N_{\text{FFT}} = 1024$
DCO-OFDM	13,45 dB	14,25 dB	14,78 dB
ACO-OFDM	15,56 dB	16,91 dB	17,57 dB

6.1.3. Obtención del RCM

Por último, en este sistema básico se ha hecho la medida de la métrica cúbica, también con el objetivo de poder comprobar el funcionamiento de las técnicas de mejora expuestas a continuación en este capítulo. Tal como ha sido comentado anteriormente, se hace uso de la siguiente ecuación.

$$RCM = 20 \cdot \log \left(rms \left[\left(\frac{|x(t)|}{rms[x(t)]} \right)^3 \right] \right) \quad 6-3$$

A semejanza de la métrica de la PAPR, estas simulaciones se realizan con una cantidad de 10^5 símbolos OFDM para disponer de la suficiente resolución de la función CCDF en el punto de 10^{-4} . De igual forma, esta métrica se obtiene en el sistema transmisor en el dominio temporal antes de emitir la señal por el modelo lineal del LED.

Comenzando con estas pruebas, se ha hecho una primera ejecución en DCO-OFDM para los tres tamaños escogidos de los símbolos, con 64, 256 y 1024 portadoras, utilizando para ello una modulación QPSK, en la que se han obtenido los siguientes resultados.

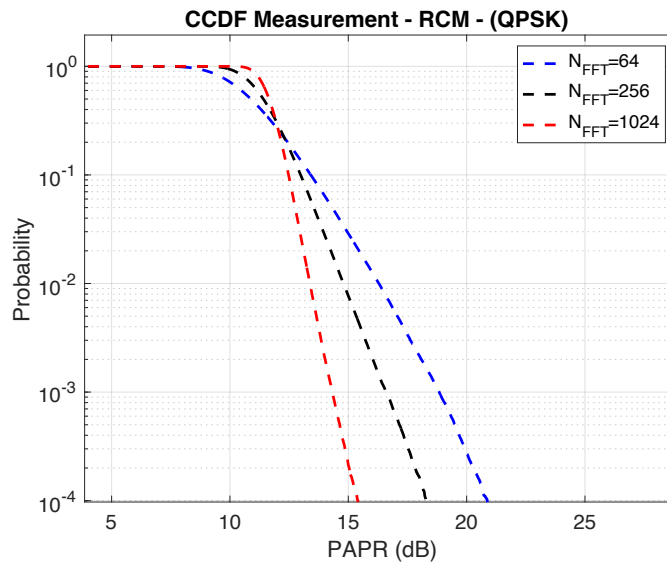


Figura 6-10. CCDF del RCM de una señal DCO-OFDM con modulación QPSK

De forma general se observa que los valores RCM son superiores a los valores PAPR, obtenidos con las mismas condiciones y para el mismo tipo de sistemas, pero la diferencia más importante es que esta métrica no crece con respecto al número de portadoras, sino que decrece, siendo mayor en el caso de 64. Obteniendo también la gráfica para ACO-OFDM con modulación QPSK, observamos la figura 6-11, recogiendo todos los datos obtenidos en ambos esquemas en la tabla 6-4.

Tabla 6-4 Resultados de RCM para un sistema LiFi (10^{-4}) con modulación QPSK

Tipo	$N_{FFT} = 64$	$N_{FFT} = 256$	$N_{FFT} = 1024$
DCO-OFDM	20,88 dB	18,29 dB	15,40 dB
ACO-OFDM	27,94 dB	25,93 dB	22,64 dB

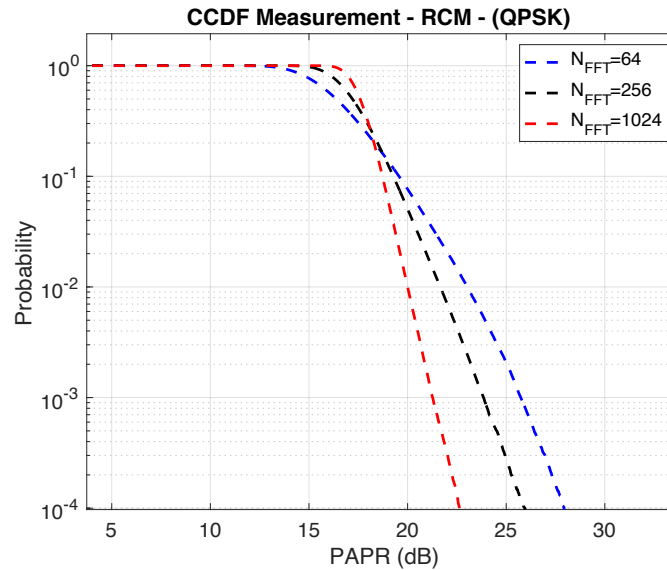


Figura 6-11. CCDF del RCM de una señal ACO-OFDM con modulación QPSK

Por último, realizamos estos mismos cálculos para el caso de las modulaciones 16-QAM, donde tampoco se observan diferencias importantes en las medidas de RCM en función de la modulación, dando valores similares a los obtenidos con QPSK.

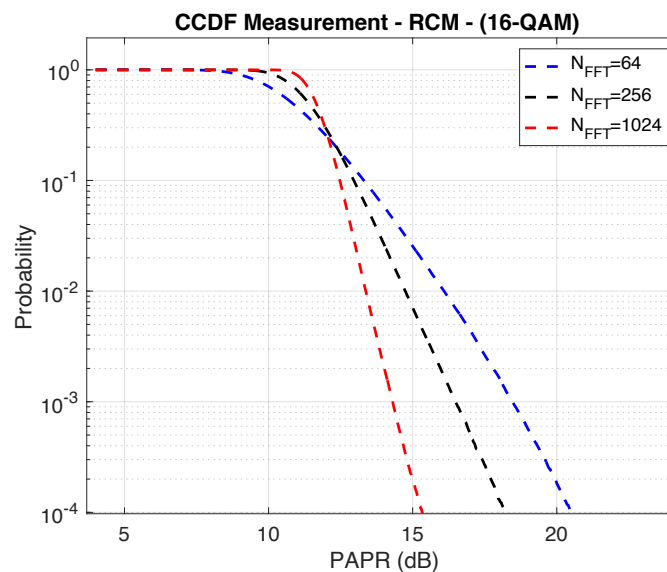


Figura 6-12. CCDF del RCM de una señal DCO-OFDM con modulación 16-QAM

Tabla 6-5 Resultados de RCM para un sistema LiFi (10^{-4}) con modulación 16-QAM

Tipo	$N_{FFT} = 64$	$N_{FFT} = 256$	$N_{FFT} = 1024$
DCO-OFDM	20,53 dB	18,21 dB	15,33 dB
ACO-OFDM	26,85 dB	25,64 dB	22,77 dB

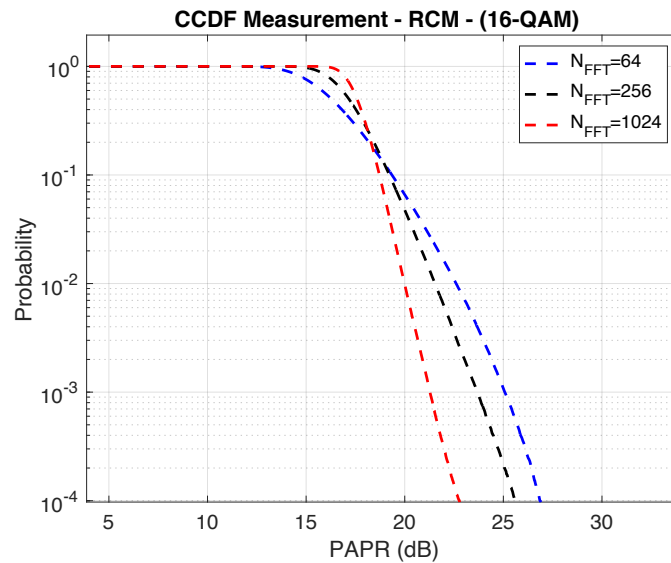


Figura 6-13. CCDF del RCM de una señal ACO-OFDM con modulación 16-QAM

6.2. Técnica de mejora PAPR-ACE

Una vez realizado el sistema básico, en el que se han obtenido las medidas sin ningún tipo de algoritmo de mejora, se ha realizado el algoritmo ACE con el objetivo de reducir el PAPR. Para el desarrollo de este apartado, se ha tomado el transmisor realizado anteriormente, al que se le ha añadido un bloque con este propósito antes de la IFFT, teniendo como entrada el símbolo hermitico.

Por simplicidad, se han reutilizado bloques del sistema original como los encargados de hacer la transformada de Fourier y esta simetría hermitica, siguiendo la arquitectura expuesta en el capítulo anterior.

6.2.1. PAPR-ACE en sistemas DCO-OFDM

En primer lugar, se utiliza el algoritmo PAPR-ACE descrito en la bibliografía y basado en el estándar DVB-T2, adaptado para VLC, situándolo en conjunto con el transmisor dentro de tres bucles *for* anidados con el objetivo de encontrar los valores de las variables V_{clip} , G y L que hacen que la reducción de PAPR en un sistema de estas características sea máxima.

6.2.1.1. PAPR-ACE para QPSK en DCO-OFDM

Realizando esa ejecución, de lo que denominaremos algoritmo optimizador, se obtienen los siguientes resultados para QPSK con los distintos tamaños del bloque OFDM, con una mejora que va entre los 2 dB para el símbolo DCO-OFDM de 64 portadoras hasta los 3,6 dB para el caso de 1024 portadoras.

Tabla 6-6 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con el algoritmo PAPR-ACE (QPSK)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	4,1	14	1,4	2,02 dB
256	4,8	31	1,2	2,68 dB
1024	4,4	31	1,3	3,61 dB

Representando nuestros tres tamaños de símbolos DCO-OFDM en la misma gráfica, separaremos con línea continua los resultados obtenidos con el algoritmo PAPR-ACE utilizando las variables de la tabla 6-6, y en línea discontinua los valores del sistema transmisor sin ningún tipo de mejora.

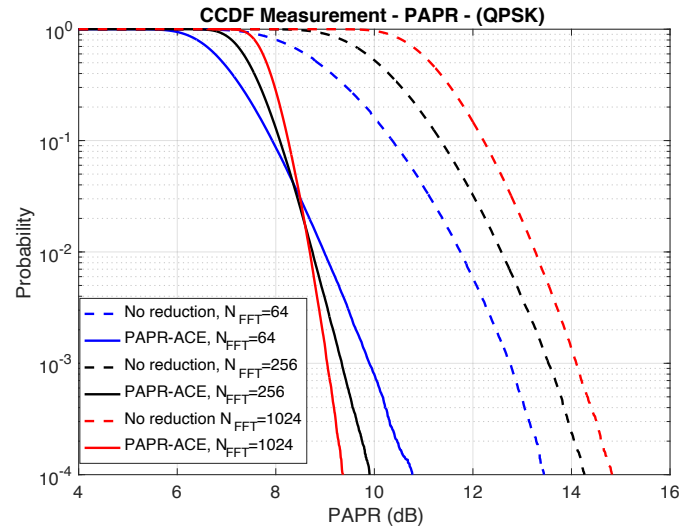


Figura 6-14. Evaluación de PAPR-ACE para QPSK en DCO-OFDM

A través de los datos recogidos en la tabla y la figura anteriores, se observa que al igual que aumenta la medida de PAPR en función del tamaño del símbolo DCO-OFDM, también la mejora incrementa según se disponen de más portadoras, llegando hasta una mejora de 5,46 dB en el caso de 1024 portadoras, medida en el punto CCDF 10^{-4} .

De forma adicional, representamos la constelación de los puntos transmitidos, siendo evidente la extensión que han sufrido dichos puntos hacia los exteriores.

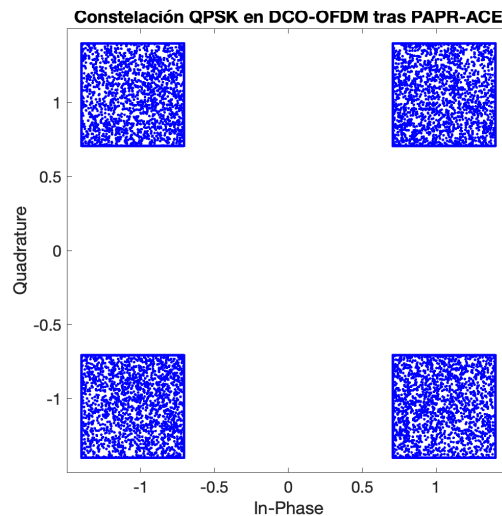


Figura 6-15. Constelación QPSK tras PAPR-ACE en DCO-OFDM

6.2.1.2. PAPR-ACE para 16-QAM en DCO-OFDM

Tras realizar estos cálculos para QPSK, se calculan los parámetros V_{clip} , G y L de igual forma a través de los tres bucles *for* para la modulación 16-QAM, sobre los que completamos la siguiente tabla y la figura 6-16 en la que se han comparado estos valores con respecto al transmisor, sin ningún tipo de mejora.

Tabla 6-7 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con el algoritmo PAPR-ACE (16-QAM)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	6,1	31	1,4	1,10 dB
256	6,5	31	1,4	1,87 dB
1024	6,8	31	1,4	2,63 dB

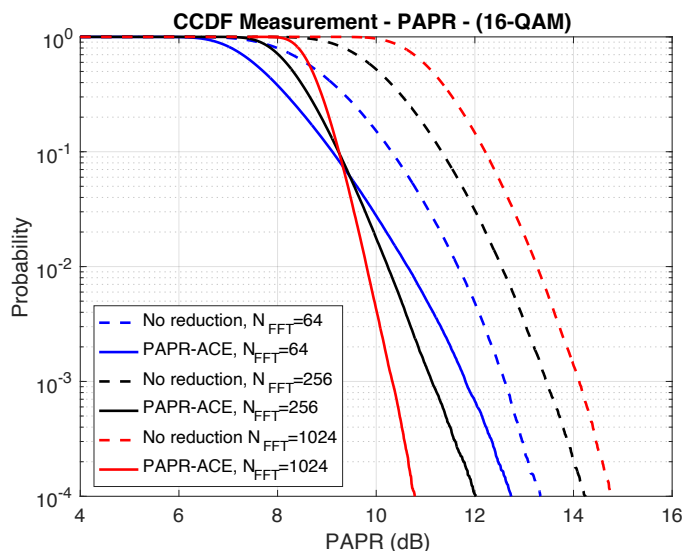


Figura 6-16. Evaluación de PAPR-ACE para 16-QAM en DCO-OFDM

Con los resultados recogidos tanto analíticamente en la tabla, como gráficamente en la figura, se observa que esta mejora en el PAPR es inferior en comparación con la obtenida en la modulación QPSK, estando contenida entre los 4,1 dB para el caso de 1024 portadoras y 0,6 dB para 64. Sin embargo, se aprecia el mismo comportamiento, obteniendo mayores mejoras para mayores tamaños del símbolo DCO-OFDM.

Si por último representamos de igual forma la constelación extendida, se observa cómo únicamente se desplazan los puntos exteriores, siendo este desplazamiento en línea recta para los puntos laterales, o en varias direcciones en sentido opuesto al origen de coordenadas, en el caso de los puntos ubicados en las esquinas.

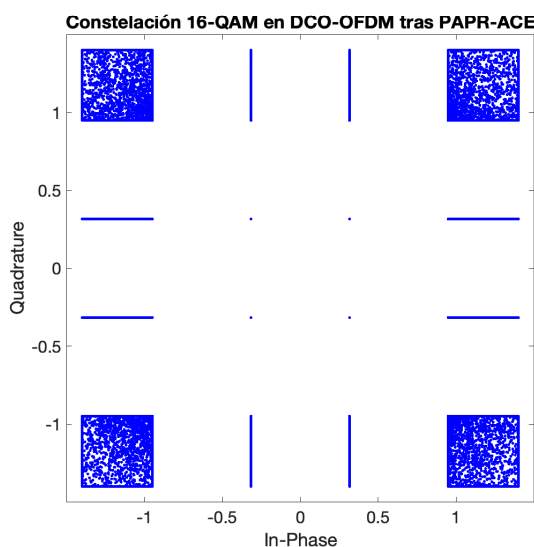


Figura 6-17. Constelación 16-QAM tras PAPR-ACE en DCO-OFDM

Como resumen del funcionamiento de este esquema para los sistemas DCO-OFDM, se han recogido las mejoras obtenidas en la probabilidad 10^{-4} de la función CCDF, donde se observan dos datos importantes, que la reducción de PAPR es mayor en constelaciones QPSK que en 16-QAM y aumenta en función del tamaño de los bloques DCO-OFDM.

Tabla 6–8 Mejoras obtenidas mediante PAPR-ACE para DCO-OFDM

Constelación	$N_{\text{FFT}} = 64$	$N_{\text{FFT}} = 256$	$N_{\text{FFT}} = 1024$
QPSK	2,67 dB	4,36 dB	5,46 dB
16-QAM	0,59 dB	2,23 dB	4,01 dB

6.2.2. PAPR-ACE en sistemas ACO-OFDM

Sobre el esquema PAPR-ACE descrito anteriormente, se han realizado varias modificaciones para que sea posible reducir el PAPR en sistemas ACO-OFDM de forma adicional a DCO-OFDM tal como se ha mostrado en el apartado anterior.

De forma general, se ha utilizado el mismo algoritmo Matlab, sobre el que haciendo uso de una variable con la que identificamos el tipo del sistema, se realizan los cálculos para DCO-OFDM o para ACO-OFDM, reduciendo de esta forma el tamaño del código y haciendo más fácil su interpretación.

En la primera etapa de PAPR-ACE, al igual que para DCO-OFDM, se calcula la señal temporal a través de una IFFT. De forma específica para esta arquitectura, se eliminan aquellas componentes negativas con el objetivo de calcular su desviación estándar, utilizada posteriormente para el bloque de clipping.

A continuación, el bloque de clipping también tiene diferencias con respecto al primer tipo de sistemas, ya que, al utilizar una señal unipolar, se utiliza una fórmula distinta, recortando únicamente aquellos valores positivos que superan el umbral V_{clip} . Todos aquellos valores inicialmente cero o inferiores a ese umbral, en cambio permanecen intactos.

$$x''_k = \begin{cases} \text{maxValue}, & \text{si } x'(x' > \text{maxValue}) \\ x', & \text{si } x'(x' < \text{maxValue}) \end{cases} \quad 6-4$$

Tras ello, se convierte la señal de nuevo al dominio frecuencial haciendo uso, a su vez, del bloque encargado de realizar la simetría hermítica, el cual se encarga de añadir las frecuencias pares a cero de nuevo antes de realizar las últimas etapas de algoritmo, realizadas sin diferenciación para DCO-OFDM o ACO-OFDM.

6.2.2.1. PAPR-ACE para QPSK en ACO-OFDM

Incorporando este algoritmo PAPR-ACE de nuevo a los tres bucles iterativos con los que se buscan las variables V_{clip} , G y L óptimas para un primer caso con modulación QPSK, obtenemos los siguientes resultados, con una mejora entre 1,6 y 3,00 dB, aumentando a medida que crece el tamaño del símbolo ACO-OFDM.

Tabla 6–9 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con el algoritmo PAPR-ACE (QPSK)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	6,0	31	1,4	1,65 dB
256	6,5	31	1,4	2,40 dB
1024	7,2	31	1,3	3,00 dB

Comparándolos de forma gráfica con los resultados del transmisor sin ningún tipo de mejora, obtenemos la siguiente figura en la que igual que DCO-OFDM, se obtienen mayores mejoras para mayores tamaños de símbolos.

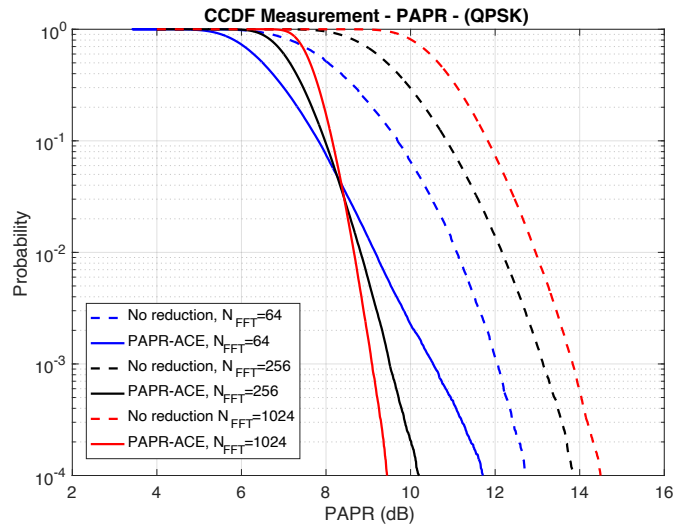


Figura 6-18. Evaluación de PAPR-ACE para QPSK en ACO-OFDM

Si representamos de igual forma la constelación de los puntos transmitidos, se observa cómo se trasladan los 4 puntos hacia los extremos, realizando un cuadrado perfecto con mínimo en el punto original transmitido, es decir, 0,7071.

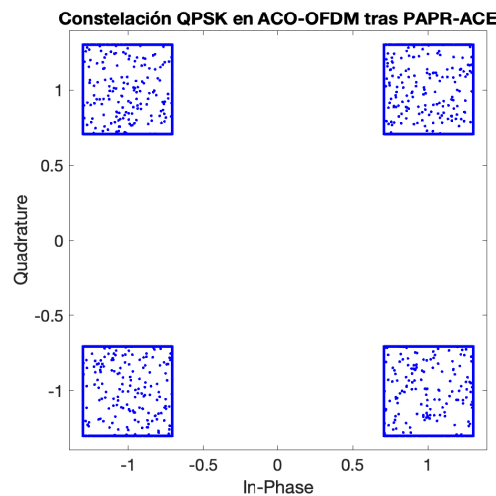


Figura 6-19. Constelación QPSK tras PAPR-ACE en ACO-OFDM

6.2.2.2. PAPR-ACE para 16-QAM en ACO-OFDM

A continuación, cambiando de modulación QPSK a 16-QAM, se realizan de nuevo los cálculos para obtener los parámetros característicos de nuestro algoritmo, dando lugar a la siguiente tabla, en la que observamos que la mejora en el PAPR ha decrecido ligeramente en comparación con la anterior modulación.

Tabla 6–10 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con el algoritmo PAPR-ACE (16-QAM)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	9,2	31	1,4	0,57 dB
256	9,5	31	1,4	1,34 dB
1024	9,8	31	1,4	2,44 dB

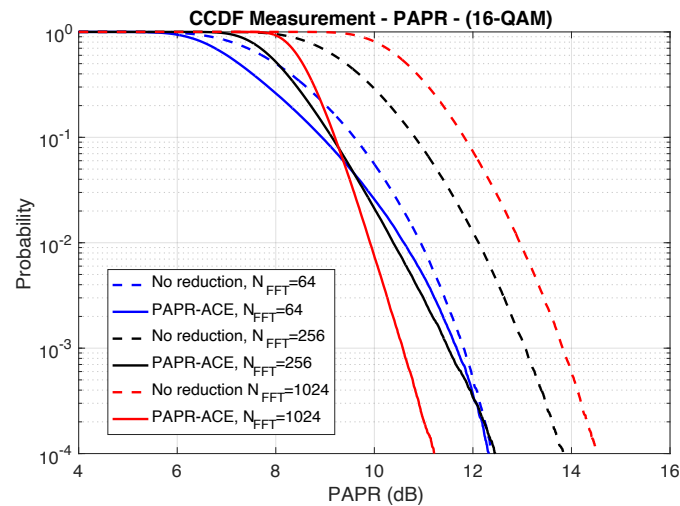


Figura 6-20. Evaluación de PAPR-ACE para 16-QAM en ACO-OFDM

Al igual que en DCO-OFDM, se puede detectar gráficamente que la mejora del PAPR disminuye al cambiar la constelación entre QPSK y 16-QAM. En esta simulación, en el caso de 64 portadoras es imperceptible su mejora, tal como se ve en la figura 6-20, a diferencia de los otros dos tamaños de ACO-OFDM.

Obteniendo su constelación transmitida, para ver el efecto que tiene el algoritmo en el sistema, se tiene la siguiente figura, donde se observa que se amplían todos los puntos exteriores de la misma, mostrando un funcionamiento correcto del algoritmo.

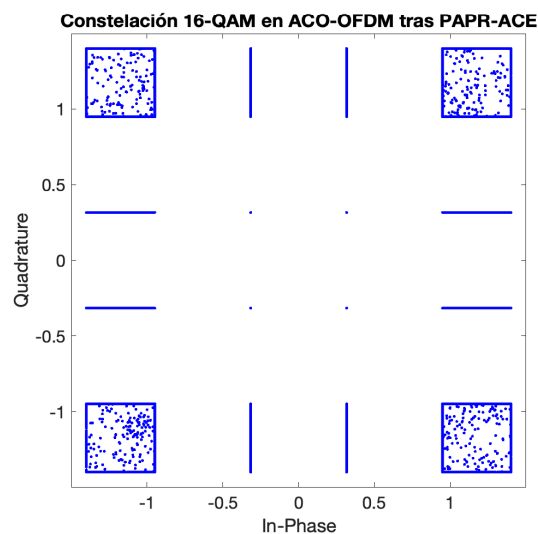


Figura 6-21. Constelación 16-QAM tras PAPR-ACE en ACO-OFDM

Mostrando en la siguiente tabla los resultados obtenidos para ACO-OFDM en las dos modulaciones utilizadas,

se puede observar cómo se obtiene un mejor resultado para QPSK en comparación con 16-QAM, al igual que hay una mayor reducción del PAPR para mayores tamaños del símbolo O-OFDM.

Tabla 6–11 Mejoras obtenidas mediante PAPR-ACE para ACO-OFDM (CCDF 10^{-4})

Constelación	$N_{\text{FFT}} = 64$	$N_{\text{FFT}} = 256$	$N_{\text{FFT}} = 1024$
QPSK	1,03 dB	3,64 dB	5,05 dB
16-QAM	0,08 dB	1,38 dB	3,29 dB

6.3. Técnica de mejora RCM-ACE

El segundo sistema de mejora implementado en este trabajo ha sido la modificación del algoritmo ACE con el propósito de reducir las altas medidas del RCM, utilizando para ello la arquitectura descrita en el capítulo anterior y desarrollada por el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla para la arquitectura DCO-OFDM.

A lo largo de este apartado se compararán los resultados obtenidos por este esquema con respecto al sistema transmisor básico y de forma adicional con respecto a la etapa de clipping utilizada en la técnica PAPR-ACE del apartado anterior cuando se optimiza a su vez para disminuir el PAPR, es decir, cambiando el criterio de optimización de sus bucles iterativos para la búsqueda de los parámetros ACE.

6.3.1. RCM-ACE en sistemas DCO-OFDM

Partiendo en primer lugar con los sistemas DCO-OFDM, la principal diferencia realizada con respecto al esquema anterior es la etapa de clipping, que no se realiza únicamente para aquellas muestras de la señal temporal que superen el umbral dado por la desviación típica y la variable V_{clip} , sino que se aplica sobre todas las muestras, en función de su signo mediante la siguiente ecuación. Por una mejor identificación de los resultados, en las posteriores gráficas, esta etapa de clipping será denominada CLIP-2, en comparación a la etapa de recorte del algoritmo PAPR-ACE denominada CLIP-1.

$$x_k'' = \text{sign}(x_k')V_{clip} \quad 6-5$$

De igual forma, una vez situado dicho esquema entre los bloques del transmisor para realizar así un transmisor con el esquema de mejora de la RCM, se realizan tres bucles for buscando aquellos valores de V_{clip} , G y L que hacen máxima esta reducción, para las dos constelaciones evaluadas y para los tamaños de DCO-OFDM, 64, 256 y 1024 portadoras.

6.3.1.1. RCM-ACE para QPSK en DCO-OFDM

Realizando una primera simulación con QPSK, se obtienen los siguientes valores, donde podemos comprobar que hay una mejora de 4 dB en promedio con respecto al mismo sistema transmisor básico.

Tabla 6–12 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con el algoritmo RCM-ACE (QPSK)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	2,4	3	1,4	4,12 dB
256	2,3	3	1,4	4,39 dB
1024	2,2	3	1,4	4,54 dB

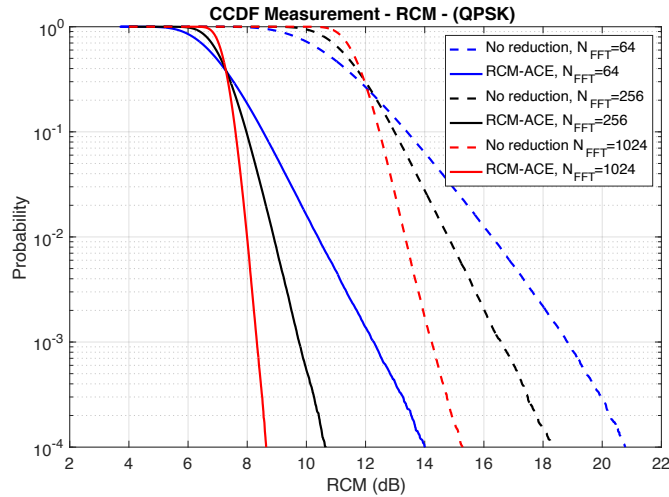


Figura 6-22. Evaluación de RCM-ACE para QPSK en DCO-OFDM

Obteniendo los puntos extendidos de la constelación, se puede comprobar cómo se desplazan en sentido opuesto al eje de coordenadas, al igual que en el caso de PAPR-ACE, con el mínimo punto en el valor inicial de la constelación normalizada, 0,7071.

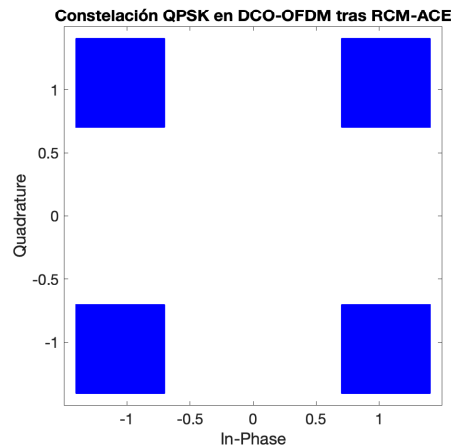


Figura 6-23. Constelación QPSK tras RCM-ACE en DCO-OFDM

Con el objetivo de comprobar el rendimiento de esta etapa de clipping en comparación con la misma etapa del sistema PAPR-ACE (CLIP-1) optimizado para reducir la RCM, introducimos el algoritmo PAPR-ACE en nuestro sistema con los tres bucles iterativos y obtenemos las siguientes variables, con una mejora en torno a los 3 dB.

Tras obtener estos resultados, representamos en la misma gráfica, donde la señal obtenida la etapa CLIP-2 son las líneas continuas y aquellas mediante CLIP-1 se pueden identificar mediante línea discontinua.

Tabla 6–13 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con CLIP-1 optimizando RCM (QPSK)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	3,3	31	1,4	2,94 dB
256	3,5	31	1,4	3,28 dB
1024	3,5	31	1,4	3,56 dB

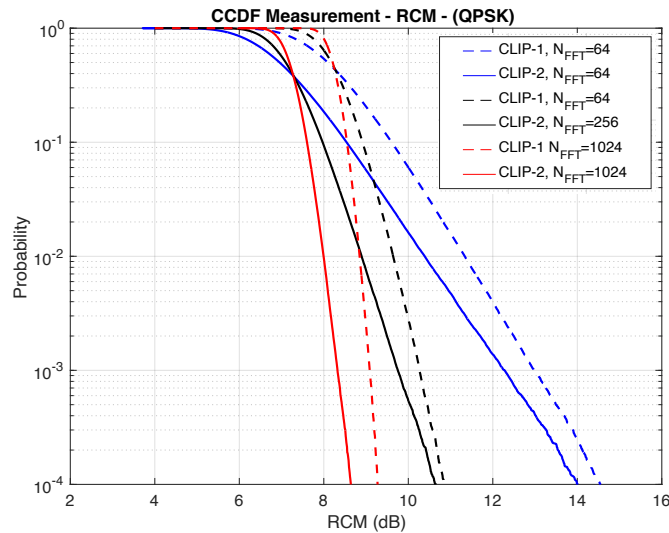


Figura 6-24. Comparación de CLIP-1 y CLIP-2 para QPSK en DCO-OFDM

Con estos resultados, observamos cómo el algoritmo RCM-ACE con su etapa CLIP-2 es más eficiente para la reducción de la métrica cúbica en comparación con la etapa CLIP-1, obteniendo una diferencia en promedio de 0,5 dB para cada tamaño del símbolo DCO-OFDM.

Tabla 6–14 Mejoras obtenidas mediante RCM-ACE para DCO-OFDM en QPSK (CCDF 10^{-4})

Tipo	$N_{FFT} = 64$	$N_{FFT} = 256$	$N_{FFT} = 1024$
RCM-ACE vs Sin Mejora	6,75 dB	7,65 dB	6,64 dB
CLIP-2 vs CLIP-1	0,54 dB	0,19 dB	0,63 dB

6.3.1.2. RCM-ACE para 16-QAM en DCO-OFDM

Tras realizar estas simulaciones, se comprueba ese mismo funcionamiento para una constelación 16-QAM, comparando en primer lugar el esquema RCM-ACE con respecto al sistema sin ningún tipo de mejora de la métrica cúbica, obteniendo los siguientes resultados, con una mejora en promedio de 1,7 dB.

Tabla 6–15 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con el algoritmo RCM-ACE (16-QAM)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	1,4	5	1,4	1,44 dB
256	1,4	31	1,4	1,70 dB
1024	1,4	30	1,4	1,83 dB

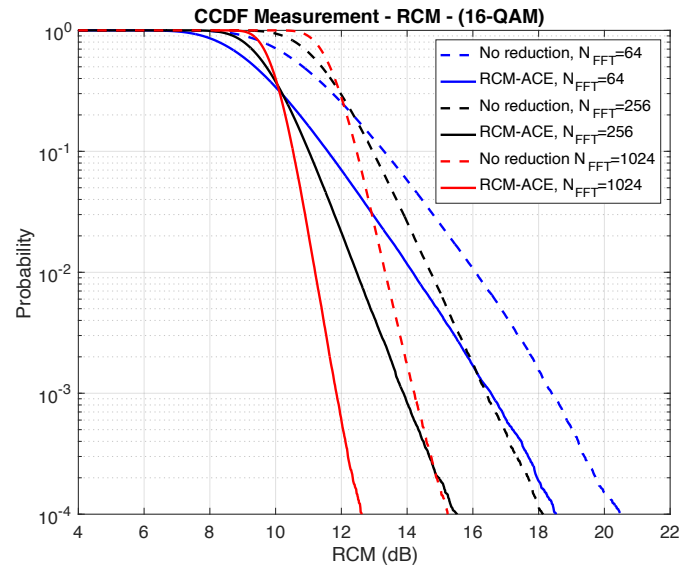


Figura 6-25. Evaluación de RCM-ACE para 16-QAM en DCO-OFDM

A continuación, representando los puntos transmitidos, se puede comprobar a su vez, cómo se extiende la constelación hacia los exteriores de esta.

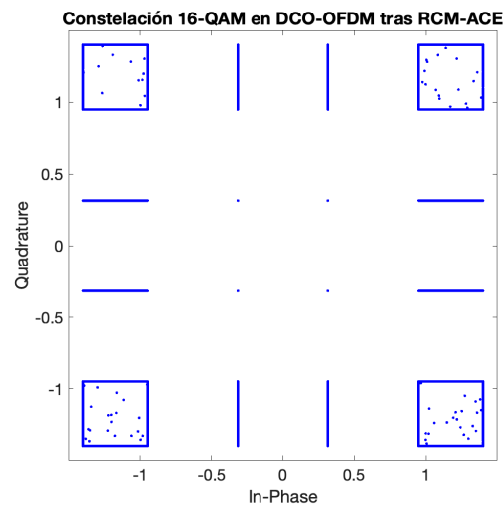


Figura 6-26. Constelación 16-QAM tras RCM-ACE en DCO-OFDM

Tras obtener dichos resultados, se representa a su vez la comparación entre esta etapa CLIP-2 y CLIP-1 con las variables ajustadas para que minimice la métrica cúbica en lugar del PAPR, por lo que utilizando las variables mostradas en la tabla 6-16, que otorgan una mejora entre 1,3 dB y 1,8 dB del RCM, representamos en la siguiente figura:

Tabla 6-16 Valores de V_{clip} , G y L para DCO-OFDM con CLIP-1 optimizando RCM (16-QAM)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	6	31	1,4	1,28 dB
256	5,9	31	1,4	1,74 dB
1024	1,6	8	1,4	1,08 dB

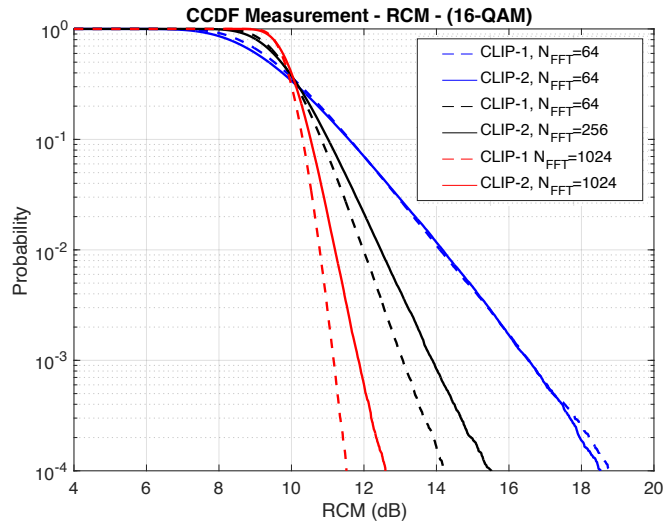


Figura 6-27. Comparación de CLIP-1 y CLIP-2 para 16-QAM en DCO-OFDM

Al representar la mejora de la etapa CLIP-2 de RCM-ACE en conjunto con CLIP-1, se puede observar cómo para 16-QAM, es más efectivo el esquema con la etapa de clipping clásica, teniendo una diferencia en torno al decibelio en los tamaños de símbolos más grandes.

Tabla 6-17 Mejoras obtenidas mediante RCM-ACE para DCO-OFDM en 16-QAM (CCDF 10^{-4})

Tipo	$N_{FFT} = 64$	$N_{FFT} = 256$	$N_{FFT} = 1024$
RCM-ACE vs Sin Mejora	1,97 dB	2,62 dB	2,62 dB
RCM-ACE vs PAPR-ACE	0,26 dB	-1,32 dB	-1,10 dB

6.3.2. RCM-ACE en sistemas ACO-OFDM

El último sistema implementado consiste en la adaptación del esquema RCM-ACE con el objetivo que minimice la métrica cúbica en los sistemas ACO-OFDM, al igual que el realizado anteriormente con el objetivo de minimizar el PAPR.

Para ello, partiendo del algoritmo utilizado para los esquemas DCO-OFDM, con el objetivo de reducir la complejidad del sistema en Matlab, se insertan secuencias condicionales que serán ejecutadas únicamente en el caso de utilizar señales ACO-OFDM.

La primera de estas variaciones implementadas es la forma en la que se realiza la simetría hermítica, debido a que se utilizan únicamente las portadoras impares para la transmisión de información, siendo todas las portadoras pares valores nulos. Para ello, se utiliza el bloque TX_Hermit descrito anteriormente que forma el símbolo OFDM correctamente en función de si se trabaja con DCO-OFDM o ACO-OFDM y añadiendo la conjugada traspuesta de las portadoras al igual que las muestras a cero al comienzo y al final de cada símbolo. De forma complementaria, se utiliza RX_Hermit para deshacer este bloque hermítico y eliminar las portadoras a cero para poder trabajar correctamente en el dominio frecuencial en el algoritmo RCM-ACE.

También es importante comentar que tras la primera etapa de IFFT, interpolación y filtrado, se realiza el recorte de los valores negativos de la señal, sobre la que a continuación, se realiza la etapa de clipping, modificada con respecto a la realizada para DCO-OFDM, ya que los valores nulos de la señal unipolar no serán recortados y todos aquellos valores positivos son saturados al valor dado por V_{clip} .

$$x'_k = \begin{cases} V_{clip} & \text{si } x'_k > 0 \\ 0 & \text{e. o. c} \end{cases} \quad 6-6$$

Por último, este algoritmo se sitúa en el interior de los tres bucles *for*, con los que se buscarán aquellos valores que minimizan esta métrica cúbica.

6.3.2.1. RCM-ACE para QPSK en ACO-OFDM

Haciendo una primera simulación con modulación QPSK, se obtienen los siguientes parámetros característicos del sistema, con los que se obtiene una mejora media en la medida de RCM de 4 dB.

Tabla 6-18 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con el algoritmo RCM-ACE (QPSK)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	5,1	3	1,4	4,05 dB
256	5,1	3	1,4	4,36 dB
1024	5,3	3	1,4	4,41 dB

Tras la búsqueda de estos parámetros característicos, se representa la salida del esquema RCM-ACE en comparación con el sistema transmisor sin ninguna mejora, dando como resultado la siguiente salida:

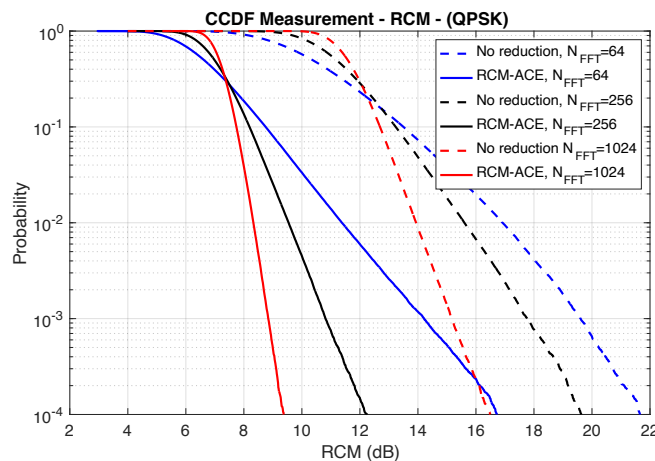


Figura 6-28. Evaluación de RCM-ACE para QPSK en ACO-OFDM

A continuación, representamos los puntos de la constelación transmitidos viendo el efecto de este algoritmo RCM-ACE para QPSK en ACO-OFDM, obteniendo el mismo comportamiento que en el resto de las simulaciones realizadas hasta ahora.

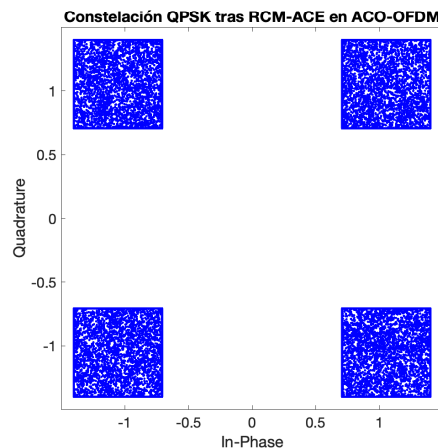


Figura 6-29. Constelación QPSK tras RCM-ACE en ACO-OFDM

Al igual que en los casos anteriores, comparamos la mejora de esta etapa de clipping (CLIP-2) con respecto al clipping del método PAPR-ACE (CLIP-1), con el que obtenemos estos resultados, otorgando una mejora alrededor de 3 dB en la métrica cúbica con respecto al sistema estándar.

Tabla 6–19 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con CLIP-1 optimizando RCM (QPSK)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	6,3	31	1,4	2,76 dB
256	6,3	31	1,4	3,29 dB
1024	1,6	8	1,4	1,08 dB

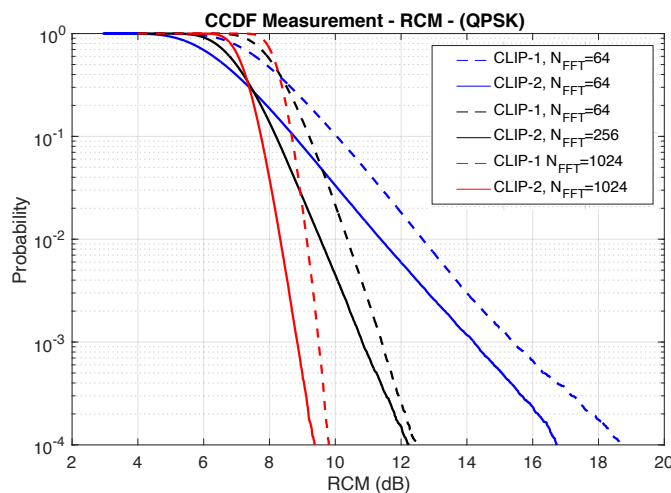


Figura 6-30. Comparación de CLIP-1 y CLIP-2 para QPSK en ACO-OFDM

Observando la figura obtenida, se produce una mayor mejora al utilizar la etapa CLIP-2 del algoritmo RCM-ACE con respecto a CLIP-1 en los tamaños de símbolos ACO-OFDM más pequeños, existiendo una diferencia en torno a los 2 dB para 64 portadoras y de menor de un decibelio para los símbolos más grandes.

Tabla 6–20 Mejoras obtenidas mediante RCM-ACE para ACO-OFDM en QPSK (CCDF 10^{-4})

Tipo	$N_{\text{FFT}} = 64$	$N_{\text{FFT}} = 256$	$N_{\text{FFT}} = 1024$
RCM-ACE vs Sin Mejora	4,93 dB	7,40 dB	7,11 dB
CLIP-2 vs CLIP-1	2,02 dB	0,25 dB	0,43 dB

6.3.2.2. RCM-ACE para 16-QAM en ACO-OFDM

Por último, comprobamos los efectos de este algoritmo RCM-ACE en una modulación 16-QAM para los sistemas ACO-OFDM, donde realizando una simulación con 10^5 símbolos, obtenemos las siguientes variables que maximizan esta mejora del RCM.

Tabla 6–21 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con el algoritmo RCM-ACE (QPSK)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	4,7	31	1,4	1,30 dB
256	5,1	27	1,4	1,55 dB
1024	4,4	21	1,4	1,85 dB

Representando las funciones cumulativas de distribución de los tres tamaños de nuestro sistema ACO-OFDM, comparamos gráficamente el efecto que tiene este algoritmo con los parámetros mostrados en la tabla ubicada sobre estas líneas, donde podemos observar que se obtiene una menor medida de RCM en todas las variaciones del sistema, con un margen de mejora en torno a los 2 dB medido en el punto de CCDF 10^{-4} .

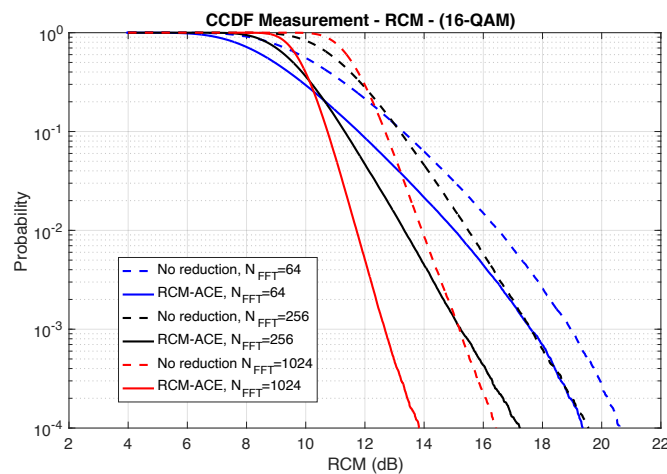


Figura 6-31. Evaluación de RCM-ACE para 16-QAM en ACO-OFDM

A continuación, se calcula la mejora de RCM que puede proporcionar la etapa CLIP-1 descrita en el apartado anterior, mostrando a continuación en la tabla 6-22 los valores de los parámetros obtenidos a través del esquema de optimización de estas variables.

Tabla 6–22 Valores de V_{clip} , G y L para ACO-OFDM con CLIP-1 optimizando RCM (16-QAM)

N_{FFT}	V_{CLIP}	G	L	Mejora
64	9,1	31	1,4	0,88 dB
256	9,0	31	1,4	1,60 dB
1024	9,0	31	1,4	1,96 dB

Aplicando dichos valores, representamos de forma conjunta el RCM obtenido por nuestras dos etapas de recorte, dando lugar a la siguiente figura:

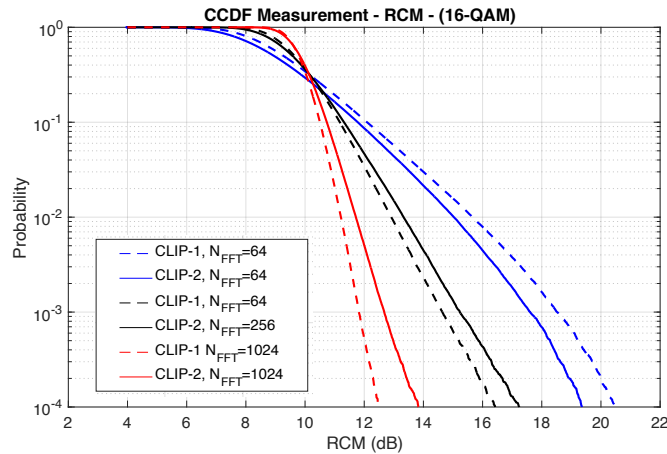


Figura 6-32. Comparación de CLIP-1 y CLIP-2 para 16-QAM en ACO-OFDM

Con esta gráfica, se pone de manifiesto que la etapa de clipping CLIP-1 es más efectiva para reducir la métrica cúbica que la etapa CLIP-2 del algoritmo RCM-ACE en modulaciones 16-QAM para tamaños grandes de portadoras, como se puede ver en el caso de 256 y 1024, obteniendo unos resultados del mismo orden que para DCO-OFDM.

Tabla 6-23 Mejoras obtenidas mediante RCM-ACE para ACO-OFDM en 16-QAM (CCDF 10^{-4})

Tipo	$N_{FFT} = 64$	$N_{FFT} = 256$	$N_{FFT} = 1024$
RCM-ACE vs Sin Mejora	1,29 dB	2,31 dB	2,60 dB
RCM-ACE vs PAPR-ACE	1,12 dB	-0,82 dB	-1,36 dB

6.4. Análisis EVM de los resultados

Una vez comprobado el funcionamiento de los distintos algoritmos de mejora, se realiza un estudio de cómo afectan estos esquemas de reducción de PAPR y RCM a la distorsión de la señal, medida mediante el EVM, descrito en el primer apartado de este capítulo.

Para ello, representaremos gráficamente la variación de este EVM del sistema transmisor receptor básico en comparación con un transmisor que implemente la etapa original de clipping del algoritmo PAPR-ACE (CLIP-1) y otro la etapa CLIP-2 del algoritmo RCM-ACE para un valor fijo de IBO tomado en primer lugar como 9,3 dB, correspondido con un EVM del 20% en el sistema transmisor básico.

$$IBO = DR^2 / (\alpha^2 \cdot \sigma_x^2) \quad 6-7$$

Teniendo en cuenta que el rango dinámico del modelo lineal del diodo se encuentra entre 1,52 y 2,3 y que la señal es normalizada al final del transmisor (σ_x^2 siempre será unitario), es inmediato obtener, aplicando el valor de 9,3 dB, un α de 0,263.

Realizando un bucle con una iteración para cada uno de los sistemas distintos a simular, se calcula el valor del EVM para distintos valores del nivel de continua del modelo de fuente óptica utilizados en este proyecto, utilizando para ello en el eje horizontal la medida de Biasing Ratio, relacionada directamente con estos valores.

$$BR = (B_{DC} - V_{TOV}) / DR \quad 6-8$$

6.4.1. Análisis EVM para DCO-OFDM

Obteniendo en primer lugar la gráfica para los sistemas DCO-OFDM, se toman como límites de la representación un Biasing Ratio contenido entre 0 y 0,5, debido a que el comportamiento es similar al del

rango 0,5-1,0.

Observando la gráfica, se puede observar cómo en un Biasing Ratio de 0,5, se obtiene la máxima mejora en el EVM, bajando desde un 20% original hasta un 13% para el caso de CLIP-1 o hasta un 10% con la implementación del esquema RCM-ACE.

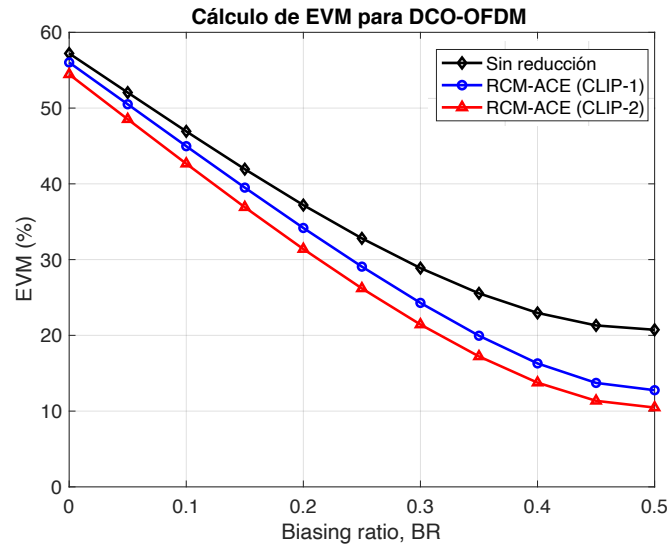


Figura 6-33. EVM frente a Biasing Ratio para DCO-OFDM (QPSK)

De forma complementaria, al igual que se han evaluado distintos EVM para un mismo valor de BR, se recogen en la siguiente tabla los valores del IBO obtenidos cuando se fija el EVM, a 10%, 15% y 20%, observando así que se obtienen mejoras de hasta 2,4 dB al utilizar estos esquemas de reducción de RCM. También podemos constatar como se obtiene una mayor mejora para el caso de RCM-ACE con CLIP-2 en QPSK con un EVM del 10%, por lo que la ganancia se va haciendo menor, según se aumenta el nivel de EVM fijado, se cambia a una constelación 16-QAM o se utiliza la etapa CLIP-1.

Tabla 6–24 Mejoras del nivel de IBO para DCO-OFDM

Constelación	Método	EVM=10%		EVM=15%		EVM=20%	
		IBO (dB)	IBO gain (dB)	IBO (dB)	IBO gain (dB)	IBO (dB)	IBO gain (dB)
QPSK	S. Básico	12,9	-	11,7	-	10,6	-
	CLIP-1	11,0	1,9	10	1,7	9,1	1,5
	CLIP-2	10,5	2,4	9,4	2,3	8,5	2,1
16-QAM	S. Básico	12,9	-	11,7	-	10,5	-
	CLIP-1	11,9	1,0	10,9	0,8	9,9	0,6
	CLIP-2	12,0	0,9	10,8	0,9	9,7	0,8

6.4.2. Análisis EVM para ACO-OFDM

A continuación, realizamos el mismo análisis para los sistemas ACO-OFDM, donde a diferencia de las simulaciones anteriores, se ha tomado como eje horizontal todos los valores de BR, ya que, al ser la señal unipolar, no dispondrá esa simetría con respecto al valor 0,5.

También, al igual que en DCO-OFDM, se comenzaba con un valor EVM del 20% que se traducía en un IBO de 9,3 dB, se ha escogido para estas simulaciones un IBO de 7,5 dB, con lo que obtenemos los siguientes resultados.

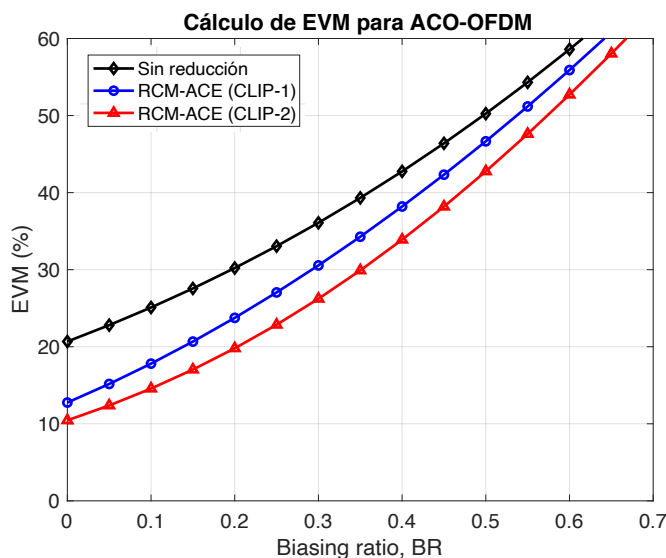


Figura 6-34. EVM frente a Biasing Ratio para ACO-OFDM (QPSK)

Se puede observar que al igual que en el caso de DCO-OFDM, se obtenía una mayor variación del EVM en BR igual a 0,5, en ACO-OFDM, se obtiene un mayor valor en valores cercanos a BR igual a cero, debido que, al ser la señal unipolar, puede tener más amplitud cuando su valor de continua se aproxima más al valor V_{TOV} del LED, dando por tanto menores valores de BR.

Por último, representamos la misma tabla que en DCO-OFDM en la que se recogen las mejoras en la medida del IBO para EVM fijados a 10%, 15% y 20%, donde de forma general, se obtienen los mismos resultados que en el caso anterior, con unas mejoras hasta 2,4 dB en el caso de un EVM del 10% a través de la etapa CLIP-2 del algoritmo RCM-ACE., disminuyendo según aumenta el EVM o el tamaño de la constelación.

Tabla 6–25 Mejoras del nivel de IBO para ACO-OFDM

Constelación	Método	EVM=10%		EVM=15%		EVM=20%	
		IBO (dB)	IBO gain (dB)	IBO (dB)	IBO gain (dB)	IBO (dB)	IBO gain (dB)
QPSK	S. Básico	9,9	-	8,6	-	7,5	-
	CLIP-1	8,0	1,9	7,0	1,6	6,1	1,4
	CLIP-2	7,5	2,4	6,4	2,2	5,4	2,1
16-QAM	S. Básico	10,0	-	8,6	-	7,5	-
	CLIP-1	9,0	1,0	7,9	0,7	6,9	0,6
	CLIP-2	9,0	1,0	7,8	0,8	6,7	0,8

6.5. Análisis ICE

Por último, se evalúa la eficiencia de nuestros sistemas ópticos, utilizando el parámetro de eficiencia de iluminación a comunicación o ICE, definido en la siguiente ecuación, donde D_i es la desviación estándar de la señal tras el modelo lineal de la fuente óptica.

$$ICE = D_i / (V_{AVG} - V_{TOV}) \quad 6-9$$

Fijando el EVM de nuestro sistema al 10%, se representa el ICE obtenido para el sistema transmisor básico, el sistema al que se le ha incorporado la etapa de clipping del algoritmo PAPR-ACE para minimizar el RCM (CLIP-1) y aquel con CLIP-2 de RCM-ACE, con el objetivo de poder comparar los valores de las tres arquitecturas para valores determinados del BF.

6.5.1. Análisis ICE para DCO-OFDM

En primer lugar, realizando este análisis para los sistemas con arquitectura DCO-OFDM, se puede observar como se obtiene una mayor mejora de la eficiencia de hasta del 30% en los valores intermedios del BF, es decir, alejado de los extremos, debido a que el valor medio de la señal se encuentra aproximadamente en la mitad del rango dinámico del diodo, lo que permite disponer de una mayor amplitud de las señales transmitidas.

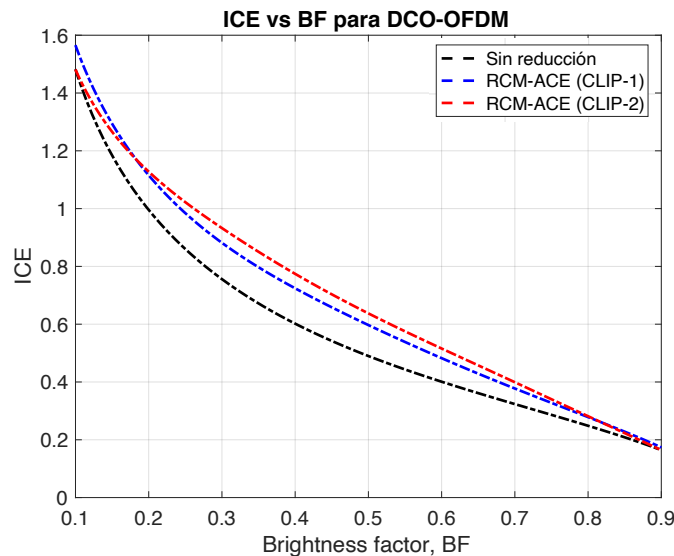


Figura 6-35. ICE frente a BF para DCO-OFDM con EVM=10% (QPSK)

6.5.2. Análisis ICE para ACO-OFDM

De igual forma, obteniendo la misma gráfica para ACO-OFDM, se observa como se obtiene un mayor incremento en ICE en los valores intermedios del factor de brillo, aunque comparándola con la gráfica anterior, se puede observar cómo el algoritmo RCM-ACE con CLIP-2 consigue una mayor mejora de dicha métrica en este tipo de arquitecturas O-OFDM en comparación con las etapas CLIP-1. Sin embargo, este incremento máximo, es inferior para ACO-OFDM, siendo como máximo del 20% en comparación al 30% obtenido en la simulación anterior.

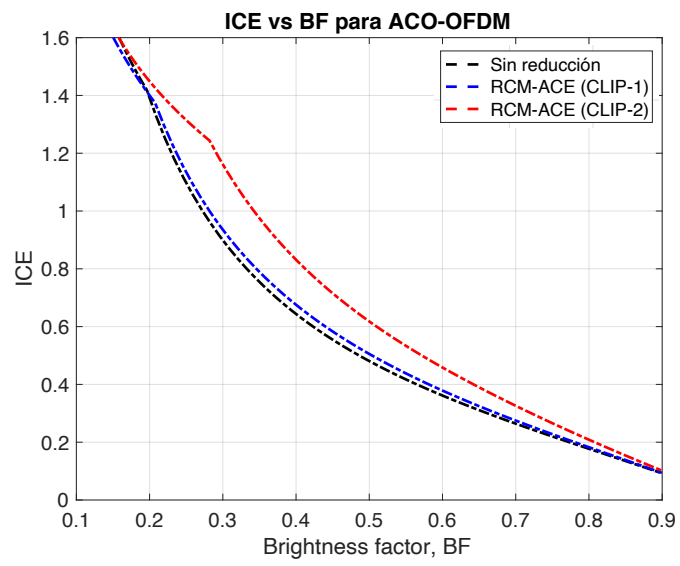


Figura 6-36. ICE frente a BF para ACO-OFDM con EVM=10% (QPSK)

7. CONCLUSIONES

El gran mito de nuestro tiempo es que la tecnología es comunicación.

- Libby Larsen -

A lo largo de este último capítulo, pero no por ello la parte menos importante de esta memoria, se describen y se hace un análisis de los resultados obtenidos por las distintas pruebas y simulaciones realizadas a lo largo de este proyecto, en el que hemos comparado distintos esquemas de reducción de métricas como el PAPR y la métrica cúbica para sistemas transmisores LiFi a través de dos arquitecturas diferentes, DCO-OFDM y ACO-OFDM.

Queda patente que los sistemas LiFi ofrecen una tasa elevada de transmisión de datos y protección ante interferencias entre símbolos gracias al estar basados en OFDM, al igual que disponen de otras ventajas como su bajo coste al utilizar diodos LED para la transmisión de información o su posibilidad de funcionamiento en entornos en los que no pueden existir redes Wi-Fi debido a las interferencias electromagnéticas como pueden ser aeronaves o en algunas zonas hospitalarias.

Sin embargo, al utilizar la tecnología LED, surgen problemas ante la presencia de picos elevados de la señal, ya que, al estar esta señal limitada por los valores proporcionados por el rango dinámico del diodo, la aparición de valores situados fuera de ese rango, son saturados, provocando así distorsiones y no linealidades en la señal.

Para cuantificar la presencia de estos picos, se han utilizado dos medidas distintas, el PAPR, que se define como la relación entre el pico máximo de la señal y el valor medio de la misma y la métrica cúbica (RCM), con la que se evalúa no solo este máximo absoluto de la señal sino además los picos secundarios, importantes en este tipo de sistemas para evaluar el comportamiento de la señal en el rango dinámico del LED.

Llegando hasta los objetivos de este proyecto, hay diversos estudios sobre las técnicas de reducción de PAPR en O-OFDM, siendo la arquitectura DCO-OFDM la escogida para la gran mayoría de ellos debido a la sencillez de implementación y su gran eficiencia espectral. Partiendo de la idea de mejorar no sólo el PAPR sino además la métrica cúbica en este tipo de sistemas planteada por los estudios del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla, se decide dar un paso más allá y realizar los mismos estudios de técnicas de reducción de RCM para ACO-OFDM, aplicando las modificaciones necesarias y mostrando los resultados obtenidos.

Organizando de forma jerárquica los procedimientos realizados, en primer lugar, se ha diseñado un sistema transmisor-receptor LiFi con las dos arquitecturas mencionadas, en las que, a grandes rasgos, se ha comprobado que envíen y reciban información, al igual que optimizar su funcionamiento para su posterior inserción en grandes bucles iterativos para los siguientes puntos. Con estos sistemas, los principales resultados obtenidos son que el PAPR es una medida que crece de forma proporcional con el aumento de los tamaños de la FFT, al igual que se tienen unos 2 dB de diferencia con un mismo tamaño de símbolo entre DCO-OFDM y ACO-OFDM. En cambio, para RCM, se obtienen unos 7 dB de diferencia entre ambas arquitecturas.

Al utilizar para reducir RCM un algoritmo originalmente creado para reducir PAPR, se han hecho en un primer lugar simulaciones para constatar la reducción en esa medida que tiene en nuestros sistemas, recogido en el apartado 6.2 del capítulo anterior. En él, obtenemos unos resultados similares tanto para DCO-OFDM como para ACO-OFDM, con unas reducciones que al igual que el PAPR, son mayores para tamaños de símbolos más grandes.

De igual forma, se obtiene que hay una mayor reducción de esta métrica para modulaciones QPSK en comparación con 16-QAM, al ser posible extender todos sus puntos de la constelación en lugar de únicamente

los exteriores.

En segundo lugar, utilizando el algoritmo RCM-ACE, se ha comprobado tanto su funcionamiento con respecto al sistema LiFi sin ninguna mejora utilizando la etapa de clipping denominada como CLIP-2 como con respecto a la etapa original del algoritmo PAPR-ACE al que se le cambia el criterio de optimización también llamada en el capítulo anterior CLIP-1, sin olvidar comentar en este punto que al igual que se realiza una adaptación de este tipo de algoritmos de OFDM en RF para su funcionamiento en DCO-OFDM, se ha realizado una modificación adicional para incluir también las señales unipolares de la arquitectura ACO-OFDM.

Por regla general, en estas dos comparaciones, no se obtienen grandes diferencias entre nuestras dos arquitecturas, obteniendo tanto en DCO-OFDM como en ACO-OFDM una mejora en torno a los 6 dB para las modulaciones QPSK y en torno a los 2 dB para 16-QAM, siendo superior en las constelaciones más pequeñas por los motivos previamente expuestos.

Por otro lado, cuando comparamos este algoritmo de mejora utilizando CLIP-2 con respecto a CLIP-1, se obtiene mejoría en todos los tamaños de símbolos O-OFDM para QPSK, pero no igual para 16-QAM, ya que para tamaños más grandes de símbolos O-OFDM el rendimiento es ligeramente mejor en dicho algoritmo en comparación con la etapa CLIP-2 de RCM-ACE, del orden de 1 dB.

Tras medir únicamente la aportación que realizan dichos algoritmos de mejora sobre la métrica cúbica, se ha hecho también un estudio de cómo afectan estos esquemas a la distorsión de la señal, medida a través de EVM. Simulando por tanto el EVM que se obtiene en un sistema sin mejoras, y otros dos sistemas con las etapas CLIP-1 y CLIP-2 de RCM-ACE en función del Biasing Ratio, podemos diferenciar los resultados obtenidos en DCO-OFDM y en ACO-OFDM.

En el primero de ellos, el punto donde se obtiene una mayor mejora es en BR igual a 0,5, justificado en este tipo de sistemas al tener el nivel de continua y valor medio de la señal en la mitad del rango dinámico del LED, lo que permite ocupar una mayor parte de este rango dinámico con una menor distorsión. En cambio, en ACO-OFDM, este punto en el que se obtiene una mayor mejora en el nivel de EVM es en los valores más pequeños de BR, justificado de la misma forma para este tipo de esquemas, ya que, al ser una señal unipolar, se obtendrá una menor distorsión si se sitúa el valor de continua en el comienzo del rango dinámico. Sin embargo, existen técnicas para poder disponer de simetría en esta medida, utilizando la misma señal unipolar, pero con valores negativos cada vez que el valor de continua supere el nivel medio de este rango dinámico.

En este apartado de análisis del EVM, también se ha recogido en una tabla la ganancia de IBO que se obtiene al aplicar los distintos algoritmos de mejora, siendo un parámetro importante en sistemas de comunicaciones ópticas, ya que valores elevados de ganancia provocarán un clipping elevado y por tanto distorsión y los valores muy pequeños no aprovechan todo el rango dinámico del LED. De esta tabla, podemos extraer que tanto para DCO-OFDM como para ACO-OFDM, se alcanza una mayor ganancia del IBO (2,4 dB) gracias al esquema RCM-ACE a través de su etapa CLIP-2, siendo este valor máximo con modulaciones QPSK.

Por último, se ha hecho un estudio de los cambios que introducen estos algoritmos en el ICE, donde ACO-OFDM obtiene una mejora del 20% en comparación al 30% que obtiene como máximo el algoritmo RCM-ACE en las arquitecturas DCO-OFDM.

7.1. Líneas futuras de investigación

Tras los resultados expuestos en esta memoria, se abre la puerta a distintos estudios de mejora del PAPR y el RCM para sistemas LiFi que no han podido ser abordados por el alcance de este proyecto.

La primera de estas futuras líneas de trabajo es aplicar estos mismos algoritmos de mejora a otra de las arquitecturas básicas LiFi como pueden ser las modulaciones Flip-OFDM, o realizar adaptaciones de las otras técnicas de reducción de PAPR existentes en OFDM para RF de forma que puedan ser utilizadas para este tipo de sistemas.

Al igual que la principal diferencia entre los algoritmos PAPR-ACE y RCM-ACE cuando buscan reducir la métrica cúbica es su etapa de clipping, siendo más agresiva en este último, otra línea futura de investigación es la realización de nuevas etapas de recorte que permitan reducir esta métrica para constelaciones mayores.

REFERENCIAS

- 3GPP, 2006. *Technical Specification 36.11 "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation "*. s.l.:s.n.
- Barros, D. J. F., Wilson, S. K. & Kahn, J. M., 2012. Comparison of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing and Pulse-Amplitude Modulation in Indoor Optical Wireless Links. *IEEE Transactions on Communications*, 60(1), pp. 153-163.
- Bauml, R. W., Fisher, R. F. H. & Huber, J. B., 1996. Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping. *IEEE Electronic Letters*, Octubre, 32(22), pp. 2056-2057.
- Beauchamp, K., 2001. *History of Telegraphy*. Londres: The Institution of Electrical Engineers.
- Bell, A. G., 1880. On the Production of Speech by Light. *American Journal of Science*, Octubre, 20(118), pp. 305-324.
- Burke, S., 2018. *Wi-Fi Alliance introduces Wi-Fi 6*. [En línea] Available at: <https://www.wi-fi.org/news-events/newsroom/wi-fi-alliance-introduces-wi-fi-6> [Último acceso: 10 2020].
- Calvo Martínez, J., 1984. *Esquilo. La Oresteia*. Madrid: Editora Nacional.
- Chang, R. W., 1966. Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission.. *Bell System Technical Journal*., Volumen 45, pp. 1775-1796.
- ETSI, 2009-01. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, s.l.: s.n.
- ETSI, 2015. *ETSI EN 302 755 V1.4.1 - Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*. Cedex: ETSI.
- Fernando, N., Hong, Y. & Viterbo, E., 2012. Flip-OFDM for Unipolar Communication Systems. *IEEE Transactions on Communications*, 60(12), pp. 3726-3733.
- Garcia Doblado, J. y otros, 2015. Cubic Metric Reduction for DCO-OFDM Visible Light Communications Systems. *Journal of Lightwave Technology*, Mayo, 33(10), pp. 1971-1978.
- Haas, H., 2011. *Wireless data from every light bulb* [Entrevista] (Julio 2011).
- IEEE, 2018. IEEE Standard for Information technology--Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area network--Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amen. *IEEE Std 802.11aq-2018 (Amendment to IEEE Std 802.11-2016 as amended by IEEE Std 802.11ai-2016, IEEE Std 802.11ah-2016, IEEE Std 802.11aj-2018, and IEEE Std 802.11ak-2018)*, pp. 1-69.
- IEEE, 2019. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.7: Short-Range Optical Wireless Communications. *IEEE Std 802.15.7-2018 (Revision of IEEE Std 802.15.7-2011)*, pp. 1-407.
- Janer-Jiménez, C., 2009. *Dispositivos activos y componentes pasivos para sistemas DWDM*. Sevilla: Universidad de Sevilla.
- Kotzin, M. D. & van den Heuvel, A. P., 1986. *A duplex infra-red system for in-building communications*. s.l., s.n., pp. 179-185.

- Krongold, B. S. & Jones, D. L., 2003. PAR Reduction in OFDM via Active Constellation Extension. *IEEE Transactions on Broadcasting*, Septiembre, 49(3), pp. 258-268.
- Li, X. & Cimini, L., 1998. Effect of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM. *IEEE Communication Letters*, Mayo, 2(5), pp. 71-75.
- Luplow, W. C. & Taylor, J. I., 2012. Channel Surfing Redux: A Brief History of the TV Remote Control and a Tribute to Its Coinventors. *IEEE Consumer Electronics Magazine*, 1(4), pp. 24-29.
- Minami, T., Yano, K., Morikawa, H. & Takahashi, O., 1983. *Optical wireless modem for office communication*. Anaheim, California, Association for Computing Machinery, pp. 721-728.
- Muller, S. H. & Huber, J. B., 1997. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *IEEE Electronic Letters*, Febrero, 33(5), pp. 368-369.
- Peled, A. & Ruiz, A., 1980. *Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms*. Denver, s.n.
- Saltzberg, B. R., 1967. Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System. *IEEE Transactions on Communication Technology*, Volumen 15, pp. 805-811.
- Schwartz, M. & Batchelor, C., 2008. The origins of carrier multiplexing: Major George Owen Squier and AT&T. *IEEE Communications Magazine*, 46(5), pp. 20-24.
- Siddiq, A. I., 2015. PAPR reduction in OFDM systems using Peak Insertion. *International Journal of Electronics and Communications*, Volumen 69, pp. 573-578.
- Weinstein, 2009. The history of orthogonal frequency-division multiplexing [History of Communications]. *IEEE Communications Magazine*, 47(11), pp. 26-35.
- Weinstein, S. & Ebert, P., 1971. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 19(5), pp. 628-634.

