

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

### **ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE LAS TÉCNICAS DCO-OFDM, ACO- OFDM Y HACO-OFDM PARA LA TECNOLOGÍA Li-Fi EN AMBIENTES INDOOR**

#### **TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**DIEGO JAVIER LEÓN CARRILLO**

**diego.leon@epn.edu.ec**

**DIRECTOR: PhD. MARTHA CECILIA PAREDES PAREDES**

**cecilia.paredes@epn.edu.ec**

**CODIRECTOR: MSc. JORGE EDUARDO CARVAJAL RODRÍGUEZ**

**jorge.carvajal@epn.edu.ec**

**Quito, agosto 2018**

## **AVAL**

Certificamos que el presente trabajo fue desarrollado por Diego Javier León Carrillo, bajo nuestra supervisión.

---

**Phd. Martha Cecilia Paredes Paredes**  
**DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

---

**Msc. Jorge Eduardo Carvajal Rodríguez**  
**CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

## **DECLARACIÓN DE AUTORÍA**

Yo, Diego Javier León Carrillo, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

---

Diego Javier León Carrillo

## DEDICATORIA

A Papá y Mamá.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco a mi familia por ser siempre el ejemplo que quiero seguir, especialmente a mis padres por el soporte que siempre me han dado. A mis compañeros y amigos con quienes tuve la oportunidad de compartir mi trayecto. Y a aquellos maestros cuyo conocimiento compartieron conmigo.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL .....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
ÍNDICE DE FIGURAS .....	VII
ÍNDICE DE TABLAS.....	XI
RESUMEN .....	XII
ABSTRACT .....	XIII
1. INTRODUCCIÓN .....	1
1.1. Pregunta de investigación .....	2
1.2. Objetivo General .....	2
1.3. Objetivos específicos .....	2
1.4. Alcance .....	2
1.5. Marco Teórico .....	3
1.5.1. IM/DD .....	3
1.5.2. LED .....	4
1.5.3. Fotodetectores .....	12
1.5.4. Canal óptico en un espacio <i>Indoor</i> .....	12
1.5.5. Técnicas de modulación .....	20
2. METODOLOGÍA.....	35
2.1. Implementación en MATLAB de las técnicas de modulación .....	35
2.1.1. DCO-OFDM .....	35
2.1.2. ACO-OFDM.....	39
2.1.3. HACO-OFDM .....	43
2.2. Implementación en MATLAB del canal óptico .....	47
2.2.1. Implementación en MATLAB de las curvas de transferencia del LED .....	47
2.2.2. Implementación en MATLAB de la distribución de potencia óptica en una habitación.....	52
2.2.3. Implementación en MATLAB del Drms en la habitación .....	57

2.2.4. Implementación en MATLAB de las respuestas al impulso del canal .....	60
2.3. Implementación del sistema de comunicación óptico inalámbrico.....	63
2.3.1. Sistema de comunicación DCO-OFDM .....	63
2.3.2. Sistema de comunicación ACO-OFDM .....	66
2.3.3. Sistema de comunicación HACO-OFDM.....	68
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN .....	70
3.1. Resultados .....	70
3.1.1. BER vs SNR eléctrico .....	70
3.1.2. Simulación de CCDF para análisis de PAPR. ....	88
3.1.3. Análisis de la eficiencia espectral.....	93
3.2. Discusión .....	97
4. CONCLUSIONES.....	99
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	102
6. ANEXOS .....	105
ORDEN DE EMPASTADO .....	I

# ÍNDICE DE FIGURAS

## CAPÍTULO 1.

Figura 1.1. Esquema de un sistema de comunicación óptico usando IM/DD .....	3
Figura 1.2. Función de sensibilidad $V\lambda$ [6]. .....	6
Figura 1.3. Distribución de potencia óptica normalizada, para LED que produce luz blanca (línea negra), azul, verde y roja [7]. .....	7
Figura 1.4. Estructura planar del LED [7]. .....	8
Figura 1.5. Estructura de Domo del LED [7]. .....	8
Figura 1.6. Ancho de banda óptico y eléctrico de un LED [6]. .....	10
Figura 1.7. Curva V-I de un LED .....	11
Figura 1.8. Curva I-Popt de un LED .....	11
Figura 1.9. Modos de propagación: a) LOS, b) non-LOS, c) difuso non-LOS [7]. .....	13
Figura 1.10. Propagación según posición y movilidad: a) rastreo completo b) semi-rastreo c) sin rastreo [7]. .....	13
Figura 1.11. a) enlace transmisión – recepción con IM/DD, b) Modelo lineal banda base [10]. .....	14
Figura 1.12. Lóbulo de radiación Lambertiano en función de su número de modo [8]. .....	16
Figura 1.13. Modelo de incidencia de luz en receptor. .....	16
Figura 1.14. Geometría de una fuente de luz y un fotodetector sin reflexiones [8]. .....	18
Figura 1.15. Geometría de un modelo difusivo con reflexiones [7]. .....	20
Figura 1.16. Clasificación de técnicas de modulación para Li-Fi según [3]. .....	21
Figura 1.17. Valores complejos discretos a) con referencia en el primer valor, b) con referencia en el valor del medio. ....	25
Figura 1.18. Estructura de una señal discreta simétrica .....	26
Figura 1.19. Diagrama de bloques de un sistema DCO-OFDM [18]. .....	27
Figura 1.20. Diagrama de bloques de un sistema ACO-OFDM básico [18]. .....	29
Figura 1.21. Diagrama de bloques de un sistema HACO-OFDM [17]. .....	32

## CAPÍTULO 2.

Figura 2. 1. Pseudocódigo para la modulación DCO-OFDM .....	36
Figura 2. 2. Señales OFDM en tiempo discreto, OFDM con simetría Hermítica y DCO-OFDM en tiempo discreto. ....	37
Figura 2. 3. Subportadoras OFDM, OFDM Hermítica y DCO-OFDM en frecuencia discreta. ....	38
Figura 2. 4. Ruido de recorte en subportadoras DCO-OFDM. ....	39
Figura 2. 5. Pseudocódigo para la modulación ACO-OFDM .....	39

Figura 2. 6. Señales OFDM, ACO-OFDM sin recorte y ACO-OFDM con recorte en el dominio del tiempo discreto.....	41
Figura 2. 7. Subportadoras OFDM, ACO-OFDM sin recorte y ACO-OFDM con recorte en el dominio de la frecuencia discreta. ....	41
Figura 2.8. Efecto del recorte en las subportadoras de una señal ACO-OFDM.....	43
Figura 2. 9. Pseudocódigo para la modulación HACO-OFDM.....	44
Figura 2. 10. Señales en tiempo ACO-OFDM, PAM-DMT y HACO-OFDM .....	46
Figura 2. 11. Subportadoras de las señales ACO-OFDM, PAM-DMT y HACO-OFDM.....	47
Figura 2. 12. (a) Curva V-I (b) Curva I-F relativo [28]. ....	48
Figura 2. 13. Pseudocódigo para graficar las curvas V-I, I-F y I-Popt.....	49
Figura 2. 14. Simulación de las curvas V-I, I-F e I-Popt del LED. ....	50
Figura 2. 15. Proceso de predistorción. ....	51
Figura 2. 16. Pseudocódigo para obtener el polinomio de predistorción .....	52
Figura 2. 17. Ubicación de diodo LED y plano de recepción .....	53
Figura 2. 18. Pseudocódigo para el cálculo de distribución de potencia óptica .....	54
Figura 2. 19. (a) Distribución de potencia óptica con línea de vista, (b) Distribución de potencia óptica sin línea de vista.....	55
Figura 2. 20. Distribución de potencia óptica total producida por el LED en una habitación .....	57
Figura 2. 21. Pseudocódigo para el cálculo de Drms .....	58
Figura 2. 22. Media cuadrática de retardo Drms en el plano de recepción .....	59
Figura 2. 23. Pseudocódigo para las respuestas impulsivas en tres puntos.....	61
Figura 2. 24. Respuesta impulsiva del Caso A (Centro de la habitación) .....	61
Figura 2. 25. Respuesta impulsiva para el Caso B (Lateral de la habitación). ....	62
Figura 2. 26. Respuesta impulsiva para el Caso C (Esquina de la habitación). ....	63
Figura 2. 27. Sistema de comunicación óptica inalámbrica. ....	63
Figura 2. 28. Sistema de comunicación DCO-OFDM .....	64
Figura 2. 29. Pseudocódigo del sistema de comunicación con DCO-OFDM.....	65
Figura 2. 30. Sistema de comunicación ACO-OFDM. ....	66
Figura 2. 31. Pseudocódigo del sistema de comunicación con ACO-OFDM.....	67
Figura 2. 32. Sistema de comunicación HACO-OFDM.....	68
Figura 2. 33. Pseudocódigo del sistema de comunicación con HACO-OFDM.....	69
<b>CAPÍTULO 3.</b>	
Figura 3. 1. BER vs SNR para DCO-OFDM en un canal AWGN.....	71
Figura 3. 2. BER vs SNR para ACO-OFDM en un canal AWGN. ....	71

Figura 3. 3. BER vs SNR HACO-OFDM con 4-PAM en un canal AWGN, (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.....	73
Figura 3. 4. BER vs SNR HACO-OFDM con 8-PAM en un canal AWGN, (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.....	74
Figura 3. 5. BER vs SNR HACO-OFDM con 16-PAM en un canal AWGN, (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.....	75
Figura 3. 6. Comparación de DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM con 4-QAM y 4-PAM. ....	76
Figura 3. 7. Comparación de DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM con 16-QAM y 4-PAM. ....	77
Figura 3. 8. Comparación de ACO-OFDM y HACO-OFDM con 64-QAM y 4-PAM.....	78
Figura 3. 9. BER vs SNR para DCO-OFDM en el escenario 2. ....	79
Figura 3. 10. BER vs SNR para ACO-OFDM en el escenario 2. ....	79
Figura 3. 11. BER vs SNR para HACO-OFDM con en el escenario 2 (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares. ....	80
Figura 3. 12. Comparación de BER vs SNR con modulación 4-QAM en escenario 2.....	81
Figura 3. 13. BER vs SNR para DCO-OFDM en el escenario 3. ....	82
Figura 3. 14. BER vs SNR para ACO-OFDM en el escenario 3. ....	82
Figura 3. 15. BER vs SNR para HACO-OFDM en el escenario 3 (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares. ....	83
Figura 3. 16. Comparación de BER vs SNR con modulación 4-QAM en escenario 3.....	84
Figura 3. 17. BER vs SNR para DCO-OFDM en el escenario 4. ....	85
Figura 3. 18. BER vs SNR para ACO-OFDM en el escenario 4. ....	85
Figura 3. 19. BER vs SNR para HACO-OFDM en el escenario 4 (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares. ....	86
Figura 3. 20. Comparación de BER vs SNR con modulación 4-QAM en escenario 4.....	87
Figura 3. 21. Comparación de los distintos escenarios para cada modulación (a) DCO-OFDM, (b) ACO-OFDM, (c) HACO-ACO-OFDM, (d) HACO-PAM-OFDM .....	88
Figura 3. 22. CCDF para DCO-OFDM con diferentes grados de modulación.....	89
Figura 3. 23. CCDF para ACO-OFDM con diferentes grados de modulación.....	89
Figura 3. 24. CCDF para HACO-OFDM con diferentes grados de modulación, (a) 4-PAM, (b) 16-PAM, (c) 64-PAM y (d) 256-PAM. ....	90
Figura 3. 25. CCDF para DCO-OFDM con 16-QAM.....	91
Figura 3. 26. CCDF para ACO-OFDM con 16-QAM.....	91
Figura 3. 27. CCDF para HACO-OFDM con 16-QAM y 4-PAM.....	92
Figura 3. 28. Pseudocódigo para el cálculo de CCDF para la PAPR.....	92

Figura 3. 29. Eficiencia espectral en función del grado de modulación. ....	95
Figura 3. 30. Densidad de Potencia Espectral (PSD). ....	96
Figura 3. 31. Pseudocódigo para la implementación de la Densidad de Potencia Espectral .....	96

# ÍNDICE DE TABLAS

## **CAPÍTULO 1.**

Tabla 1.1. Longitud de onda de trabajo según material de elaboración de LED .....	4
---	---

## **CAPÍTULO 2.**

Tabla 2. 1. Ejemplo de la generación de datos.....	36
Tabla 2. 2. Mapeo de subportadoras DCO-OFDM. ....	37
Tabla 2. 3. Mapeo de subportadoras ACO-OFDM.....	40
Tabla 2. 4. Efecto de recorte en amplitud de subportadoras. ....	42
Tabla 2. 5. Generación de datos para HACO-OFDM .....	45
Tabla 2. 6. Reordenamiento de subportadoras para HACO-OFDM.....	46
Tabla 2. 7. Muestras de datos para interpolación curva V-I.....	49
Tabla 2. 8. Muestras para interpolación curva I-F.....	49
Tabla 2. 9. Resumen de parámetros. ....	60

## **CAPÍTULO 3.**

Tabla 3. 1. Comparación de BER vs SNR en un canal AWGN.....	78
Tabla 3. 2. Tabla comparativa de las tres técnicas de modulación respecto a BER, PAPR y eficiencia espectral. ....	98

## RESUMEN

La tecnología Li-Fi (*Light Fidelity*) surge con el objeto de tener una red inalámbrica que opere dentro del espectro de luz visible y proporcione una alternativa a las redes inalámbricas como Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), las cuales trabajan dentro de un espectro radioeléctrico saturado. Uno de los campos de estudio que se encuentra en investigación en Li-Fi son las técnicas de modulación que se pueden usar en la capa física. En un principio, el estándar IEEE 802.15.7 para comunicaciones inalámbricas de corto alcance usando luz visible, conocida como VLC (*Visible Light Communications*), propone las características que debe tener la capa física, entre ellas los tipos de modulación, tal que cumplan con los requerimientos de dicha tecnología.

Varios de los estudios realizados sobre comunicaciones ópticas inalámbricas se concentran en las diferentes técnicas de modulación basadas en OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), dichas técnicas se adecuan a la tecnología Li-Fi y el modelamiento del canal.

En el presente trabajo “ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE LAS TÉCNICAS DCO-OFDM, ACO-OFDM Y HACO-OFDM PARA LA TECNOLOGÍA Li-Fi EN AMBIENTES INDOOR” se realiza un estudio comparativo dentro de un ambiente *indoor* entre tres modulaciones ópticas basadas en OFDM. Estos esquemas son: DCO-OFDM (*DC Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), ACO-OFDM (*Asymmetrically Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) y HACO-OFDM (*Hybrid Asymmetrically Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). La comparación se realiza en términos de Eficiencia Espectral, la cual se la determina analíticamente; BER (*Bit Error Rate*) y PAPR (*Peak Average Power Ratio*), las cuales se obtienen mediante simulaciones en MATLAB.

**PALABRAS CLAVE:** DCO-OFDM, ACO-OFDM, HACO-OFDM, Li-Fi, BER, PAPR, VLC, OFDM.

## ABSTRACT

*Li-Fi (Light Fidelity) technology appears as a wireless network to work in the visible light spectrum and gives an alternative to RF based wireless networks as Wi-Fi (Wireless Fidelity), which works in a saturated radio frequency spectrum. One of the investigation fields is about the modulation techniques that can be used in Li-Fi. The standard IEEE-802.15.7 for short range optical wireless communications known as VLC (Visible Light Communications) presents characteristics of the physical layer, between them are the modulation types that can be used in this technology.*

*Some studies about optical wireless communications are focused in OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) based modulation techniques that can be used in Li-Fi and channel modeling.*

*In this work “ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE LAS TÉCNICAS DCO-OFDM, ACO-OFDM Y HACO-OFDM PARA LA TECNOLOGÍA Li-Fi EN AMBIENTES INDOOR” a comparative study in an indoor ambient between three optical modulations based on OFDM are presented: DCO-OFDM (DC Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing), ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) Y HACO-OFDM (Hybrid Asymmetrically Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing). The comparisons are presented in terms of Spectral Efficiency which is obtained analytically; BER (Bit Error Rate), and PAPR (Peak Average Power Ratio) are obtained by simulations using MATLAB.*

**KEYWORDS:** DCO-OFDM, ACO-OFDM, HACO-OFDM, Li-Fi, BER, PAPR, VLC, OFDM.

# 1. INTRODUCCIÓN

La tecnología Li-Fi (*Light Fidelity*) surge con el objeto de tener una red inalámbrica que opere dentro del espectro de luz visible y proporcione una alternativa a las redes inalámbricas como Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), las cuales trabajan dentro de un espectro radioeléctrico saturado [1]. Uno de los campos de estudio que se encuentra en investigación en Li-Fi son las técnicas de modulación que se pueden usar en la capa física. En un principio, el estándar IEEE 802.15.7 [2] para comunicaciones inalámbricas de corto alcance usando luz visible, conocida como VLC (*Visible Light Communications*), propone las características que debe tener la capa física, entre ellas los tipos de modulación que cumplan con los requerimientos de dicha tecnología.

El problema que se quiere solucionar es la falta de estudios que expliquen un funcionamiento más detallado de Li-Fi. Como se muestra en [1], Li-Fi se compone de varias capas, desde la parte física (VLC), hasta protocolos de red que se usan en esta tecnología. Varios de los estudios realizados sobre comunicaciones ópticas inalámbricas se concentran en las diferentes técnicas de modulación basadas en OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), dichas técnicas se adecuan a la tecnología Li-Fi [3] y el modelamiento del canal.

En este trabajo se presenta la comparación de tres técnicas de modulación óptica basadas en OFDM. DCO-OFDM (*DC Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), la cual permite obtener una señal OFDM positiva añadiendo una componente DC, ACO-OFDM (*Asymmetrically Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), la cual permite obtener una señal OFDM positiva recortando su parte negativa y HACO-OFDM (*Hybrid Asymmetrically Clipped Optical – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que es una combinación entre una modulación ACO-OFDM y PAM-DMT (*Pulse Amplitude Modulation-Discrete Multi Tone*). Las diferentes técnicas poseen diferentes características respecto a eficiencia espectral, BER (*Bit Error Rate*), y PAPR (*Peak Average Power Ratio*).

## 1.1. Pregunta de investigación

El uso de una de las técnicas de modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM o HACO-OFDM en un sistema Li-Fi para ambientes *indoor* afectan de diferente manera el rendimiento de dicho sistema.

## 1.2. Objetivo General

Comparar las técnicas de modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM para la tecnología Li-Fi en un ambiente *indoor*.

## 1.3. Objetivos específicos

- Describir de forma teórica las técnicas DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM.
- Estudiar un modelo básico de comunicación Li-Fi dentro de un ambiente *indoor*.
- Simular en MATLAB las técnicas DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM en un ambiente *indoor*.

## 1.4. Alcance

El proyecto presenta comparaciones entre las modulaciones DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM. Dicha comparación se realiza primero desde el punto de vista teórico y luego se compara su rendimiento mediante simulaciones en MATLAB en términos de BER y PAPR; mientras que el parámetro de eficiencia espectral se compara analíticamente.

Para presentar dicha comparación, previamente se debe estudiar los siguientes aspectos:

- Estudio del comportamiento del LED (*Light Emmiting Diode*) como en [4]–[7], que consiste en la intensidad lumínica que puede emitir un LED de acuerdo al comportamiento de dos curvas de transferencia: primera, la que relacionan el voltaje que se suministra al LED y la corriente que circula por el mismo, y segunda, la que relaciona la corriente con la potencia óptica emitida. También se estudia el comportamiento no lineal del LED.
- Estudio del canal óptico en un ambiente *indoor* basado en los modelos presentados en [6], [8], los cuales son modelos LOS (*Line of sigth*) y NLOS (*Non Line of Sigth*) o canal difusivo.
- Estudio del modelo de comunicación Li-Fi dentro de un ambiente *indoor*.
- Estudio de las modulaciones DCO-OFDM, ACO-OFDM, y HACO-OFDM desde el punto de vista teórico.

## 1.5. Marco Teórico

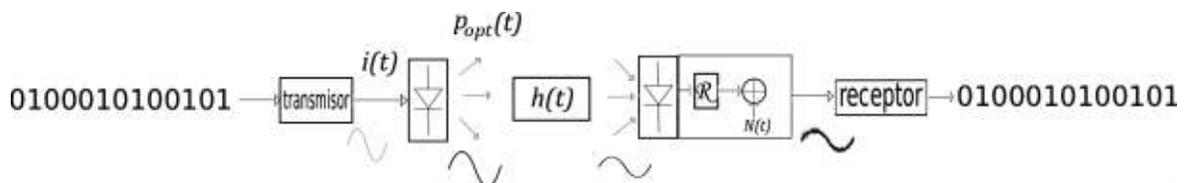
En un sistema de comunicaciones ópticas inalámbricas, para que toda la información contenida en una señal eléctrica (modulación) sea convertida a la potencia óptica emitida por el LED, dicha señal debe ser completamente positiva y real. De esta manera en el sistema se usa la técnica de modulación y demodulación IM/DD (*Intense Modulation / Direct Detection*) dentro del rango lineal de la función de transferencia del LED.

La potencia óptica emitida por el LED, con la información contenida en la variación de su intensidad, pasa a través del canal óptico inalámbrico, modelado como un canal multitrayectoria con dos componentes: LOS y NLOS. Así, al llegar al fotodiodo, las variaciones de la intensidad de potencia óptica se transforman en señal eléctrica donde se procede a recuperar la señal en función de las demodulaciones empleada por el sistema.

### 1.5.1. IM/DD

La técnica de modulación y demodulación IM/DD consiste en la modulación directa en el transmisor por una señal moduladora  $i(t)$  de la corriente de entrada a una fuente óptica, que a su vez genera una variación en la intensidad de la potencia óptica representada en la Figura 1.1 por  $p_{opt}(t)$ . La señal óptica atraviesa el canal representado por su respuesta impulsiva  $h(t)$ .

En el receptor se realiza una detección directa por parte de un fotodetector, el cual recibe la luz en un determinado rango de longitud de onda que se encuentre dentro de su campo de visión, para convertirla en función de su responsividad  $\mathcal{R}$  a corriente, un ruido modelado como AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) representado con  $N(t)$  se añade a la señal eléctrica debido a las características internas del fotodetector. La señal eléctrica llega al bloque receptor donde se procede a realizar las operaciones correspondientes para recuperar la información [6].



**Figura 1.1.** Esquema de un sistema de comunicación óptico usando IM/DD

## 1.5.2. LED

El LED (*Light Emitting Diode*) se conforma por dos junturas de un semiconductor con impurezas incrustadas con materiales de déficit o exceso de electrones de valencia, a una de las junturas del semiconductor se agregan impurezas del material que tiene un electrón de valencia en exceso respecto al semiconductor (juntura N), mientras la otra juntura se agregan las impurezas del material que tiene un electrón de valencia menos respecto al semiconductor (juntura P), las cuales al ser polarizadas directamente por una fuente externa de voltaje generan un flujo de corriente que permite la recombinación de pares huecos-electrones dando lugar a la emisión de luz debido a la pérdida de energía de los electrones que se encuentran en la banda de conducción a la banda de valencia [6] y [7].

Dependiendo del material del LED, emitirá luz en un rango determinado de longitudes de onda con su respectivo punto central dentro del espectro de luz visible; así, en la Tabla 1.1 [7], se consideran los siguientes colores de luz respecto al material de elaboración.

**Tabla 1.1.** Longitud de onda de trabajo según material de elaboración de LED

LED Semiconductor Materials		
Color	Wavelength (nm)	Semiconductor Materials
Infrared	$\lambda > 760$	GaAs, AlGaAs
Red	$610 < \lambda < 760$	AlGaAs, GaAsP, AlGaInP, GaP
Orange	$590 < \lambda < 610$	GaAsP, AlGaInP, GaP
Yellow	$570 < \lambda < 590$	GaAsP, AlGaInP, GaP
Green	$500 < \lambda < 570$	InGaN/GaN, GaP, AlGaInP, AlGaP
Blue	$450 < \lambda < 500$	ZnSe, InGaN
Violet	$400 < \lambda < 450$	InGaN
Ultraviolet	$\lambda < 400$	Diamond, AlGaIn, AlGaInN

### 1.5.2.1 Eficiencia del LED

Para caracterizar un LED y poder elegir uno para cierta aplicación específica es importante conocer los parámetros de eficiencia del LED, principalmente son los siguientes: eficiencia cuántica interna, eficiencia cuántica externa, eficiencia de potencia y luminosidad.

#### 1.5.2.1.1. Eficiencia cuántica interna

La eficiencia cuántica interna, denotada por  $\eta_{int}$  en la ecuación (1.1) [6], es una relación entre los electrones que producen fotones y los electrones totales que circulan por el diodo, es decir, todos aquellos electrones que en su cambio de energía generan y no generan fotones.

$$\eta_{int} = \frac{\text{número de fotones emitidos internamente}}{\text{número de electrones totales que cruzan la juntura}}$$

**Ecuación 1.1.** Eficiencia cuántica interna de un LED.

También se puede describir esta relación como rapidez de recombinación radiativa  $R_r$  y rapidez de recombinación total  $R_t$  (radiativa y no radiativa) como lo muestra la ecuación (1.2) [6].

$$\eta_{int} = \frac{R_r}{R_t} = \frac{(R_r)}{R_r + R_{nr}} = \frac{\left(\frac{1}{\tau_r}\right)}{\left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_{nr}}\right)}$$

**Ecuación 1.2.** Eficiencia cuántica interna en función de la rapidez de recombinación

Donde  $R_{nr}$  representa la rapidez de recombinación no radiativa,  $\tau_r$  y  $\tau_{nr}$ , representan respectivamente los tiempos de recombinación radiativa y no radiativa.

**1.5.2.1.2. Eficiencia cuántica externa**

A diferencia de la eficiencia cuántica interna, la eficiencia cuántica externa, denotada como  $\eta_{ext}$ , mide la cantidad de fotones emitidos externamente del dispositivo, esto ocurre principalmente por la forma del LED o su encapsulamiento, donde no todos los fotones que produce el LED atraviesan la forma física del mismo emitiendo luz al exterior.

$$\eta_{ext} = \frac{\text{número de fotones emitidos internamente}}{\text{número de electrones totales que cruzan la juntura}} \times \frac{\text{número de fotones emitidos externamente}}{\text{número de fotones emitidos internamente}}$$

$$\eta_{ext} = \eta_{int} \times \eta_t$$

**Ecuación 1.3.** Eficiencia cuántica externa de un LED

La ecuación (1.3) expresa a la eficiencia cuántica externa [6], donde  $\eta_t$  es la relación entre los fotones que se emiten externamente y los fotones que se emiten internamente.

**1.5.2.1.3. Eficiencia de potencia**

La eficiencia de potencia  $\eta_p$  es la relación entre la potencia óptica a la salida del LED respecto a la potencia eléctrica suministrada a la entrada del LED.

$$\eta_p = \frac{\text{potencia optica de salida}}{\text{potencia eléctrica de entrada}}$$

$$\eta_p = \frac{\# \text{ numero de fotones emitidos externamente} * E_g}{\# \text{ numero de electrones totales que cruzan la juntura} * q * V}$$

**Ecuación 1.4.** Eficiencia de potencia de un LED

La ecuación (1.4) expresa la eficiencia de potencia [6], donde  $E_g$  es la energía necesaria del LED para producir luz,  $q$  es la carga del electrón y  $V$  el voltaje de conducción. Asumiendo que la polarización  $q * V$  es aproximadamente igual a la energía necesaria para producir fotones  $E_g$ , entonces  $\eta_p \approx \eta_{ext}$  [6].

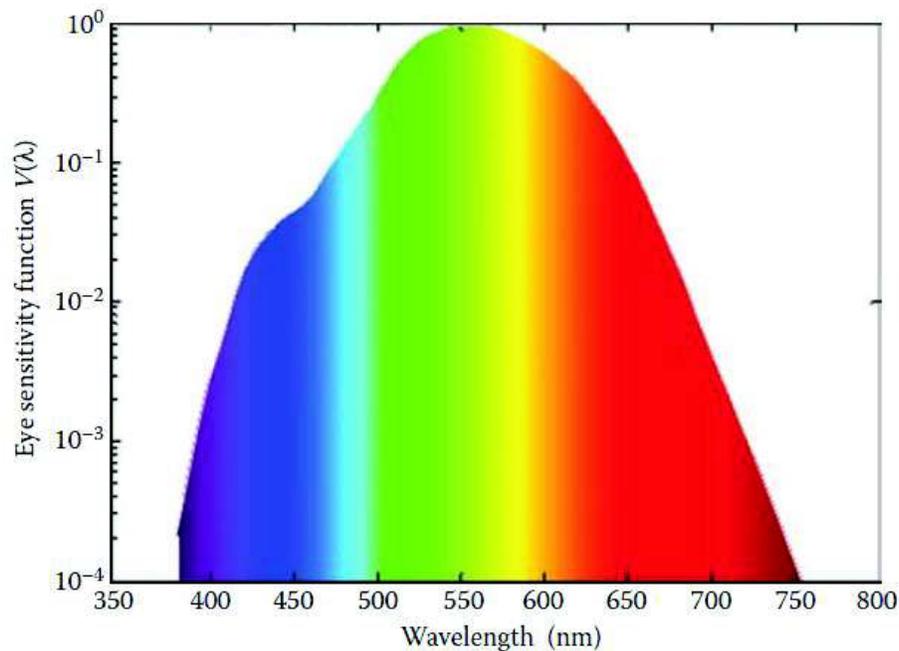
#### 1.5.2.1.4. Eficiencia luminosa

Es la relación entre el flujo luminoso y la potencia eléctrica suministrada al LED. El flujo luminoso es la potencia óptica percibida respecto a la sensibilidad del ojo humano en función de la longitud de onda en el rango del espectro de luz visible descrita por la ecuación (1.5) [6].

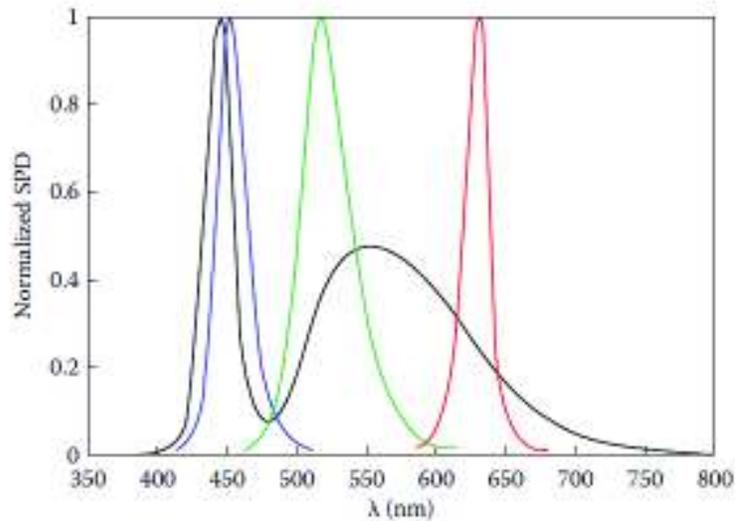
$$\text{Flujo luminoso} = 683 \int V(\lambda) P_{op}(\lambda) d\lambda$$

#### Ecuación 1.5. Flujo luminoso de un LED

Donde  $V(\lambda)$  es la sensibilidad relativa del ojo humano, la cual se muestra normalizada en la Figura 1.2 [6].  $P_{op}(\lambda)$  es la potencia de radiación óptica del LED en función de la longitud de onda, la misma que se encuentra normalizada en la Figura 1.3 [7] para distintos LED.



**Figura 1.2.** Función de sensibilidad  $V(\lambda)$  [6].



**Figura 1.3.** Distribución de potencia óptica normalizada, para LED que produce luz blanca (línea negra), azul, verde y roja [7].

Por lo tanto, la eficiencia luminosa denotada por  $\eta_{lum}$  se expresa en la ecuación (1.6) [6] donde  $I$  y  $V$  son la corriente y el voltaje del LED respectivamente:

$$\eta_{lum} = \frac{683 \int V(\lambda) P_{op}(\lambda) d\lambda}{VI} \left[ \frac{lm}{W} \right]$$

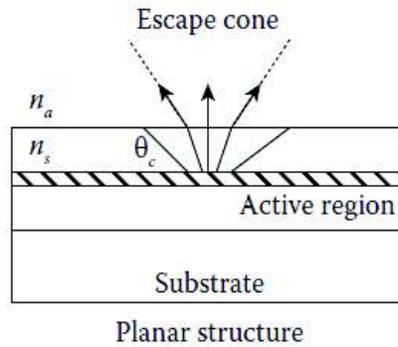
**Ecuación 1.6.** Eficiencia luminosa de un LED

### 1.5.2.2 Estructuras básicas del LED

La estructura de un LED es la forma física de cómo está conformado el diodo, por lo que existen varias estructuras de LED dependiendo en la aplicación y cómo la luz generada en la juntura P-N es radiada fuera del dispositivo. Se presentan a continuación las estructuras más básicas de un LED, las cuales son la estructura planar y la estructura tipo domo.

#### a) Estructura planar

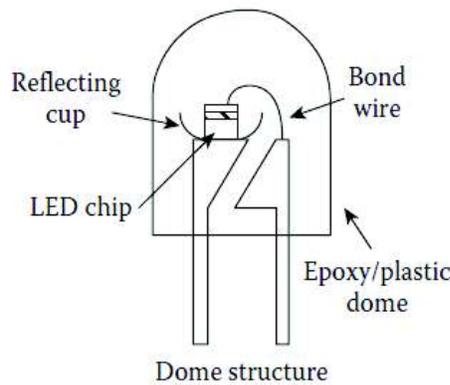
La estructura planar es la más simple de formar. La emisión de luz está limitada por el coeficiente de reflexión del medio externo  $\eta_a$  y el coeficiente de reflexión del material de la estructura  $\eta_s$  mostrados en la Figura 1.4 [7]. Esta estructura está limitada por la reflexión total interna (TIR) que depende del ángulo de reflexión crítico  $\theta_c$  y los coeficientes de reflexión  $\eta_a$  y  $\eta_s$ . En este tipo de estructura la radiación de la luz tiene forma de cono limitada por el ángulo crítico  $\theta_c$ .



**Figura 1.4.** Estructura planar del LED [7].

**b) Estructura de domo**

Este tipo de estructuras superan el efecto TIR ubicando la juntura P-N en el centro de un domo plástico cuyo material tiene un coeficiente de reflexión muy cercano al del LED por lo tanto los fotones que llegan al domo plástico no sufren de reflexión interna (TIR) como se puede observar en la Figura 1.5 [7]. Las junturas son conectadas a un par de electrodos que tienen alcance fuera del domo. En su interior se encuentra una superficie reflejante para que la mayor parte de luz se emita en dirección a la forma esférica del domo.



**Figura 1.5.** Estructura de Domo del LED [7].

**1.5.2.3 Ancho de banda de modulación**

Existen dos definiciones respecto al ancho de banda de un LED, uno es el ancho de banda óptico y el otro es el ancho de banda eléctrico. El ancho de banda óptico es el ancho de banda al cual el LED puede ser modulado, mientras que el ancho de banda eléctrico está definido como el ancho de banda que es percibido por un fotodetector.

El espectro de potencia del LED está dado por la ecuación (1.7) [6]:

$$\frac{P_o(\omega)}{P_o(0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_T)^2}}$$

**Ecuación 1.7.** Espectro de potencia del LED

Donde  $P_o(0)$  es la potencia óptica de la corriente DC de polarización,  $\tau_T$  es el tiempo de recombinación total y  $\omega$  es la frecuencia angular.

Para encontrar el ancho de banda en términos de potencia, se iguala la ecuación (1.7) a 0.5 para encontrar la frecuencia de corte en el punto de media potencia y se obtiene que la frecuencia de corte  $f_{cop}$  está dada por la ecuación (1.8) [7]:

$$f_{cop} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi\tau_T}$$

**Ecuación 1.8.** Frecuencia de corte en el punto de media potencia

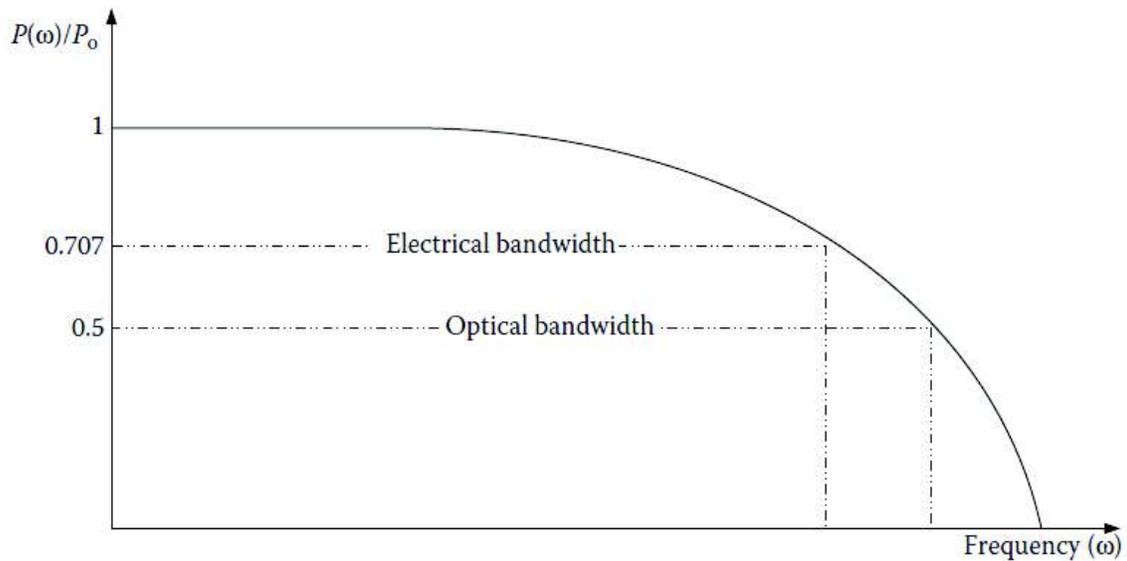
Por otro lado, en un fotodetector, la corriente que genera es directamente proporcional a la potencia óptica incidente, entonces se obtiene la frecuencia de corte eléctrica,  $f_{el}$  igualando la ecuación (1.7) a 0.707 se obtiene la ecuación (1.9) [7]:

$$f_{el} = \frac{1}{2\pi\tau_T}$$

**Ecuación 1.9.** Frecuencia de corte eléctrica

De las ecuaciones (1.8) y (1.9) se puede apreciar que, si el tiempo de recombinación total se hace más pequeño, el ancho de banda aumenta, sin embargo, la disminución del tiempo de recombinación total implica una disminución en la eficiencia cuántica interna dada en la ecuación (1.2).

En la Figura 1.6 se muestra una representación del ancho de banda eléctrico y óptico descritos por la ecuación (1.7) con sus respectivos niveles de potencia normalizada [6], se puede observar que el ancho de banda óptico es mayor al ancho de banda eléctrico.

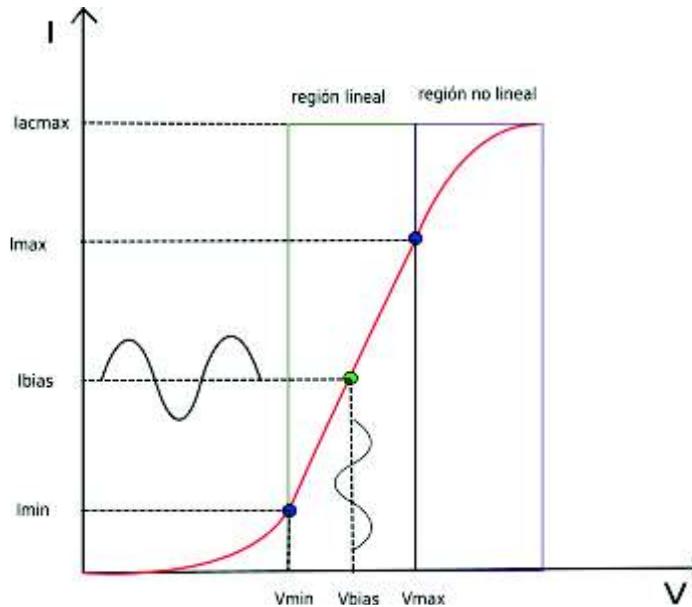


**Figura 1.6.** Ancho de banda óptico y eléctrico de un LED [6].

#### 1.5.2.4 Linealidad del LED

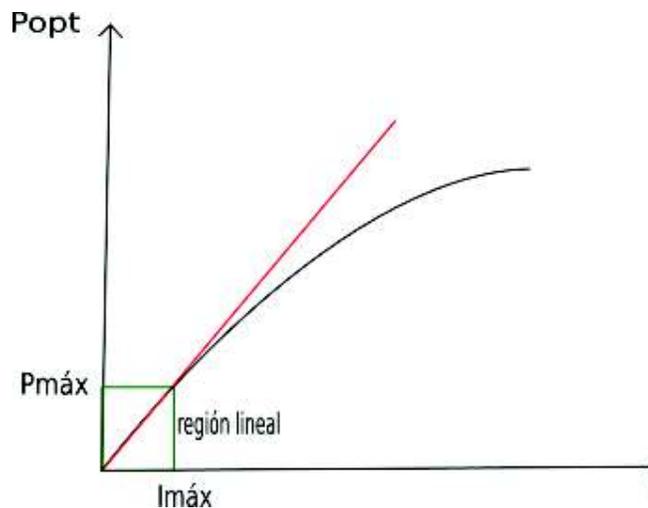
Dentro de las características de un LED hay que considerar dos curvas importantes, una es la curva que relaciona el voltaje de polarización directa con la corriente que circula por el LED, y la otra es la curva que relaciona la corriente que circula por el LED con la potencia óptica emitida.

Comúnmente las señales que transmiten información son señales de voltaje variables en el tiempo, a las cuales se les debe añadir una componente DC para trabajar en una región lineal de la curva y polarizar correctamente el LED, si las variaciones de la señal generan altos niveles de PAPR, puede llegar a trabajar en una región no lineal provocando distorsión en la señal de corriente que circulará por el LED. En la Figura 1.7 se observa la curva de voltaje de polarización – corriente que circula por el LED, donde el punto de trabajo permitido ( $V_{bias}$ ,  $I_{bias}$ ) se encuentra comprendido entre los valores mínimo y máximo, si el punto de trabajo se encuentra en ( $V_{min}$ ,  $I_{min}$ ), sólo la parte de la señal que supere  $V_{min}$  se transmitirá mientras que el resto de la señal no llega al nivel de conducción requerido por el LED para la emisión de luz. Mientras que, si el punto de trabajo se encuentra en  $V_{max}$   $I_{max}$  puede ocurrir que, debido a una PAPR elevada que parte de la señal se distorsione por efectos de la región no lineal.



**Figura 1.7.** Curva V-I de un LED

Para comunicaciones por luz visible, la curva de mayor interés es aquella que relaciona la corriente que circula por el LED con la potencia óptica emitida o con el flujo de radiación normalizado ya que permite analizar el comportamiento de la emisión de luz del LED. Así, se observa en la Figura 1.8 que, a medida que la corriente se incrementa, la potencia óptica emitida también se incrementa, un elevado valor de corriente puede trabajar en la región no lineal de la curva, generando distorsiones en la potencia óptica a la salida del LED, incrementando la BER del sistema de comunicación óptica inalámbrica [9]. Por lo tanto, es preferible elegir un LED con una región lineal grande para poder aprovechar la potencia óptica emitida sin distorsiones. La elaboración de un LED con una amplia región lineal es más complicada por lo que incrementa el costo del LED.



**Figura 1.8.** Curva I-Popt de un LED

### 1.5.3. Fotodetectores

Para comunicaciones ópticas se usan principalmente dos tipos de fotodetectores:

#### a) Fotodetectores PIN

Los fotodetectores tipo PIN (tipo P, intrínseco, tipo N) los cuales usan una capa de semiconductor intrínseco entre la juntura P-N para aumentar su campo de visión óptico y reducir capacitancias intrínsecas [7].

#### b) Fotodetectores APD

Los fotodetectores tipo APD (*Avalanche Photodiodes*) son fotodetectores que mejoran su rendimiento debido al efecto avalancha que se produce por la multiplicación del flujo de electrones en su interior [7].

La corriente instantánea que se obtiene debido a la potencia óptica instantánea recibida por estos dos tipos de fotodetectores se expresa en función de su responsividad  $R(\lambda)$  y el factor de multiplicación  $M$  dados por las ecuaciones (1.10) y (1.11) [7]. Donde  $q, h, c, \lambda, \eta$  son la carga del electrón, la constante de Planck, la velocidad de la luz, la longitud de onda y la eficiencia del fotodetector respectivamente.

$$R(\lambda) = \eta \left( \frac{q\lambda}{hc} \right) M$$

**Ecuación 1.10.** Responsividad del fotodetector

$$i(t) = MR(\lambda)Pop(t)$$

**Ecuación 1.11.** Corriente instantánea producida por un fotodetector

Para los fotodetectores tipo PIN, el valor del factor de multiplicación  $M$  es igual a la unidad ya que no genera ningún tipo de efecto avalancha.

### 1.5.4. Canal óptico en un espacio *Indoor*

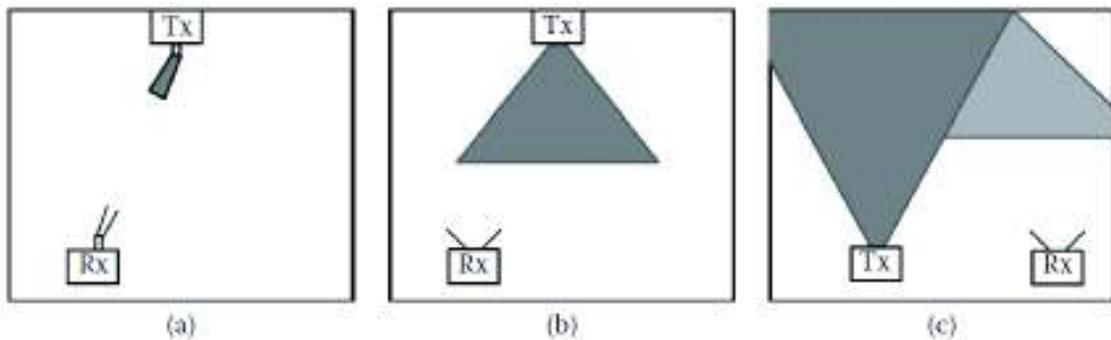
En un sistema de comunicaciones, la respuesta al impulso del canal caracteriza el comportamiento del canal de comunicaciones y sirve para combatir los efectos de distorsión del canal. Hay varios estudios que presentan modelos de canal de forma analítica como *Ceiling Bounce Model*, *Hayasaka-Ito Model* y *Spherical Model* [6] y de forma simulada con el algoritmo de [8] usado también en [6]. En el presente trabajo se toma en cuenta el modelo propuesto en [8], que consisten en un modelo simulado donde

se toma en cuenta la cantidad de reflexiones en un cuarto vacío y se determina el retardo promedio de los haces de luz que llegan al receptor.

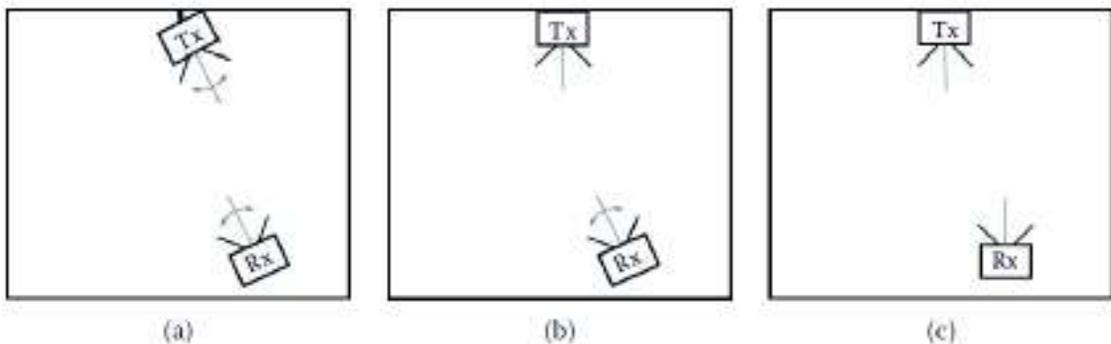
Los modos de propagación de la luz se pueden clasificar según varios criterios, en este trabajo se considera una clasificación según la línea de vista y según la posición y movilidad.

Según la línea de vista: se puede tener una propagación con línea de vista (LOS *Line of Sight*), una propagación sin línea de vista (non-LOS) o una propagación sin línea de vista difusa (difuso non-LOS). Estos conceptos se presentan en la Figura 1.9 [7].

Según la posición y movilidad tanto del transmisor como del receptor: se pueden clasificar en una propagación con enlace directo o indirecto, con sistema de rastreo de los dispositivos, semi-rastreo o sin sistema de rastreo. Estos conceptos se aclaran con la Figura 1.10 [7].



**Figura 1.9.** Modos de propagación: a) LOS, b) non-LOS, c) difuso non-LOS [7].

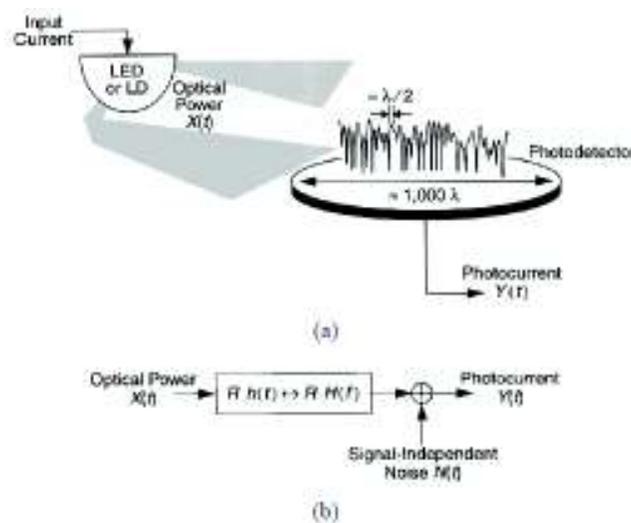


**Figura 1.10.** Propagación según posición y movilidad: a) rastreo completo b) semi-rastreo c) sin rastreo [7].

En enlaces non-LOS, debido a la naturaleza dispersiva de radiación de un LED especialmente en un ambiente *indoor*, se generan efectos de multitrayecto debido a las distintas reflexiones de la luz producidas por las paredes y objetos dentro de la habitación o espacio cerrado.

El modelo del canal con la técnica IM/DD se explica en la Figura 1.11, en [10] se usa para un canal de comunicación por luz infrarroja; sin embargo, este modelo se puede usar para explicar un canal de comunicación por luz en general como se muestra en [6].

La señal transmitida  $X(t)$  es la potencia óptica instantánea emitida por el LED, que atraviesa el canal  $h(t)$  y en función de la responsividad  $R$  del fotodetector con la adición de ruido eléctrico  $N(t)$ , se obtiene finalmente la señal  $Y(t)$ , que es la corriente instantánea recibida, la cual es proporcional a la integral sobre la superficie del fotodetector de toda la potencia óptica instantánea en cada punto a lo largo de la superficie. El campo eléctrico que se recibe generalmente experimenta desvanecimiento por multitrayecto si las dimensiones de la superficie del detector fuesen iguales o menores a una longitud de onda. Sin embargo, para comunicaciones ópticas inalámbricas se usan detectores cuya superficie es de millones de longitudes de onda al cuadrado. Por ejemplo en la Figura 1.11 [10], la superficie del fotodetector, asumiendo que es circular, viene dada por  $\pi(500\lambda)^2$ , entonces solo se presenta diversidad por multitrayecto debido a los distintos retardos de la misma señal que llega por varios caminos. Así, si el receptor se mueve una distancia en el orden de una longitud de onda, no se observan cambios en las características del canal [6], [10].



**Figura 1.11.** a) enlace transmisión – recepción con IM/DD, b) Modelo lineal banda base [10].

El canal es modelado como un sistema lineal en banda base con la potencia instantánea  $X(t)$ , la corriente instantánea recibida  $Y(t)$ , la respuesta al impulso del canal  $h(t)$ , un ruido generado por el fotodetector  $N(t)$  modelado como ruido gaussiano y la

responsividad de fotodetector  $\mathcal{R}$ . Podemos expresar la corriente eléctrica recibida  $Y(t)$  como en la ecuación (1.12) [6], donde  $\otimes$  representa la convolución.

$$Y(t) = \mathcal{R}X(t) \otimes h(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{R}X(\tau)h(t - \tau)d\tau + N(t)$$

**Ecuación 1.12.** Señal eléctrica recibida en el fotodetector

#### 1.5.4.1 Respuesta al impulso del canal

Para obtener una expresión de la respuesta al impulso del canal es necesario conocer el modelo de emisión y recepción de luz tanto del LED como del fotodiodo y los modelos de LOS y non-LOS de propagación.

##### 1.5.4.1.1. Modelo del transmisor

Una fuente óptica puede caracterizarse por un vector posición  $\vec{r}_s$ , un vector normal o de orientación  $\vec{n}_s$ , potencia de emisión  $P_s$  y un patrón de radiación  $R_s(\phi, \theta)$ , definido como la potencia óptica por unidad de ángulo sólido emitido desde la fuente a una posición  $(\phi, \theta)$  respecto al vector normal  $\vec{n}_s$ . Un modelo generalizado de patrón de radiación Lambertiano simétrico respecto a  $\theta$  (independiente de  $\theta$ ) se usa para describir la distribución de potencia mediante la ecuación (1.13) y se muestra en la Figura 1.12 [8].

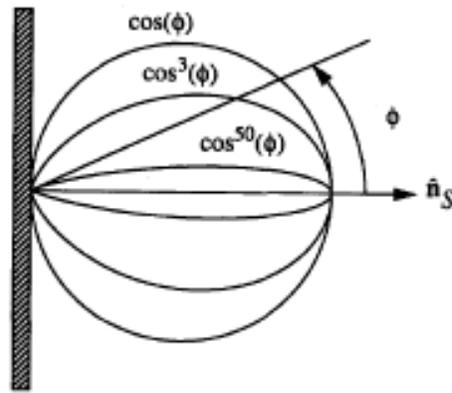
$$R_s(\phi) = \frac{n+1}{2\pi} P_s \cos^n(\phi) , \quad \phi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$$

**Ecuación 1.13.** Patrón de radiación Lambertiano independiente de  $\theta$

Donde  $n$  es el número de modo del lóbulo de radiación que representa la direccionalidad de la fuente el cual se puede expresar en función del ángulo de media potencia  $\phi_{\frac{1}{2}}$  como se muestra en la ecuación (1.14) [7].

$$n = -\frac{\ln(2)}{\ln\left(\cos\left(\phi_{\frac{1}{2}}\right)\right)}$$

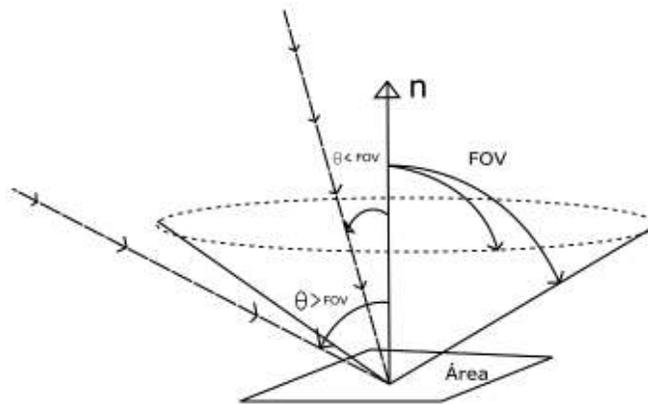
**Ecuación 1.14.** Número de modo en función del ángulo de media potencia de un lóbulo de radiación Lambertiano



**Figura 1.12.** Lóbulo de radiación Lambertiano en función de su número de modo [8].

#### 1.5.4.1.2. Modelo del receptor

De igual manera que en el transmisor, un receptor óptico puede caracterizarse mediante su vector posición  $\vec{r}_R$ , el vector normal o de orientación  $\vec{n}_R$ , el área efectiva de recepción  $A_R$ , y el campo de visión  $FOV$  (*Field of View*), el cual es el valor del ángulo escalar respecto al vector de orientación, donde la luz incidente puede ser recibida si ingresa con un ángulo menor a  $FOV$  como se muestra en la Figura 1.13.



**Figura 1.13.** Modelo de incidencia de luz en receptor.

#### 1.5.4.1.3. Modelo de Reflexiones

Las reflexiones dependiendo de la superficie y del material donde la luz incide, se generan reflexiones especulares (el haz de luz es reflejada en una sola dirección) y reflexiones difusas (el haz de luz se refleja en varias direcciones) [11]. Según estudios citados en [8], la radiación de la luz reflejada en distintos materiales comunes en

habitaciones tienen una aproximación Lambertiana, la cual consiste en que la potencia óptica radiada desde una unidad de superficie a una unidad de ángulo sólido (lóbulo de radiación) es constante [6]. Se asume que todas las reflexiones son puramente difusas con una radiación Lambertiana ideal, es decir, el número de modo es igual a la unidad convirtiendo la ecuación (1.13) a un patrón de radiación circular como se observa en la Figura 1.12, dado por  $R_s(\phi) = \frac{P_s}{\pi} \cos(\phi)$ ,  $\phi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$ .

Al considerar la reflexión difusa, el patrón de radiación reflejado por un diferencial de área de la superficie incidente  $R(\phi)$  es independiente del ángulo de incidencia lo que permite modelar la reflexión en dos etapas, la primera cuando el diferencial de área  $dA$  actúa como receptor de una potencia diferencial  $dP$ , la segunda cuando  $dA$  actúa como una fuente emisora de luz de la potencia reflejada en función de su coeficiente de reflexión  $\rho$ , como  $P = \rho dP$  y ésta es radiada con un patrón Lambertiano con número de modo igual a la unidad [8].

#### 1.5.4.2 Respuesta al impulso con línea de vista

Considere una fuente  $S$  y un receptor  $R$  especificados por las características mencionadas anteriormente, en un ambiente sin reflexiones como lo muestra la Figura 1.14 [8]. Si el vector distancia  $D$  que se obtiene a partir de los vectores posición del transmisor  $\vec{r}_S$  y receptor  $\vec{r}_R$  como se muestra en la ecuación (1.15) [8], es mucho mayor respecto al tamaño del fotodetector ( $D^2 \gg A_R$ ), entonces la radiación recibida es aproximadamente constante sobre toda la superficie del fotodetector, por lo tanto, toda la energía de la señal llegará al receptor aproximadamente al mismo tiempo, entonces la respuesta al impulso con línea de vista es una función delta de Dirac  $\delta(\cdot)$  escalada y desplazada en tiempo expresada por la ecuación (1.16) [8].

$$D = \|\vec{r}_S - \vec{r}_R\|$$

**Ecuación 1.15.** Distancia entre transmisor y receptor.

Donde  $h^{(0)}$  expresa la respuesta al impulso con 0 reflexiones, es decir LOS,  $d\Omega$  es el ángulo sólido generado por el área diferencial asumiendo que ( $D^2 \gg A_R$ ) expresado en la ecuación (1.17) [8] en función del área efectiva del receptor  $A_R$ , el ángulo  $\theta$  de la ecuación (1.18) [8], comprendido entre el vector normal del receptor  $\vec{n}_R$  y el vector distancia  $D$  y  $n$  representa el número de modo en función del ángulo de media potencia de la ecuación (1.14) según el lóbulo de radiación de la fuente de luz LED.

$$h^{(0)}(t; S, R) \approx \left( \frac{n+1}{2\pi} \right) \cos^n(\phi) d\Omega \operatorname{rect} \left( \frac{\phi}{FOV} \right) \delta \left( t - \frac{D}{c} \right)$$

**Ecuación 1.16.** Respuesta al impulso de un canal LOS.

$$d\Omega \approx \cos(\theta) \left( \frac{A_R}{D^2} \right)$$

**Ecuación 1.17.** Ángulo sólido.

$$\cos(\theta) = \frac{\vec{n}_R \cdot (\vec{r}_S - \vec{r}_R)}{D}$$

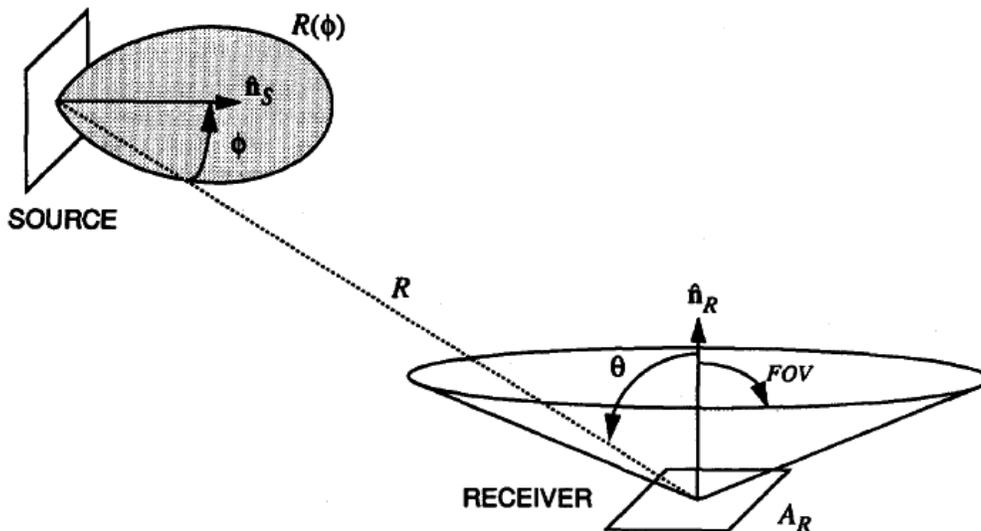
**Ecuación 1.18.** Ángulo comprendido entre el vector distancia y receptor [8].

El ángulo  $\phi$  es el ángulo dentro del patrón de radiación del transmisor, el cual se lo calcula como el ángulo comprendido entre la normal del transmisor  $\vec{n}_S$  y el vector resultante de  $(\vec{r}_R - \vec{r}_S)$  cuyo módulo es  $D$ , como se indica en la ecuación (1.19) [8].

$$\cos(\phi) = \frac{\vec{n}_S \cdot (\vec{r}_R - \vec{r}_S)}{D}$$

**Ecuación 1.19.** Ángulo comprendido entre el vector distancia y transmisor.

La función rectangular  $\operatorname{rect} \left( \frac{\phi}{FOV} \right)$  en (1.16), limita la incidencia de luz con un ángulo mayor a FOV como se explica en la Figura 1.13.



**Figura 1.14.** Geometría de una fuente de luz y un fotodetector sin reflexiones [8].

### 1.5.4.3 Algoritmo recursivo de la respuesta al impulso del canal

Dado una fuente de luz  $S$  y un receptor  $R$  en una habitación, la luz de la fuente puede alcanzar el receptor después de varias reflexiones. Por lo tanto, la respuesta al impulso del canal bajo este modelo puede expresarse mediante una suma infinita como se muestra en la ecuación (1.20) [8]:

$$h(t; S, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R)$$

**Ecuación 1.20.** Respuesta al impulso del canal con  $k$  reflexiones

Donde  $h^{(k)}(t)$  es la respuesta al impulso del canal después de  $k$  número de reflexiones. La respuesta al impulso LOS  $h^{(0)}(t)$  viene dada por la ecuación (1.16), mientras respuestas impulsivas de mayor orden pueden ser calculadas recursivamente respecto a su orden de reflexión anterior  $k - 1$  como se muestra en la ecuación (1.21) [8]:

$$h^{(k)}(t; S, R) = \int_S h^{(0)}\left(t; S, \left\{\vec{r}, \vec{n}, \frac{\pi}{2}, dr^2\right\}\right) \otimes h^{(k-1)}(t; \{\vec{r}, \vec{n}, 1\}, R)$$

**Ecuación 1.21.** Respuesta recursiva del canal de la  $k$ -ésima reflexión

Reemplazando (1.16) en (1.21), se tiene la ecuación (1.22) [8]:

$$h^{(k)}(t; S, R) = \left(\frac{n+1}{2\pi}\right) \int_S \left(\frac{(\rho_r \cos^n(\phi) \cos(\theta))}{D^2}\right) \text{rec}\left(\frac{2\theta}{\pi}\right) h^{(k-1)}(t - D/c; \{\vec{r}, \vec{n}, 1\}, R) dr^2$$

**Ecuación 1.22.** Respuesta recursiva del canal de la  $k$ -ésima reflexión

Las integraciones en las ecuaciones (1.21) y (1.22) se las realizan respecto a  $r$  (la posición del diferencial de área) en la superficie  $S$  para cada elemento reflector. Aquí  $\vec{n}$  es la normal a la superficie  $S$  de la posición  $\vec{r}$ ,  $\rho_r$  es el coeficiente de reflexión en la posición  $\vec{r}$ ,  $D = \|\vec{r} - \vec{r}_S\|$ ,  $\cos(\phi) = \frac{\vec{n}_S \cdot (\vec{r} - \vec{r}_S)}{D}$ , y  $\cos(\theta) = \frac{\vec{n}_R \cdot (\vec{r}_S - \vec{r}_R)}{D}$ .

Lo que expresa la ecuación (1.21), es la respuesta al impulso generada por una fuente  $S$  y un número  $k$  de reflexiones producidas, encontrando la distribución de potencia y el tiempo en que se recibe en la superficie de la pared. Luego utiliza las paredes como una fuente de luz dispersiva para encontrar las  $(k - 1)$  reflexiones restantes.

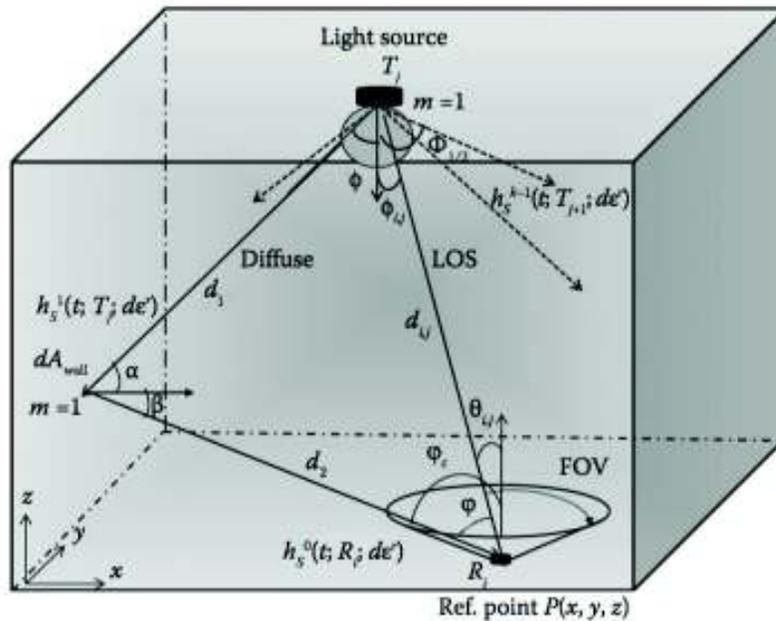
Para un ambiente simulado es necesario discretizar las superficies reflejantes en términos de  $\Delta A$  (diferencial de área), entonces las ecuaciones (1.21) y (1.22) se aproximan a la ecuación (1.23) [8]:

$$h^{(k)}(t; S, R) \approx \sum_{i=1}^N h^{(0)}(t; S, \xi_i) \otimes h^{(k)}(t; \xi_i, R) =$$

$$\left(\frac{n+1}{2\pi}\right) \sum_{i=1}^N \left(\frac{(\rho_i \cos^n(\phi) \cos(\theta))}{D^2}\right) \text{rec}\left(\frac{2\theta}{\pi}\right) h^{(k-1)}\left(t - \frac{D}{c}; \{\vec{r}, \vec{n}, 1\}, R\right) \Delta A$$

**Ecuación 1.23.** Respuesta al impulso de la k-ésima reflexión con un diferencial de área

Donde  $\xi_i$  es el i-ésimo elemento de la superficie dividida en un total de  $N$  superficies de tamaño  $\Delta A$ , esta discretización espacial también causa discretización temporal  $\Delta t$ , transformando la función continua de la respuesta al impulso en una suma de funciones delta escaladas y desplazadas en el tiempo, por lo que se obtienen resultados más precisos cuando  $\Delta A$  y  $\Delta t$  tienden a 0. En la Figura 1.15 [7] se muestra la geometría del modelo descrito con reflexiones.

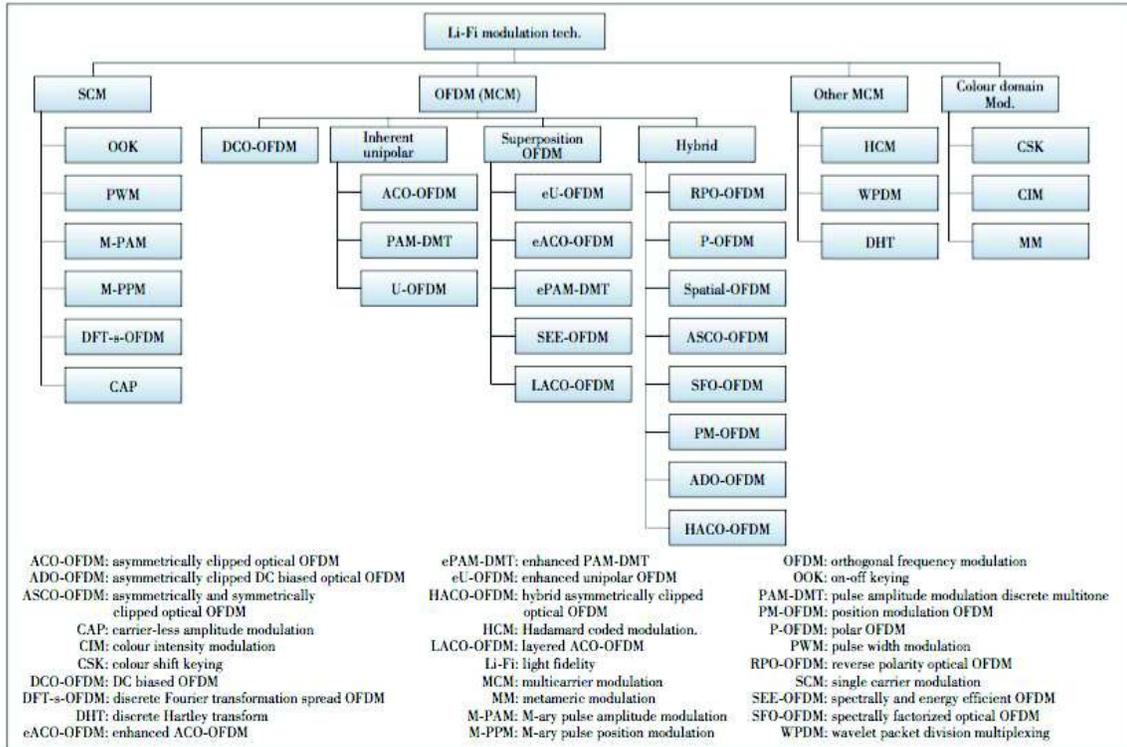


**Figura 1.15.** Geometría de un modelo difusivo con reflexiones [7].

### 1.5.5. Técnicas de modulación

Li-Fi utiliza técnicas de modulación compatibles con IM/DD para OWC (*Optical Wireless Communications*). Sin embargo, algunas de estas técnicas de modulación pueden no cumplir con las características de iluminación. Li-Fi utiliza LEDs y fotodiodos como dispositivos de transmisión y recepción, y debido a sus características limitan la propagación solo a señales reales positivas por el canal, cualquier parte de la señal que tenga valores negativos serán recortados y no se enviarán al canal. En la Figura 1.16 [3] se presentan algunas de las técnicas de modulación que pueden ser usadas para su implementación en Li-Fi, las cuales han sido clasificadas según cuatro criterios: (1)

técnicas de una sola portadora, SCM (*Single Carrier Modulation*); (2) técnicas de múltiples portadoras, MCM (*Multi Carrier Modulation*) que se fundamentan en OFDM; (3) las otras técnicas MCM que no se derivan de OFDM y (4) las técnicas moduladas en función del color de la luz.



**Figura 1.16.** Clasificación de técnicas de modulación para Li-Fi según [3].

De todas las técnicas de modulación presentadas en la Figura 1.16, las que presentan un mejor rendimiento son aquellas derivadas de OFDM debido a su robustez frente al desvanecimiento por multitrayecto y facilidad de implementar un ecualizador en el receptor para mitigar los efectos del canal [12].

Las técnicas DCO-OFDM, ACO-OFDM y PAM-DMT son las más sencillas de implementar como MCM dentro de OFDM y también son la base sobre las cuales la mayoría de las técnicas se desarrollan, como por ejemplo HACO-OFDM la cual se encuentra dentro de una clasificación híbrida que combina las técnicas ACO-OFDM y PAM-DMT.

Para entender de mejor manera el funcionamiento de las técnicas de modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM es necesario comprender qué es la simetría Hermítica, su comportamiento para operar con la transformada inversa de Fourier y como sus propiedades son implementadas en OFDM.

### 1.5.5.1 Condición de simetría Hermítica aplicada a la transformada inversa de Fourier.

En [13] se explican con más detalle las propiedades de funciones pares e impares y su comportamiento con la transformada de Fourier. Por lo tanto, basado en [13] en esta sección se explica la simetría Hermítica y su comportamiento con la transformada inversa de Fourier de una forma general.

Una función es simétrica conjugada cuando la función  $F$  cumple con la condición de simetría Hermítica presentada en la ecuación (1.24) [13] para todo  $s$  dentro de su dominio, donde  $F(s)$  es una función continua compleja de  $s$  y  $\overline{F(-s)}$  es una la función de  $-s$  conjugada.

$$F(s) = \overline{F(-s)}$$

#### Ecuación 1.24. Condición de simetría Hermítica

Si se descompone la función  $F(s)$  en sus componentes real e imaginaria, donde  $Re\{F(s)\} = a(s)$  y  $Imag\{F(s)\} = jb(s)$ , entonces se tiene la ecuación (1.25).

$$a(s) + jb(s) = a(-s) - jb(-s)$$

#### Ecuación 1.25. Condición de simetría Hermítica descompuesta en parte real e imaginaria

Para que la igualdad en (1.24) se cumpla, tanto la parte real como imaginaria deben ser iguales.

$$a(s) = a(-s)$$

#### Ecuación 1.26. Igualdad de componente real

$$jb(s) = -jb(-s)$$

#### Ecuación 1.27. Igualdad de componente imaginaria

Por lo tanto, las condiciones más específicas de simetría están dadas por (1.26) que indica que la componente real de la función debe ser par, y (1.27) que indica que la componente imaginaria de la función debe ser impar. Aplicando la Transformada Inversa de Fourier IFT (*Inverse Fourier Transform*) a  $F(s)$  para obtener una señal continua en el tiempo se tiene la ecuación (1.28) [14]:

$$f(t) = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_{-\infty}^{\infty} F(s)e^{jst} ds$$

#### Ecuación 1.28. Transformada Inversa de Fourier

Reemplazando en (1.28) por la identidad de Euler [15], se obtiene la ecuación (1.29).

$$f(t) = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \left[ \int_{-\infty}^{\infty} F(s) \cos(st) ds + j \int_{-\infty}^{\infty} F(s) \sin(st) ds \right]$$

**Ecuación 1.29.** Transformada Inversa de Fourier con la Identidad de Euler

Ahora, reemplazando (1.25) en (1.29) y luego de su desarrollo se tiene la Transformada Inversa de Fourier de una función simétrica conjugada expresada en la ecuación (1.30):

$$f(t) = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \left[ \int_{-\infty}^{\infty} a(s) \cos(st) ds + j \int_{-\infty}^{\infty} b(s) \cos(st) ds + j \int_{-\infty}^{\infty} a(s) \sin(st) ds + j^2 \int_{-\infty}^{\infty} b(s) \sin(st) ds \right]$$

**Ecuación 1.30.** Transformada inversa de Fourier de una función simétrica conjugada

La integral del producto de una función par con una función impar es igual a cero, la integral del producto entre funciones pares es una función par y la integral del producto entre funciones impares es una función impar, entonces al simplificar (1.30) se obtiene (1.31), donde  $f_e(t)$  y  $f_o(t)$  representan las componentes par e impar de la función  $f(t)$  respectivamente.

Se puede observar que en (1.31) las componentes imaginarias de la función no existen, por lo que  $f(t)$  es una función real que puede expresarse en una suma de su componente par e impar.

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(s) \cos(2\pi st) ds + \int_{-\infty}^{\infty} -b(s) \sin(2\pi st) ds$$

$$f(t) = f_e(t) + f_o(t)$$

**Ecuación 1.31.** Transformada inversa de Fourier de una función simétrica conjugada simplificada

### 1.5.5.2 Simetría Hermítica aplicada a OFDM

OFDM es una técnica de transmisión multi-portadora que consiste en multiplexar un conjunto de portadoras paralelas y ortogonales entre sí, llamadas subportadoras, donde el símbolo OFDM en el dominio del tiempo tiene tanto componente real como imaginaria [12].

Una forma eficiente de implementar OFDM es usar en tiempo discreto los procesos de multiplexación y demultiplexación de la IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) y la DFT (*Discrete Fourier Transform*) respectivamente. Dado que tanto la IDFT como DFT implican operaciones complejas computacionalmente, comúnmente se usan algoritmos que requieren de menos recursos como la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) y la FFT (*Fast Fourier Transform*) que equivalen a las operaciones IDFT y DFT respectivamente [16].

Para poder transmitir una señal a través de un canal óptico es necesario que la señal sea completamente real y positiva, por lo que es necesario evitar la componente imaginaria del símbolo OFDM en el dominio del tiempo, pero también es necesario enviar la información que tienen estas componentes imaginarias. Esto se logra mediante la manipulación de las subportadoras que ingresan a la IFFT aplicando la condición de simetría Hermítica [3], [4], [17], [18].

En un ambiente discreto, los valores complejos obtenidos a partir de una modulación digital en cuadratura como QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) representan las subportadoras ortogonales entre sí, es decir una señal discreta y compleja en el dominio de la frecuencia; y, para convertirla en una señal discreta en el dominio del tiempo se hace uso de la IFFT expresada en la ecuación (1.32) [16].

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\left(\frac{2\pi}{N}kn\right)}$$

**Ecuación 1.32.** Transformada Rápida Discreta Inversa de Fourier

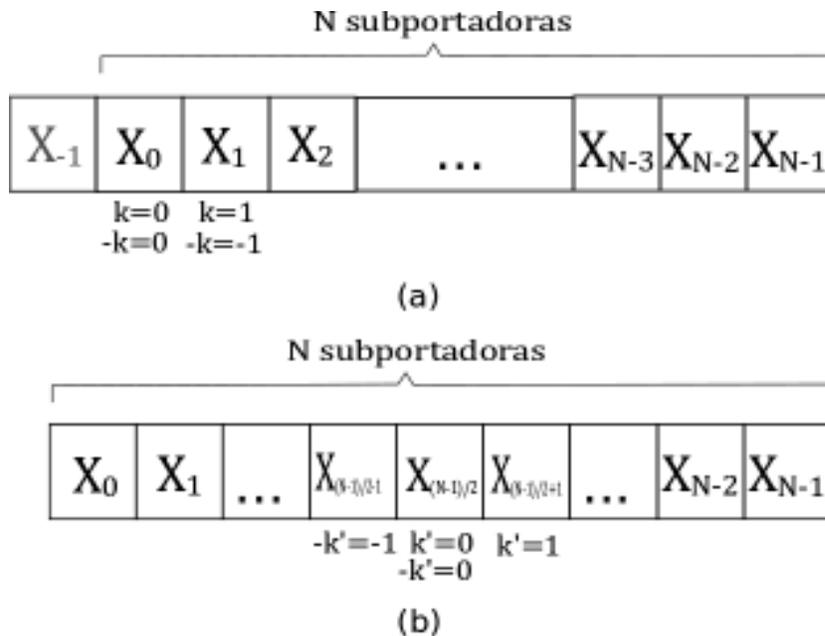
Donde  $N$  representa el número de subportadoras;  $n, k$  corresponden a los índices en tiempo y frecuencia respectivamente,  $x_n$  es una muestra de la señal OFDM en el tiempo,  $X_k$  representa la  $k$ -ésima subportadora compleja con  $k = \{0, 1, \dots, N - 1\}$ ,  $x = \{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$  es un vector  $1 \times N$  que recolecta las  $N$  muestras en el dominio del tiempo y  $X = \{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$  es un vector  $1 \times N$  que recoge las  $N$  subportadoras en el dominio de la frecuencia. La señal discreta  $X$  de entrada a un modulador OFDM no tiene las características de una simetría Hermítica, por lo que no cumple con la condición de simetría expuesta en (1.24) expresada de forma discreta como:

$$X_k = \overline{X_{-k}}, \quad 0 \leq k < N$$

**Ecuación 1.33.** Condición de simetría en forma discreta

Suponga una entrada compleja  $X$  con  $N$  valores discretos representados como en la Figura 1.17 (a). Si la referencia  $k=0$  la ubicamos en el primer elemento del conjunto y aplicando la ecuación (1.33) se observa que el elemento  $k=-1$  no existe.

Es necesario modificar el vector  $X$  que se genera después de una modulación en cuadratura, para poder convertirla en una señal simétrica y obtener una señal completamente real después de aplicar la IFFT.



**Figura 1.17.** Valores complejos discretos a) con referencia en el primer valor, b) con referencia en el valor del medio

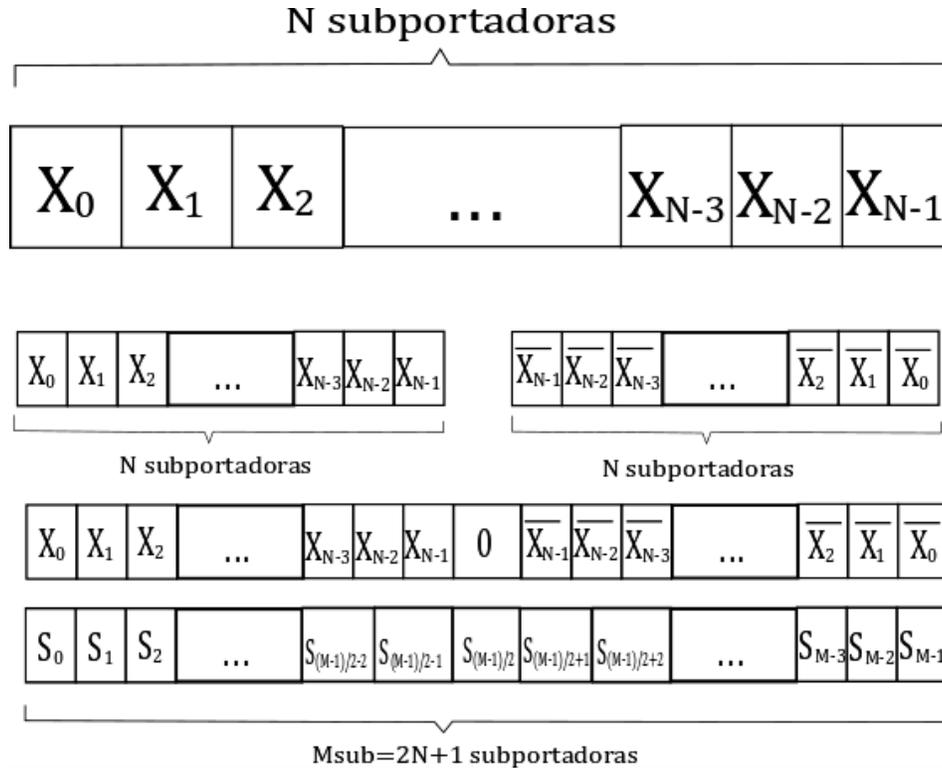
Al cambiar de referencia  $k' = k + \frac{N-1}{2}$  a un valor medio del conjunto de elementos como se muestra en la Figura 1.17 (b) y al aplicar la condición de la ecuación (1.33) de simetría, se observa que los elementos  $k' < 0$  existen, pero no cumplen la condición, por ejemplo para  $k' = 1$  asumiendo que  $Re\{X_{-1}\} \neq Re\{X_1\}$  e  $Imag\{X_{-1}\} \neq Imag\{X_1\}$  puesto que son dos números complejos distintos, se tiene entonces una desigualdad  $X_1 \neq \overline{X_{-1}}$ . Esta desigualdad se presenta en todos los elementos desde  $k' = 0$  hasta  $k' = \frac{N-1}{2}$ .

Para poder usar la referencia  $k = 0$  como en la Figura 1.17 (a) y no tener inconvenientes con los valores negativos, la ecuación (1.33) se modifica a la ecuación (1.34) [19].

$$X_k = \overline{X_{N-k}} \quad , \quad 0 < k < \frac{N}{2}$$

**Ecuación 1.34.** Condición de simetría discreta con referencia en el primer elemento

Partiendo del vector  $X$  con  $N$  valores discretos representando cada una de las subportadoras OFDM, se forma un vector simétrico conjugado  $Sim = \{X, 0, flip(\bar{X})\}$ , con  $M_{sub} = 2N + 1$  subportadoras, donde  $flip(\bar{X})$  representa la inversión de posición de los elementos  $X_k$  conjugados. Se mantiene la notación  $S_k$  para cada subportadora  $k = \{0, 1, \dots, M_{sub} - 1\}$  del vector  $Sim$  con sus elementos representados por  $\left\{S_0, S_1, \dots, S_{\frac{M-1}{2}}, S_{M-1}\right\}$ ,  $M = M_{sub}$  de la Figura 1.18.

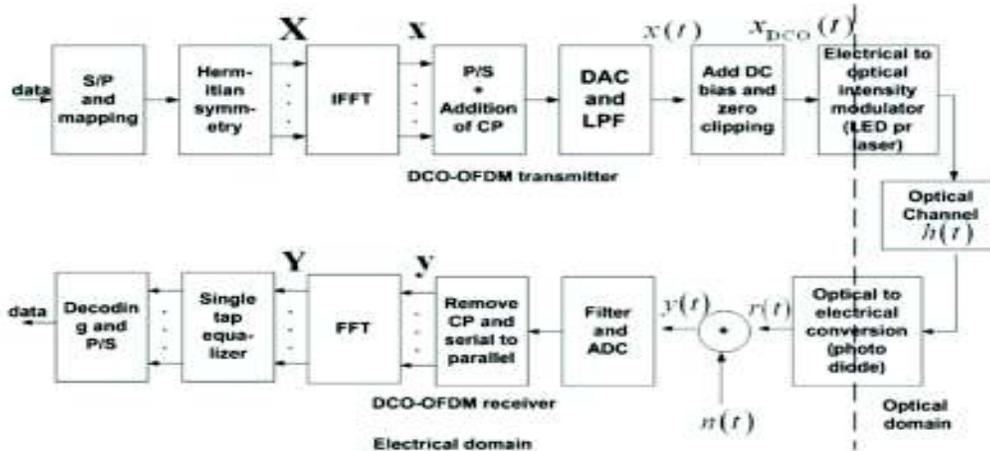


**Figura 1.18.** Estructura de una señal discreta simétrica

Como se puede observar en la Figura 1.18, aplicando (1.34) al vector  $Sim$  cumple con la condición de simetría  $S_k = \overline{S_{M_{sub}-1-k}}$ ,  $0 \leq k < \frac{M_{sub}-1}{2}$ , por ejemplo si  $k = 0$ ,  $S_0 = S_{M_{sub}-1}$ ,  $X_0 = \bar{X}_0$  pero  $X_0$  representa la componente DC de la señal  $x$  e inicialmente tiene un valor de 0. Escogiendo un valor intermedio de  $S$ , por ejemplo  $k = \frac{M_{sub}-1}{2} - 1$ ,  $S_{\frac{M_{sub}-1}{2}-1} = S_{\frac{M_{sub}-1}{2}+1}$ ,  $X_{N-1} = \bar{X}_{N-1}$ , así de la misma forma para cada  $S_k$  del vector  $S$ . La condición de la ecuación (1.34) se cumple, por lo tanto, es una señal simétrica conjugada. Se observa también que para lograr que las componentes discretas de una señal OFDM sean simétricas el ancho de banda se duplica.

### 1.5.5.3 Modulación DCO-OFDM

La modulación DCO-OFDM (*DC Clipped Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) hace uso de la simetría Hermítica para que la señal en tiempo sea completamente real y añade una componente DC para que la señal sea positiva. El diagrama de bloques de la Figura 1.19 [18] muestra un sistema DCO-OFDM básico.



**Figura 1.19.** Diagrama de bloques de un sistema DCO-OFDM [18].

Los datos entran como bits a un bloque modulador en cuadratura donde se mapean y se realiza la conversión serial a paralelo. Los números complejos que representan las subportadoras  $X_k$  se reordenan y modifican siguiendo la estructura:

$$S_{dco} = \{0; X; 0; flip(\bar{X})\} = \{S_{dco0}, S_{dco1}, S_{dco2}, \dots, S_{dco\frac{N}{2}-1}, S_{dco\frac{N}{2}}, S_{dco\frac{N}{2}+1}, \dots, S_{dcoN-1}\}$$

**Ecuación 1.35.** Estructura de una señal discreta compleja en el dominio de la frecuencia para DCO-OFDM.

De esta forma la componente DC es nula en el vector  $S_{dco}$  con  $N$  subportadoras y cumple con la simetría Hermítica dada por la ecuación (1.34); por lo que al aplicar la IFFT, la señal discreta en el dominio del tiempo que se obtiene a la salida es completamente real. A la señal discreta en el dominio del tiempo se realiza una conversión de paralelo a serial y se añade un prefijo cíclico de un tamaño acorde a la dispersión en tiempo del multitrayecto del canal. La señal pasa por un conversor digital analógico y un filtro pasa bajos. Finalmente, se añade a la señal una componente DC  $\beta_{DC}$  de acuerdo a la ecuación (1.36) [18], [19].

$$\beta_{DC} = \mu\sqrt{E\{x(t)^2\}}$$

**Ecuación 1.36.** Componente DC para DCO-OFDM

Donde  $\mu$  es un valor constante, usualmente se usa la unidad, el término  $\sqrt{E\{x(t)^2\}}$  expresa la varianza de los niveles de la señal en tiempo  $x(t)$ .

Después de añadir la componente DC, todos los valores que generan un valor inferior al punto de conducción del LED son recortados generando un ruido de recorte.

En la recepción como se muestra en la Figura 1.19 se realiza el procedimiento contrario. Se filtra y convierte la señal análoga a digital. Se retira el prefijo cíclico y se realiza la conversión serial a paralelo. La señal discreta en tiempo pasa por un bloque FFT convirtiéndola en una señal discreta en frecuencia con la información en cada una de las subportadoras tanto pares como impares. La señal discreta en frecuencia pasa por un bloque ecualizador para contrarrestar los efectos del canal. Finalmente, la señal discreta en cuadratura se decodifica y demodula para obtener la información original en forma de bits.

Se puede notar en la ecuación (1.35) que la información en realidad se encuentra dentro de las  $\frac{N}{2} - 1$  subportadoras, es decir desde  $S_{dco_1}$  hasta  $S_{dco_{\frac{N}{2}-1}}$ , el resto de las subportadoras sirven para poder obtener una señal real. Por lo tanto la velocidad de transmisión de un sistema DCO-OFDM denotada por  $R_{DCO-OFDM}$  puede calcularse mediante la ecuación (1.37) [4].

$$R_{DCO-OFDM} = \left( \frac{\frac{N}{2} - 1}{N + N_g} \right) B \log_2(M) \frac{bits}{s}$$

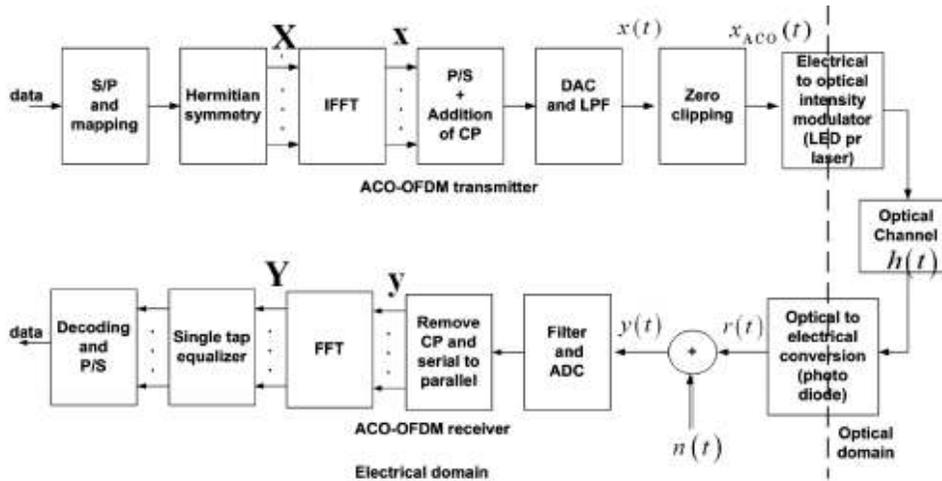
**Ecuación 1.37.** Velocidad de transmisión para DCO-OFDM

Donde  $N$  es el numero de elementos del vector  $S_{dco}$ ,  $N_g$  es el numero de elementos que se añaden como intervalo de guarda en el prefijo cíclico,  $B$  es el ancho de banda y  $M$  el grado de la modulación en cuadratura.

**1.5.5.4 Modulación ACO-OFDM**

La modulación ACO-OFDM (*Asymmetrically Clipped Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) usa la simetría Hermítica para obtener una señal completamente real en el dominio del tiempo y recortando su parte negativa se obtiene una señal completamente positiva. La información es transmitida solo en las subportadoras impares ya que el ruido que se produce por el recorte de la parte negativa de la señal afecta solo a las subportadoras pares [3], [4], [18]–[21]. El diagrama de bloques de la Figura 1.20 [18], muestra un sistema ACO-OFDM básico.

Los datos ingresan como bits a un bloque modulador en cuadratura de orden M donde se mapean y se convierten de serial a paralelo para obtener números complejos correspondientes a cada subportadora  $S_{aco-k}$ . Después se organizan las subportadoras siguiendo una estructura dada por la ecuación (1.38). Obteniendo una simetría Hermítica con información ubicada solo en las subportadoras impares.



**Figura 1.20.** Diagrama de bloques de un sistema ACO-OFDM básico [18].

$$\begin{aligned}
 S_{aco} &= \{0, X_0, 0, X_1, 0, \dots, 0, X_{M-1}, 0, \overline{X_{M-1}}, 0, \dots, 0, \overline{X_1}, 0, \overline{X_0}\} \\
 &= \{0, S_{aco1}, 0, S_{aco3}, 0, \dots, 0, S_{aco\frac{N}{2}-1}, 0, S_{aco\frac{N}{2}+1}, \dots, S_{acoN-1}\}
 \end{aligned}$$

**Ecuación 1.38.** Estructura de una señal discreta compleja en el dominio de la frecuencia para ACO-OFDM.

La señal discreta a la salida del bloque de simetría Hermítica  $S_{aco}$  en el dominio de la frecuencia se transforma al dominio del tiempo mediante el bloque IFFT generando una señal real variable entre valores positivos y negativos. Se añade un prefijo cíclico y se convierte la señal paralela en serial para pasar a un conversor digital-analógico. Finalmente se recorta la parte negativa de la señal para que module el LED y se envíe por el canal.

En la recepción el procedimiento es el contrario. La señal óptica se convierte a corriente por el fotodetector añadiendo un ruido AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Después la señal es filtrada y convertida a digital para poder retirar el prefijo cíclico y convertir la señal a paralela. La señal discreta en tiempo pasa por un bloque FFT para convertirla en una señal discreta en frecuencia la cual se ecualiza para contrarrestar los efectos del canal. A esta señal se retiran las subportadoras impares de interés donde se encuentra la

información y se pasan a un bloque decodificador y demodulador en cuadratura para finalmente obtener la información en un esquema de bits.

De la ecuación (1.38),  $S_{aco}$  es un conjunto de  $N$  elementos  $\{S_{aco_0} S_{aco_1} \dots S_{aco_{N-1}}\}$  de los cuales la información se encuentra en  $\frac{N}{4}$  subportadoras impares dentro del subconjunto desde  $S_{aco_1}$  hasta  $S_{aco_{\frac{N}{2}-1}}$  de un total de  $N$  subportadoras transmitidas. El resto de las subportadoras sirven para poder obtener una señal real en tiempo y minimizar los efectos del ruido de recorte. Así la velocidad de transmisión  $R_{ACO-OFDM}$  de un sistema ACO-OFDM viene dada por la ecuación (1.39) [4].

$$R_{ACO-OFDM} = \left( \frac{\frac{N}{4}}{N - Ng} \right) B \log_2(M) \frac{(bits)}{s}$$

**Ecuación 1.39.** Velocidad de transmisión para ACO-OFDM.

#### 1.5.5.5 Modulación PAM-DMT

En un sistema DMT (*Discrete Multi Tone*) estándar la señal discreta en tiempo generada por la IFFT se puede expresar mediante la ecuación (1.32), donde  $X_k$  son valores complejos que representan cada tono (subportadora) los cuales pueden o no ser ortogonales entre si. OFDM es un caso especial de DMT ya que sus subportadoras son ortogonales entre sí [22].

La modulación PAM-DMT (*Pulse Amplitude Modulation-Discrete Multi Tone*) modula la señal sólo en amplitud y no en fase por lo que todas las subportadoras  $X_k$  solo tienen su componente imaginaria  $jB_k$ , entonces por (1.31) y (1.32) [22], [23] la señal en tiempo discreta que se obtiene a partir de una modulación PAM-DMT se puede expresar mediante la ecuación (1.40) [23].

$$x_n = \left( \frac{1}{\sqrt{N}} \right) \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin \left( \frac{2\pi}{N} kn \right)$$

**Ecuación 1.40.** Señal discreta en tiempo de una modulación PAM-DMT

Se puede observar en (1.40) que la señal discreta en tiempo  $x$  es asimétrica bajo la condición de simetría Hermítica de la ecuación (1.27), entonces si  $B_k = -B_{N-k}$ , la ecuación (1.40) puede expresarse como en la ecuación (1.41) [23]:

$$x_n = \left(\frac{-2}{\sqrt{N}}\right) \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} B_k \sin\left(\frac{2\pi}{N} kn\right)$$

**Ecuación 1.41.** Señal asimétrica discreta en tiempo de una modulación PAM-DMT

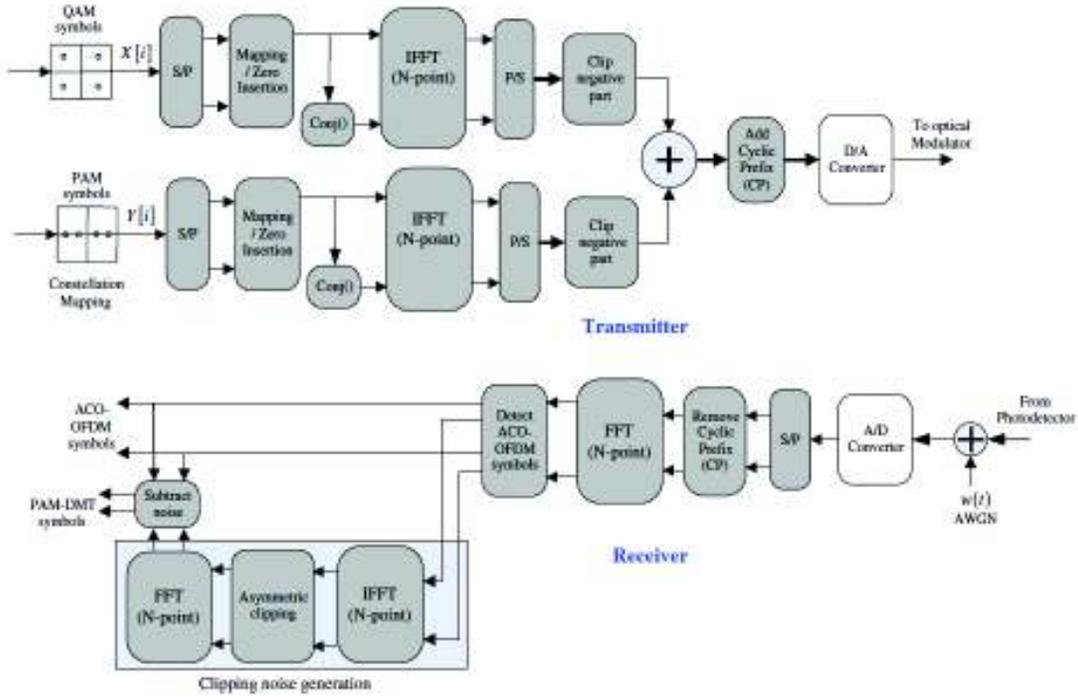
La señal  $x$  es completamente real porque cumple con la condición de simetría Hermítica, anulando su componente DC, esto es  $B_0 = 0, B_{\frac{N}{2}-1-k} = 0$ .

### 1.5.5.6 Modulación HACO-OFDM

La modulación HACO-OFDM (*Hybrid Asymmetrically Clipped Optical Orthogonal*) propuesta en [17] aprovecha las subportadoras pares sin utilizar en ACO-OFDM para transmitir información mediante una modulación de la parte imaginaria usando PAM-DMT. En la Figura 1.21 [17] se presenta un diagrama de bloques de un sistema HACO-OFDM.

Se generan dos bloques separados, el primer bloque genera las subportadoras impares mediante una modulación en cuadratura correspondiente a ACO-OFDM representadas por (1.38), se transforma a una señal discreta en tiempo mediante el bloque IFFT, después se recorta la parte negativa de la señal generando ruido de recorte  $I_{ACO}$  el cual recae sobre las subportadoras pares. El segundo bloque genera las subportadoras pares mediante una modulación PAM-DMT representada dada por (1.41) formando la señal  $S_{PAM}$  de la ecuación (1.42) donde  $Y_k$  representa las componentes imaginarias para obtener una señal asimétrica discreta en tiempo después de pasar por el bloque IFFT, después se recorta la parte negativa de la señal generando un ruido de recorte  $I_{PAM}$  que recae sobre la parte real de las subportadoras pares [17].

Una vez que se tienen cada una de las señales independientes discretas en tiempo recortadas se combinan entre sí para después añadir un prefijo cíclico y posteriormente convertir la señal digital en analógica y poder enviarla a través del LED al canal. La señal transmitida se expresa según la ecuación (1.43) [17].



**Figura 1.21.** Diagrama de bloques de un sistema HACO-OFDM [17].

$$S_{PAM} = \{0 \ 0 \ Y_0 \ 0 \ Y_1 \ 0 \ \dots \ 0 \ Y_{N-2} \ 0 \ 0 \ 0 \ \overline{Y_{N-2}} \ 0 \ \dots \ 0 \ \overline{Y_1} \ 0 \ \overline{Y_0} \ 0\}$$

**Ecuación 1.42.** Estructura de subportadoras PAM-DMT para HACO-OFDM

$$z = |x_{ACO}|_c + |y_{PAM}|_c = x_{ACO} + y_{ACO} + i_{ACO} + i_{PAM}$$

**Ecuación 1.43.** Señal discreta en tiempo transmitida en HACO-OFDM

Donde  $|\cdot|$  indica que las señales son positivas debido al recorte negativo,  $|x_{ACO}|_c$  y  $|y_{PAM}|_c$  son las señales en tiempo discreto recortadas respectivas a cada modulación y son iguales a la suma de las señales en tiempo  $x_{ACO}$  y  $y_{ACO}$  bipolares añadidas a un ruido de recorte producida por cada señal  $i_{ACO}$  y  $i_{PAM}$  para obtener su versión recortada [17].

En la recepción la señal óptica se convierte en una señal eléctrica  $r(t)$  por medio del fotodetector. Ruido debido a componentes eléctricos y ruido ambiental se modela como AWGN. La señal discreta recibida  $r$  después de una conversión análoga-digital se representa como en la ecuación (1.44).

$$r = z + w$$

**Ecuación 1.44.** Señal discreta en tiempo recibida

Donde  $w$  representa la versión discreta en tiempo del ruido AWGN. Se asume una ecualización ideal en la recepción. Después de retirar el prefijo cíclico la señal en tiempo

discreta pasa por un bloque FFT para obtener una señal en frecuencia discreta con las subportadoras  $R_k = Z_k + W_k$ , donde  $k$  representa la  $k$ -ésima subportadora.

$Z_k = Z_{even,k} + Z_{odd,k} + I_{ACO,k} + I_{PAM,k}$  representan los valores de las subportadoras pares e impares,  $W_k = W_{even,k} + W_{odd,k}$  es la representación en el dominio de la frecuencia del ruido que cae en cada subportadora.

En [24] se muestra que al recortar la parte negativa de una señal asimétrica real en el tiempo las componentes impares de frecuencia reducen su amplitud a la mitad debido al ruido de recorte y su simetría. Por lo tanto, para corregir en la recepción la atenuación de las subportadoras impares, éstas se multiplican por un factor de 2 para escalarlas correctamente.

Una vez que se tiene en la recepción las subportadoras, el primer paso es estimar correctamente las subportadoras ACO-OFDM transmitidas en las posiciones impares de todo el conjunto. Esto ayuda a regenerar un ruido de recorte estimado  $\widehat{I_{ACO,k}}$  que ésta presente en las subportadoras pares. Una vez que se identifica  $\widehat{I_{ACO,k}}$  se lo substraer de las subportadoras pares recibidas  $Z_{even,k}$  obteniendo un estimado  $\widehat{Z_{even,k}}$  expresada en la ecuación (1.45) para finalmente extraer la parte imaginaria y obtener un estimado de las subportadoras PAM.

$$\widehat{Z_{even,k}} = (Z_{even,k} + I_{ACO,k} + I_{PAM,k} + W_{even,k}) - \widehat{I_{ACO,k}}$$

**Ecuación 1.45.** Substracción del ruido de recorte en subportadoras pares.

Para recuperar las subportadoras PAM estimadas se realiza la operación descrita en la ecuación (1.46).

$$\widehat{Y_{PAM}} = \text{imag}(\widehat{Y_{even,k}}) = \text{imag}(Y_{even,k} + I_{ACO,k} + W_{even,k} - \widehat{I_{ACO,k}})$$

**Ecuación 1.46.** Recepción de subportadoras imaginarias PAM pares.

Una vez que se recuperaron las subportadoras ACO y PAM mediante un demodulador en cuadratura y un demodulador PAM se recuperan los bits. En (1.46) no se toma en cuenta el ruido de recorte  $I_{PAM,k}$  debido a que éste solo afecta a las componentes reales de las subportadoras pares.

En base a la velocidad de transmisión promedio presentada en [17] y las ecuaciones de velocidad efectiva presentadas en [4] se puede deducir que la velocidad de transmisión para un sistema HACO-OFDM denotada por  $R_{HACO-OFDM}$  donde la información es transmitida en  $\frac{N}{2} - 1$  subportadoras de un total de  $N$ , se tiene la ecuación (1.47).

$$R_{HACO-OFDM} = \left( \frac{\frac{N}{2} - 1}{N + Ng} \right) B \left( \frac{\log_2(M_{ACO}) + \log_2(M_{PAM})}{2} \right) \frac{bits}{s}$$

**Ecuación 1.47.** Velocidad de transmisión para un sistema HACO-OFDM

Donde  $N$  es el número de subportadoras que se transmiten,  $Ng$  son las subportadoras que se añaden como intervalo de guarda por el prefijo cíclico,  $B$  es el ancho de banda,  $M_{ACO}$  es el grado de la modulación en cuadratura usada en ACO-OFDM, y  $M_{PAM}$  es el grado de la modulación PAM.

## **2. METODOLOGÍA**

Para comparar y diferenciar cada una de las técnicas de modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM, se emplea una investigación explicativa aplicando una metodología analítica con soporte experimental a través de simulaciones en MATLAB de las técnicas de modulación y su comportamiento a través del canal propuesto.

En primer lugar, se explica cada técnica de modulación con su respectiva simulación para describir características como: nivel de DC, ruido de recorte, componentes real e imaginaria en el dominio del tiempo, la cantidad de subportadoras necesarias para transmitir determinada información y análisis de la eficiencia espectral. Después se describe el canal a ser simulado bajo determinadas condiciones como por ejemplo linealidad del LED, dimensiones de la habitación vacía, coeficiente de reflexión de las paredes, diferencial de área que se elige, entre otros.

Las simulaciones realizadas sobre el canal como distribución de potencia y retardo promedio ayudaran a elegir tres puntos fijos respecto a la posición del receptor para obtener las respuestas al impulso más adecuadas para las simulaciones.

Finalmente se estructura el sistema de comunicación óptico inalámbrico para simular la transmisión y recepción a través del canal con una determinada cantidad de símbolos OFDM, y del dicho sistema obtener resultados de las simulaciones en términos de BER, PAPR y eficiencia espectral.

### **2.1. Implementación en MATLAB de las técnicas de modulación**

En esta sección se muestra cómo implementar en MATLAB cada una de las técnicas de modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM revisadas en la sección 1.3.5. Además, se presentan ejemplos para analizar y comprobar las características de cada una de las técnicas con respecto al nivel de DC, ruido de recorte, componentes real e imaginaria en el dominio del tiempo y la cantidad de subportadoras necesarias para transmitir determinada información.

#### **2.1.1. DCO-OFDM**

Los pasos para modular con DCO-OFDM se presentan en la Figura 1.19 como un diagrama de bloques. En MATLAB se ha programado un script siguiendo el pseudocódigo de la Figura 2.1. El *script* completo se presenta en el Anexo I.

```

1) Definir variables: Número de subportadoras
   N_sub1, número de bits por simbolo s, con  $M=2^s$ ,
   u.
2) data=Generar datos aleatorios entre valores de 0
   y 1 con parámetros (N_sub, s).
3) data_dec=Conversion binario a decimal (data)
4) data_mod=modulacion M-QAM (data_dec,M)
5) data_hermit=ordenar(data_mod)
6) data_ofdm_herm=ifft(data_hermit)
7) DC= $u\sqrt{E}$ (data_ofdm_herm)
8) DCO=data_ofdm_hermit + DC

```

**Figura 2. 1.** Pseudocódigo para la modulación DCO-OFDM

El primer paso del pseudocódigo de la Figura 2.1 es la generación aleatoria de datos representada por la variable `data` con valores binarios de 0 y 1. Para esta generación se requiere de los parámetros `N_sub1` (número de subportadoras a transmitir) y la cantidad de bits por símbolo a transmitirse dado por `s` la cual se obtiene a partir del orden  $M$ -QAM.

Segundo, se realiza la conversión de binario a decimal de la matriz (`N_sub1` × `s`) `data` para después realizar la modulación  $M$ -QAM, se almacenan en la variable `data_mod`. Un ejemplo de la ejecución del script hasta la modulación, con  $N_{sub1}=4$  subportadoras y  $M=16$  se presenta en la Tabla 2.1.

**Tabla 2. 1.** Ejemplo de la generación de datos.

<code>N_sub1</code>	<code>data</code>				<code>data_dec</code>	<code>data_mod</code>
<code>N_1</code>	0	1	0	0	2	-3-3i
<code>N_2</code>	1	1	1	0	7	-1 - 1i
<code>N_3</code>	0	0	0	0	0	-3 + 3i
<code>N_4</code>	0	0	1	1	12	1 + 3i

En cuarto lugar, se reordenan las subportadoras conforme a la ecuación (1.35), donde las posiciones de subportadoras 1 y 6 son valores nulos, de esta forma se cumple con la condición de simetría Hermítica de la ecuación (1.34).

Como se muestra en la variable `data_hermit` de la Tabla 2.2, desde las posiciones de las subportadoras, 6 hasta 9 son los valores conjugados e invertidos en posición de las

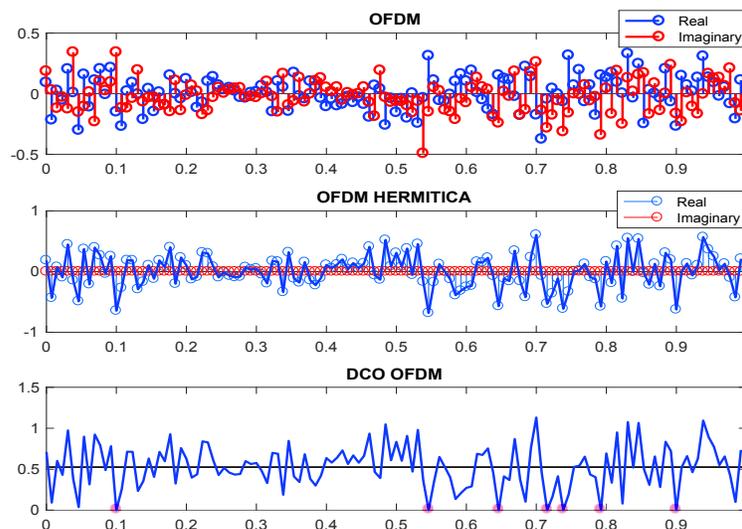
subportadoras 1 a 4; las subportadoras, inicial e intermedia tienen un valor nulo. También se puede observar que, dentro de las diez subportadoras a transmitirse, solo cuatro de ellas contienen la información útil, es decir, del total de  $N_{sub2}$  subportadoras a transmitirse sólo  $N_{sub1} = \frac{N_{sub2}}{2} - 1$  subportadoras tienen información útil. En el primer argumento de (1.37) se encuentra expresada la relación entre las subportadoras con información útil y las subportadoras totales a transmitirse.

**Tabla 2. 2.** Mapeo de subportadoras DCO-OFDM.

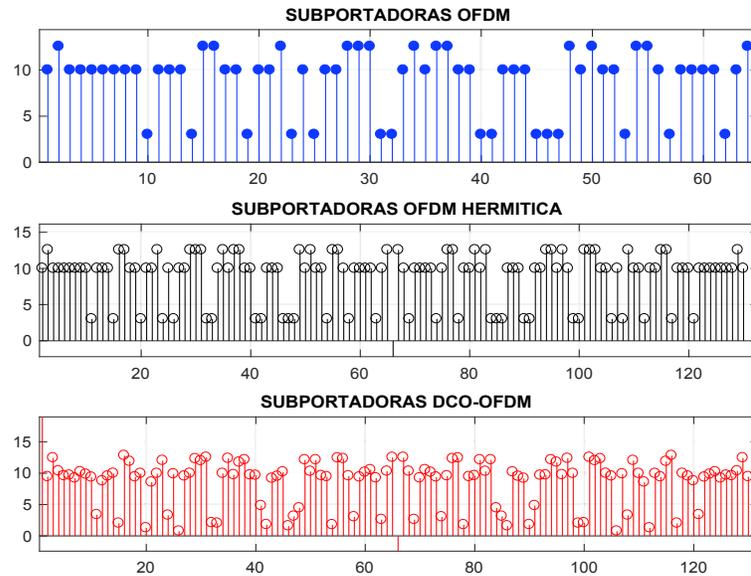
	data_hermit									
Posición	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
valor	0 + 0i	-3 - 3i	-1 - 1i	-3 + 3i	1 + 3i	0 + 0i	1 - 3i	-3 - 3i	-1 + 1i	-3 + 3i

En quinto lugar, se calcula la IFFT de la variable `data_hermit`. Finalmente, en los pasos sexto y séptimo se calcula la componente DC, expresada en (1.36), para añadir a la señal de tiempo discreto obtenida en el paso cuarto y se recorta la parte negativa de la señal. La elección de  $\mu$  de (1.36) debe ser adecuada para que el recorte de la parte negativa de la señal sea mínimo y que los valores de PAPR sean adecuados para no causar distorsiones en el LED.

En el ejemplo de esta simulación se omite el prefijo cíclico debido a que se analizará la señal antes de pasar por el canal y no es de interés en este punto.



**Figura 2. 2.** Señales OFDM en tiempo discreto, OFDM con simetría Hermítica y DCO-OFDM en tiempo discreto.



**Figura 2. 3.** Subportadoras OFDM, OFDM Hermítica y DCO-OFDM en frecuencia discreta.

En las Figuras 2.2 y 2.3 se muestra un ejemplo de una señal OFDM simulada obtenida con los pasos anteriormente descritos, OFDM con simetría Hermítica y una señal DCO-OFDM tanto en el dominio del tiempo discreto como en el dominio de la frecuencia discreta, las señales se generan a partir de un número de 64 subportadoras y una modulación 16-QAM.

Se puede observar que la simetría Hermítica aplicada a una señal OFDM tiene dos características importantes, la primera es generar una señal en tiempo completamente real y la segunda es la simetría en las subportadoras; sin embargo, se requiere un mayor ancho de banda. En el ejemplo de las Figura 2.3, la señal DCO-OFDM requiere un ancho de banda ocupado por 130 subportadoras en comparación con una señal OFDM con un ancho de banda ocupado por 64 subportadoras.

Una vez que se añade un nivel de DC adecuado puede que existan ciertas partes de la señal que sigan siendo negativas por lo que se recortan como en el ejemplo de la Figura 2.2 marcadas con círculos al nivel de 0. En la Figura 2.3 el nivel de DC se identifica como la subportadora en la posición 1 y la subportadora en la posición 66 es nula, mientras que los efectos de recorte de la señal generan ruido en los niveles de todas las subportadoras como se muestra en la Figura 2.4 donde se comparan las subportadoras con recorte y sin recorte.

En [25] se plantea un problema de minimización del ruido de recorte para encontrar un nivel de DC óptimo.

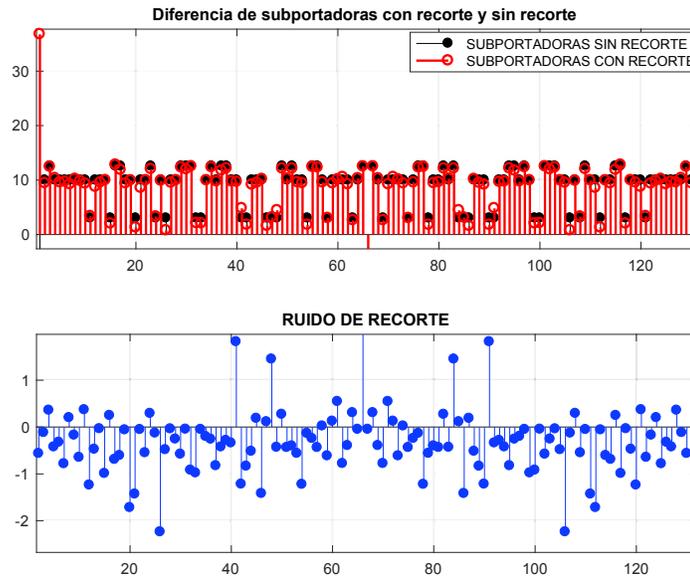


Figura 2. 4. Ruido de recorte en subportadoras DCO-OFDM.

### 2.1.2. ACO-OFDM

Los pasos para modular con ACO-OFDM siguen los bloques descritos en la Figura 1.20. Mientras que en MATLAB se ha programado un script siguiendo el pseudocódigo que se presenta en la Figura 2.5. El *script* completo se presenta en el Anexo II.

```

1) Definir variables: Número de subportadoras N_sub1,
número de bits por simbolo s, con M=2^s.
2) data=generar datos aleatorios(N_sub,s)
3) data_dec=conversion binario a decimal (data)
4) data_mod=modulación M-QAM (data_dec)
5) odd=lazo for para ordenar data_mod en posiciones
impares
6) data_hermit=ordenar (odd);
7) aco_ofdm=ifft(data_hermit)
8) aco_ofdm=recortar parte negativa(aco_ofdm)

```

Figura 2. 5. Pseudocódigo para la modulación ACO-OFDM

La generación de datos hasta la etapa de modulación  $M$ -QAM es la misma que en DCO-OFDM, un ejemplo se encuentra en la Tabla 2.1.

En los pasos 5) y 6) de la Figura 2.5, los valores complejos que se obtienen después de la modulación  $M$ -QAM representan cada una de las subportadoras que llevan información útil. Éstos valores hay que mapearlos o reordenarlos para obtener el vector  $S_{aco}$  de la ecuación (1.38), donde las subportadoras  $N_{sub2}$  pares son nulas y cumple con la simetría Hermítica. En la Tabla 2.3 se presenta un ejemplo del reordenamiento de las subportadoras. Las subportadoras  $N_{sub2}$  a partir de 8 son conjugadas de las subportadoras  $N_{sub2}$  desde 0 hasta 7 donde las subportadoras  $N_{sub2}$  impares son las que llevan información. Para transmitir cuatro subportadoras con información útil se necesita un total de dieciséis subportadoras.

**Tabla 2. 3.** Mapeo de subportadoras ACO-OFDM

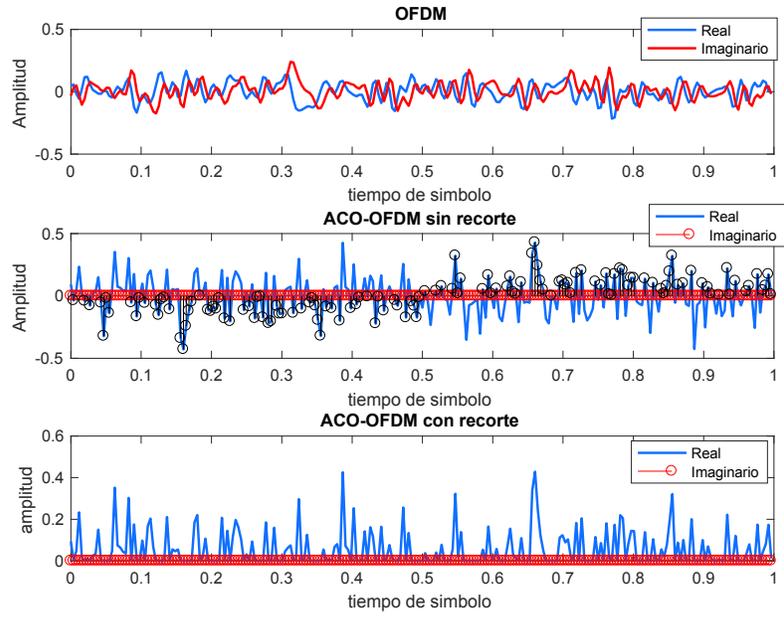
Posición	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$N_{sub2}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Valor	0+0i	3-3i	0+0i	-1-1i	0+0i	-1-3i	0+0i	1+3i	0+0i	1-3i	0+0i	-1+3i	0+0i	-1-1i	0+0i	3+3i

Por lo tanto, en una modulación ACO-OFDM en la que se transmiten  $N_{sub2}$  subportadoras, sólo  $N_{sub1} = N_{sub2}/4$  subportadoras tienen información útil.

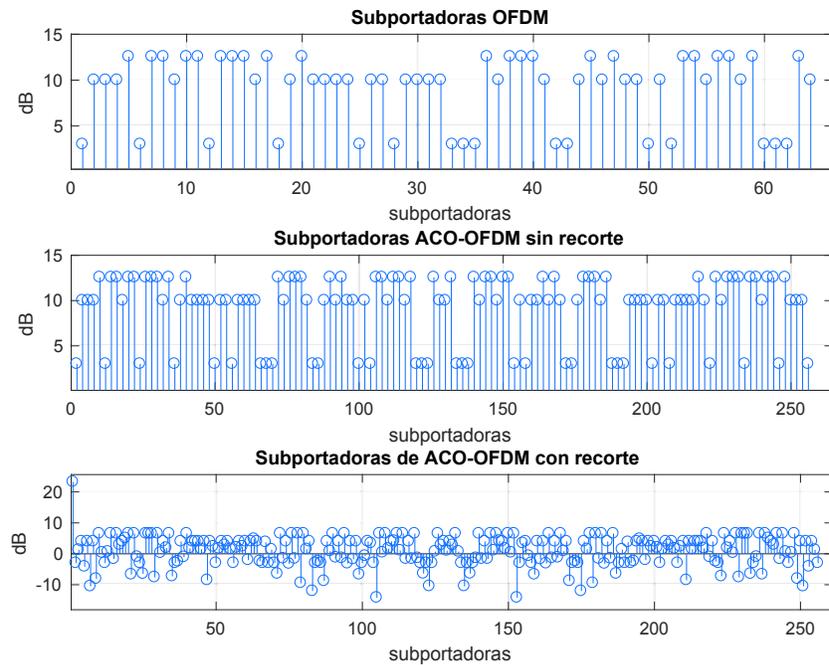
Una vez reordenados los valores complejos se calcula la IFFT. Finalmente se recorta la parte negativa para obtener una señal completamente positiva.

En las Figuras 2.6 y 2.7 se presenta un ejemplo simulado de una señal OFDM, una señal ACO-OFDM sin recorte y una señal ACO-OFDM con recorte de su parte negativa, las señales se generan a partir de 64 subportadoras y una modulación 16-QAM. Debido a la simetría Hermítica generada por el reordenamiento de subportadoras la señal es completamente real.

El reordenamiento de subportadoras para una señal ACO-OFDM permite que dicha señal sea asimétrica en el dominio del tiempo discreto, es decir  $x_{ACO,n} = -x_{ACO,-n}$ ,  $0 \leq n < N - 1$  donde  $x_{ACO,n}$  es una muestra de la señal en tiempo discreta ACO-OFDM,  $n$  el índice correspondiente a dicha muestra y  $N$  el número total de muestras, lo que permite mantener la información después de recortarla. Como se puede apreciar en la Figura 2.6 la primera mitad de la parte negativa de la señal ACO-OFDM sin recorte se replica en la segunda mitad del símbolo [4].



**Figura 2. 6.** Señales OFDM, ACO-OFDM sin recorte y ACO-OFDM con recorte en el dominio del tiempo discreto.

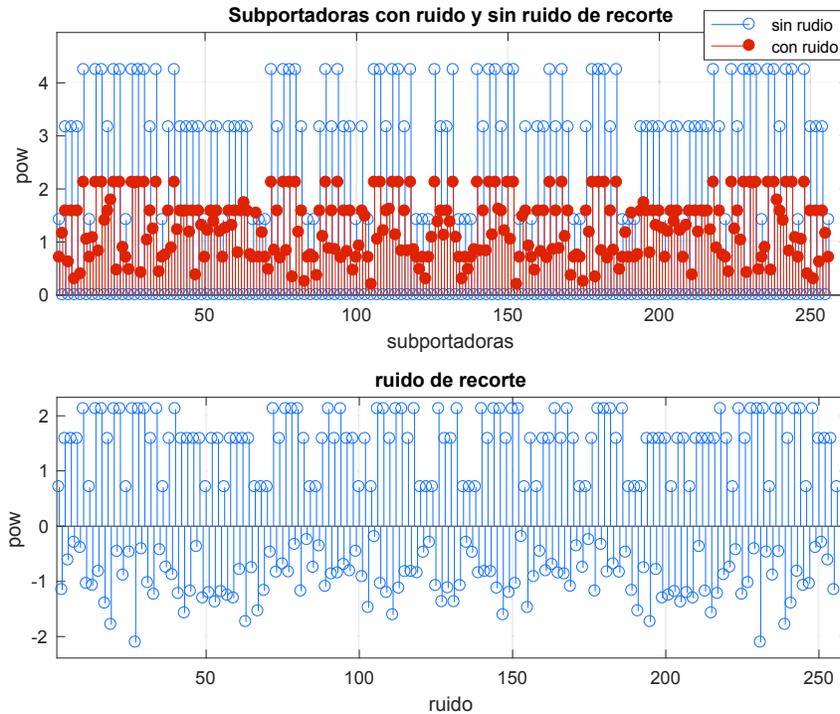


**Figura 2. 7.** Subportadoras OFDM, ACO-OFDM sin recorte y ACO-OFDM con recorte en el dominio de la frecuencia discreta.

El recorte de una señal ACO-OFDM para tener una señal completamente positiva tiene varios efectos. El primero es cambiar la componente DC de la señal, sin embargo, esta componente no es mayor que en DCO-OFDM lo que evita la posibilidad que la señal no trabaje dentro del rango lineal del LED. El segundo es disminuir la potencia de las portadoras impares a la mitad [26], en la Tabla 2.4 se presentan los primeros ocho valores de las subportadoras impares de una señal ACO-OFDM con recorte y sin recorte de 64 subportadoras. Y el tercero es la presencia de ruido en las subportadoras pares, las cuales tienen un valor nulo y no llevan información como se muestra en la Figura 2.8.

**Tabla 2. 4.** Efecto de recorte en amplitud de subportadoras.

Subportadoras N_sub2 impares						
N_sub2	Valor	Potencia		Valor	Potencia	
	sin recorte	mW	dB	con recorte	mW	dB
<b>1</b>	-3 - 1i	10	10	-1,5 - 0,5i	2,5	3,98
<b>3</b>	3 + 3i	18	12,55	1,5 + 1,5i	4,5	6,53
<b>5</b>	1 + 3i	10	10	0,5 + 1,5i	2,5	3,98
<b>7</b>	-3 - 3i	18	12,55	-1,5 - 1,5i	4,5	6,53
<b>9</b>	-1 - 1i	2	3,01	-0,5 - 0,5i	0,5	-3,01
<b>11</b>	3 - 1i	10	10	1,5 - 0,5i	2,5	3,98
<b>13</b>	3 + 1i	10	10	1,5 + 0,5i	2,5	3,98
<b>15</b>	-1 + 3i	10	10	-0,5 + 1,5i	2,5	3,98



**Figura 2.8.** Efecto del recorte en las subportadoras de una señal ACO-OFDM

### 2.1.3. HACO-OFDM

Para modular con HACO-OFDM se siguen los pasos descritos en el diagrama de la Figura 1.21. En MATLAB se ha programado un script siguiendo el pseudocódigo de la Figura 2.9. El *script* completo se presenta en el Anexo III.

En el punto 2) de la Figura 2.9, la generación de datos se realiza por separado `data_aco` y `data_pam` con un número de subportadoras `N_sub1` y `N_sub1-1` respectivamente.

En los puntos 3) y 4), los datos `data_dec_aco` se modulan con  $M$ -QAM, con  $M=M_{aco}$ , mientras que los datos `data_dec_pam` se modulan con  $M$ -PAM con  $M=M_{pam}$  y un desfase de  $\frac{\pi}{2}$  para obtener solo componentes imaginarias.

En 5) y 6) se reordenan las subportadoras pares e impares para cumplir con la condición de simetría Hermítica dada en (1.34), las subportadoras `data_mod_aco` se ubican en las subportadoras impares, siguiendo la estructura de (1.38), y las subportadoras `data_mod_pam` en las posiciones pares, siguiendo la estructura de (1.42).

En 7) y 8), a cada vector se realiza la operación IFFT para obtener las muestras de cada señal `aco_ofdm` y `pam_dmt` en el dominio del tiempo discreto donde las señales ACO-

OFDM y PAM-DMT obtenidas son asimétricas [4], [17], por lo que llevan la misma información en ambas partes tanto negativa como positiva. Esto permite que al recortar las señales no se pierda información ya que el ruido de recorte solo recae en la parte real de las subportadoras pares y disminuye a la mitad la potencia del resto de subportadoras [26]. Después se recorta la parte negativa de cada señal para finalmente en 8) sumarlas entre sí y obtener la señal HACO-OFDM en tiempo discreta.

```

1) Declarar variables: número de subportadoras ACO  $N_{sub1}$ ,
número de bits por simbolo  $saco$ , donde  $Maco=2^{saco}$ , número de
bits por simbolo  $spam$ , donde  $Mpam=2^{spam}$ .
2) Generación de datos aleatorios entre 0 y 1,
 $data\_aco(N_{sub1},saco)$  para ACO y  $data\_pam(N_{sub1}-1,spam)$ 
para PAM.
3)  $data\_dec\_aco=$ conversión binario a decimal( $data\_aco$ )
 $data\_dec\_pam=$ conversión binario a decimal( $data\_pam$ )
4)  $data\_mod\_aco=$ modulación M-QAM ( $data\_dec\_aco,Maco$ )
 $data\_mod\_pam=$ modulación M-PAM ( $data\_dec\_pam,Mpam,\pi/2$ )
5)  $even=$ ordenar subportadoras pares( $data\_mod\_pam$ )
 $odd=$ ordenar subportadoras impares( $data\_mod\_aco$ )
6)  $data\_hermit\_aco=$ ordenar( $odd$ )
 $data\_hermit\_pam=$ ordenar( $even$ )
7)  $pam\_dmt=$ ifft( $data\_hermit\_pam$ )
 $pam\_dmt=$ recortar( $pam\_dmt$ )
8)  $aco\_ofdm=$ ifft( $data\_hermit\_aco$ )
 $aco\_ofdm=$ recortar( $aco\_ofdm$ )
9)  $haco\_mod=aco\_ofdm+pam\_dmt$ 

```

**Figura 2. 9.** Pseudocódigo para la modulación HACO-OFDM

En la Tabla 2.5 se muestra un ejemplo de generación de datos para HACO-OFDM, con la parte de ACO-OFDM que transmite  $N = 4$  subportadoras con modulación 16-QAM con información útil y PAM-DMT que transmite  $N - 1$  subportadoras con modulación 4-PAM con información útil. Donde  $N_{sub}$  indica el número de cada subportadora, QAM y PAM son los datos modulados en sus respectivas modulaciones, Dec y Bin la correspondiente representación de los datos en decimal y binario.

Un ejemplo del reordenamiento de subportadoras se efectúa como se muestra en la Tabla 2.6. Las subportadoras impares desde  $N_1$  hasta  $N_7$  llevan información útil en la modulación ACO-OFDM, mientras que las subportadoras pares desde  $N_2$  hasta  $N_6$  llevan información útil en la modulación PAM-DMT. El resto de las subportadoras son conjugadas simétricas a las primeras.

Para transmitir siete subportadoras con información útil se necesitan de dieciséis subportadoras en total. Por lo tanto, de  $N_{sub2}$  subportadoras transmitidas sólo  $N_{sub1} = \frac{N_{sub2}}{2} - 1$  subportadoras llevan información útil lo que se expresa en (1.47).

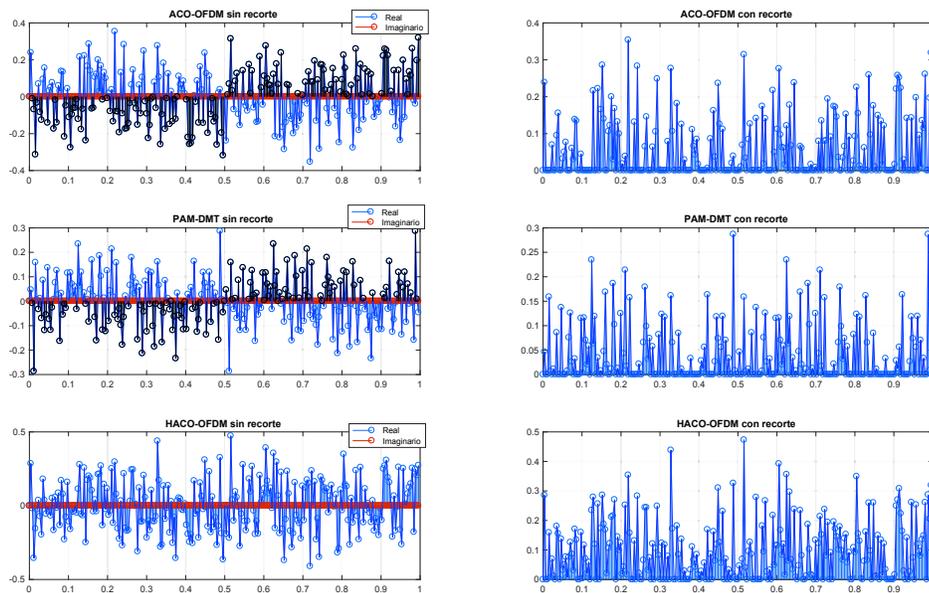
**Tabla 2. 5.** Generación de datos para HACO-OFDM

	Bin				Dec	QAM	N_sub	Posic
<b>Datos ACO-OFDM</b>	0	1	0	1	10	3 - 3i	<b>N_1</b>	<b>2</b>
	0	1	0	1	10	3 - 3i	<b>N_3</b>	<b>4</b>
	1	1	0	1	11	3 - 1i	<b>N_5</b>	<b>6</b>
	0	0	0	0	0	-3 + 3i	<b>N_7</b>	<b>8</b>
						<b>PAM</b>		
<b>Datos PAM-DMT</b>			0	0	0	0 - 3i	<b>N_2</b>	<b>3</b>
			0	0	0	0 - 3i	<b>N_4</b>	<b>5</b>
			1	1	3	0 + 3i	<b>N_6</b>	<b>7</b>

En la Figura 2.10 se presentan las señales ACO-OFDM, PAM-DMT y su suma para obtener una señal HACO-OFDM, en las señales sin recorte se puede observar la asimetría que tienen las señales por lo que no se pierde información al momento de realizar el recorte. Sin embargo, los efectos del recorte generan ruido en la parte real de las subportadoras pares correspondientes a PAM-DMT, es decir, en estas subportadoras se induce un ruido por recorte tanto de la señal ACO-OFDM como de la señal PAM-DMT, las subportadoras impares sólo sufren una disminución de la mitad de la potencia y recae en las subportadoras ACO-OFDM. Los efectos del ruido en las subportadoras se pueden observar en la Figura 2.11.

**Tabla 2. 6.** Reordenamiento de subportadoras para HACO-OFDM

<b>Posic</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>	<b>7</b>	<b>8</b>
<b>N_k</b>	<b>N_0</b>	<b>N_1</b>	<b>N_2</b>	<b>N_3</b>	<b>N_4</b>	<b>N_5</b>	<b>N_6</b>	<b>N_7</b>
<b>ACO</b>	0	3-3i	0	3-3i	0	3-1i	0	-3+3i
<b>PAM</b>	0	0	0-3i	0	0-3i	0	0+3i	0
<b>HACO</b>	0	3-3i	0-3i	3-3i	0-3i	3-1i	0+3i	-3+3i
<b>Posic</b>	<b>9</b>	<b>10</b>	<b>11</b>	<b>12</b>	<b>13</b>	<b>14</b>	<b>15</b>	<b>16</b>
<b>N_k</b>	<b>N_8</b>	<b>N_9</b>	<b>N_10</b>	<b>N_11</b>	<b>N_12</b>	<b>N_13</b>	<b>N_14</b>	<b>N_15</b>
<b>ACO</b>	0	-3-3i	0	3+1i	0	3+3i	0	3+3i
<b>PAM</b>	0	0	0-3i	0	0+3i	0	0+3i	0
<b>HACO</b>	0	-3-3i	0-3i	3+1i	0+3i	3+3i	0+3i	3+3i



**Figura 2. 10.** Señales en tiempo ACO-OFDM, PAM-DMT y HACO-OFDM

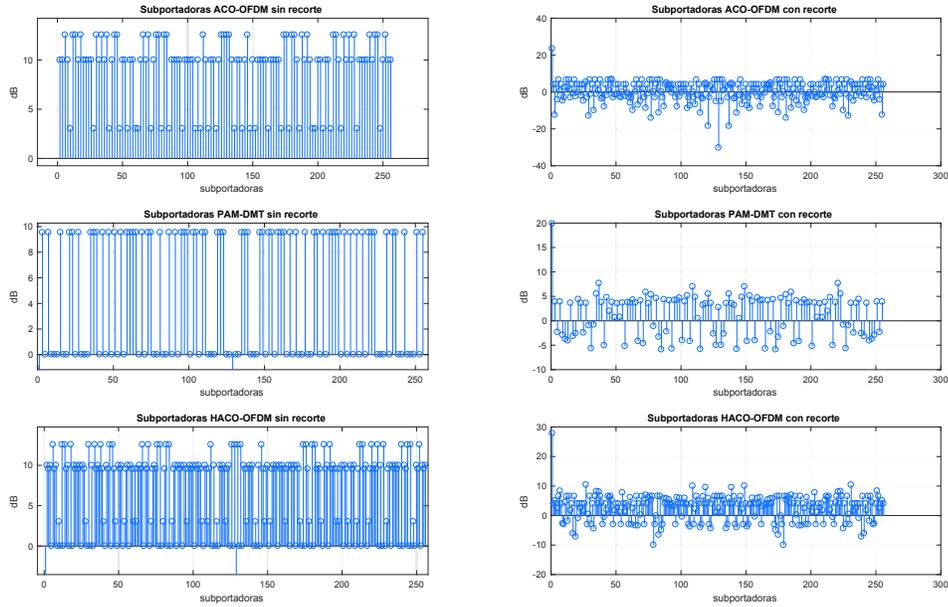


Figura 2. 11. Subportadoras de las señales ACO-OFDM, PAM-DMT y HACO-OFDM

## 2.2. Implementación en MATLAB del canal óptico

En éste capítulo se presenta el proceso para implementar en MATLAB las curvas de transferencia que relacionan voltaje con corriente (V-I) y corriente con potencia óptica (I-Popt) del LED, también se explica cómo linealizar la curva V-I de acuerdo con lo propuesto en [27] donde se propone pre-distorsionar la señal con una función de predistorción para que la curva de transferencia del LED sea lineal. Se asume que las señales se encuentran dentro del ancho de banda del LED, por lo que este parámetro no se toma en cuenta dentro de las simulaciones.

Además, se explica cómo se implementa en MATLAB el canal óptico propuesto por [6], [8] en el cual se analiza la distribución de potencia óptica dentro de una habitación y el Drms (*Root Mean Square Delay spread*) para finalmente elegir tres puntos dentro de la habitación donde se ubicará el receptor y obtener sus respectivas respuestas impulsivas.

### 2.2.1. Implementación en MATLAB de las curvas de transferencia del LED

El LED Golden DRAGON ZW W5SG, cuya hoja de especificaciones está en [28], se usa como base en esta simulación, además ha sido usado en [4] donde usa las curvas de transferencia del LED para analizar las modulaciones DCO-OFDM y ACO-OFDM. En [28] las características de interés del LED son: el rango permitido de la corriente DC de conducción del LED, que se encuentra entre 100 y 500 mA con un punto de trabajo máximo recomendado a los 350 mA, el valor pico máximo que una señal AC puede

alcanzar es de hasta 1 A de saturación del LED, un flujo luminoso de 71 lumens (lm) y una intensidad luminosa de 17 candelas (cd) a ese punto de trabajo y un ángulo de media potencia de 60°.

En la Figura 2.12 [28] se presentan las curvas: (a) que relaciona el voltaje con la corriente de conducción que circula por el LED (V-I) y (b) que relaciona la corriente de conducción del LED con el flujo luminoso relativo a 350 mA (71 lm) (I-F), de la cual se puede obtener la relación de corriente de conducción del LED con potencia óptica emitida a partir de la eficiencia luminosa (relaciona lumens por cada unidad de potencia). En la ficha técnica del LED se presenta una eficiencia luminosa de 40 lm/W, sin embargo en este trabajo se usará la eficiencia luminosa máxima teórica para LEDs de luz blanca de 300 lm/W [29].

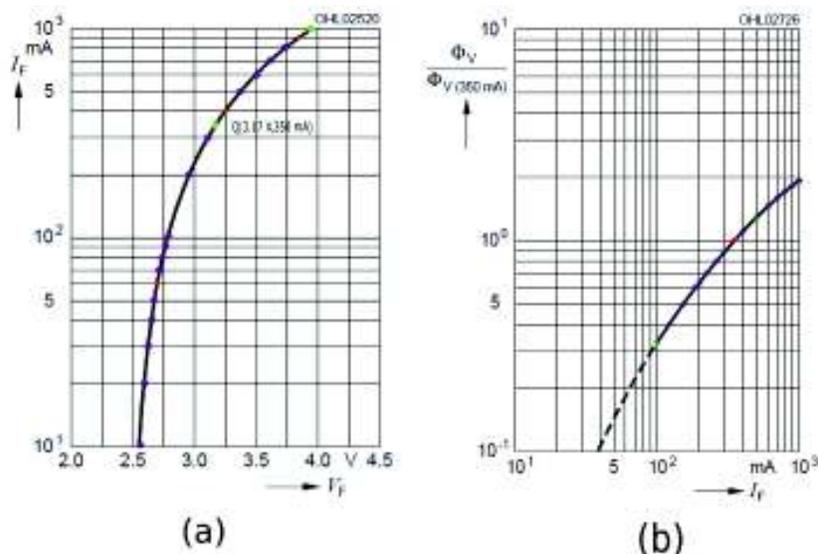
Con los datos que se obtienen de las curvas presentadas en la Figura 2.12 y resumidos en las Tablas 2.7 y 2.8 se procede a realizar una interpolación polinómica para su simulación.

Para las curvas V-I e I-F se tienen en la ecuación (2.1) los polinomios  $Pol_{v-i}$  y  $Pol_{i-f}$  que más se ajustan a las curvas, donde  $Pol_{v-i}$  es el polinomio generado para la curva V-I y  $Pol_{i-f}$  es el polinomio generado para la curva I-F, para obtener la curva I-Popt, se multiplica por un factor de (71/300) a la curva I-F.

$$Pol_{v-i} = 0.0068x^6 - 0.0107x^5 - 0.0087x^4 - 0.0049x^3 + 0.0630x^2 + 0.3216x + 0.2646$$

$$Pol_{i-f} = -0.0053x^6 + 0.0131x^5 + 0.0149x^4 - 0.0333x^3 - 0.1447x^2 + 0.6433x + 1.1939$$

**Ecuación 2.1.** Interpolación polinómica para las gráficas V-I y I-F.



**Figura 2. 12.** (a) Curva V-I (b) Curva I-F relativo [28].

**Tabla 2. 7.** Muestras de datos para interpolación curva V-I.

Voltaje [V]	2,53	2,61	2,62	2,66	2,67	2,7	2,71	2,75	2,76	2,8	2,96	3,11	3,25	3,37	3,5	3,61	3,75	3,85	3,95
Corriente [A]	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1

**Tabla 2. 8.** Muestras para interpolación curva I-F.

Corriente [A]	0,1	0,13	0,16	0,19	0,2	0,23	0,27	0,3	0,35	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
Flujo Lum Rel a 71 lm	0,33	0,4	0,5	0,6	0,63	0,7	0,8	0,9	1	1,13	1,35	1,53	1,65	1,78	1,87	1,95
Popt [W] a 300 lm/W	0,08	0,09	0,12	0,14	0,15	0,17	0,19	0,21	0,24	0,27	0,32	0,36	0,39	0,42	0,44	0,46

El pseudocódigo para la simulación de las curvas V-I, flujo luminoso y potencia óptica se presenta en la Figura 2.13 y el código completo se presenta en el Anexo IV.

En primer lugar, se declaran las variables  $I$ ,  $V$ ,  $I_2$ ,  $F$  de acuerdo con los datos de las Tablas 2.7 y 2.8. En los pasos 2) y 3) se encuentran los coeficientes del polinomio de grado 6 correspondientes a los puntos  $(V, I)$  y  $(I_2, F)$ . En 4) los coeficientes del polinomio de la curva de potencia óptica se obtienen con el polinomio de 3) multiplicando por los 71 lm y dividiendo para la eficiencia luminosa de 300 lm/W. Los pasos 5) y 6) son para evaluar los polinomios en vectores con mayor cantidad de datos para obtener curvas más continuas. En 7) se grafican cada una de las curvas.

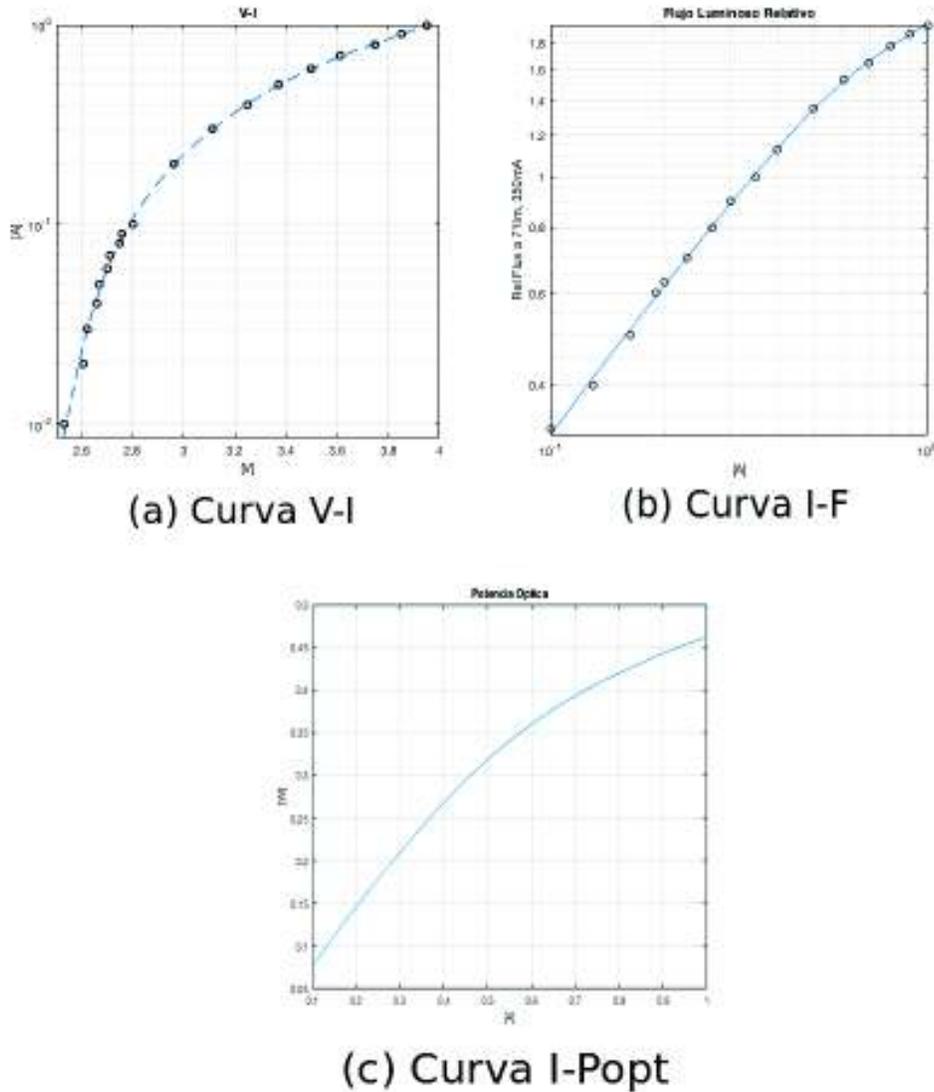
```
1) Declarar variables Variables V, I presentados en la Tabla 2.7,  
   Variables I2, F presentados en la Tabla 2.8.  
2) polv_i=generar polinomio(V,I,6)  
3) polp=generar polinomio(I2,F,6)  
4) polpop=polp*(71/300)  
5) v=2.53:0.01:3.95 vector de voltaje v desde 2.53 V a 3.95 V  
   i=evaluar polinomio(polv_i,v)  
6) i2=0.1:0.01:1 vector de corriente i2 desde 0.1 A a 1 A  
   f=evaluar polinomio(polp,i2)  
   pop=evaluar polinomio(polpop,i2)  
7) graficar(v,i), (i2,f) y (i2,pop);
```

**Figura 2. 13.** Pseudocódigo para graficar las curvas V-I, I-F y I-Popt.

El resultado de la simulación de ambas curvas V-I y I-F se muestra en la Figura 2.14 y la curva I-Popt en la Figura 2.15.

Las curvas V-I (a) e I-Popt (c) de la Figura 2.14, presentan regiones no lineales que distorsionaran la señal de entrada, por lo tanto se aplica la técnica de predistorción para

obtener una respuesta lineal mediante el procedimiento presentado en [27] y que se resume a continuación.



**Figura 2. 14.** Simulación de las curvas V-I, I-F e I-Popt del LED.

En primer lugar, se obtiene la ecuación polinómica (2.1)  $Pol_{v-i}$  cuya curva se muestra en las Figuras 2.14 y 2.15 (a). Después, con los mismos datos de la Tabla 2.7 se encuentra la ecuación polinómica  $Pol_{i-v}$  que se muestra en (2.2) y cuya curva I-V se muestra en la Figura 2.15 (b). Como siguiente paso, con los valores mínimos permisibles o TOV (*Threshold Operational Voltage*) se encuentra la ecuación polinómica  $Pol_l$ , en este caso para obtener la corriente mínima permisible de 0.1 A se tiene un voltaje de 2.8 V y para una corriente máxima permisible para señales AC de 1 A se tiene un voltaje de 3.95 V, entonces los puntos que forman la función lineal de la curva V-I son  $p_1(2.8,0)$  y  $p_2(3.95,1)$

obteniendo así la ecuación polinómica de (2.3) y se muestra en la Figura 2.15 (c) como una línea continua.

Se substituye en la ecuación (2.2) de  $Pol_{i-v}$  los valores lineales de  $Pol_l$  en el rango de 2.8 a 3.95 V para obtener los valores correspondientes a la función de predistorción como se muestra en la Figura 2.15 (d). Finalmente se obtiene el polinomio de la función de predistorción con los valores de voltaje de la Figura 2.15 (d).

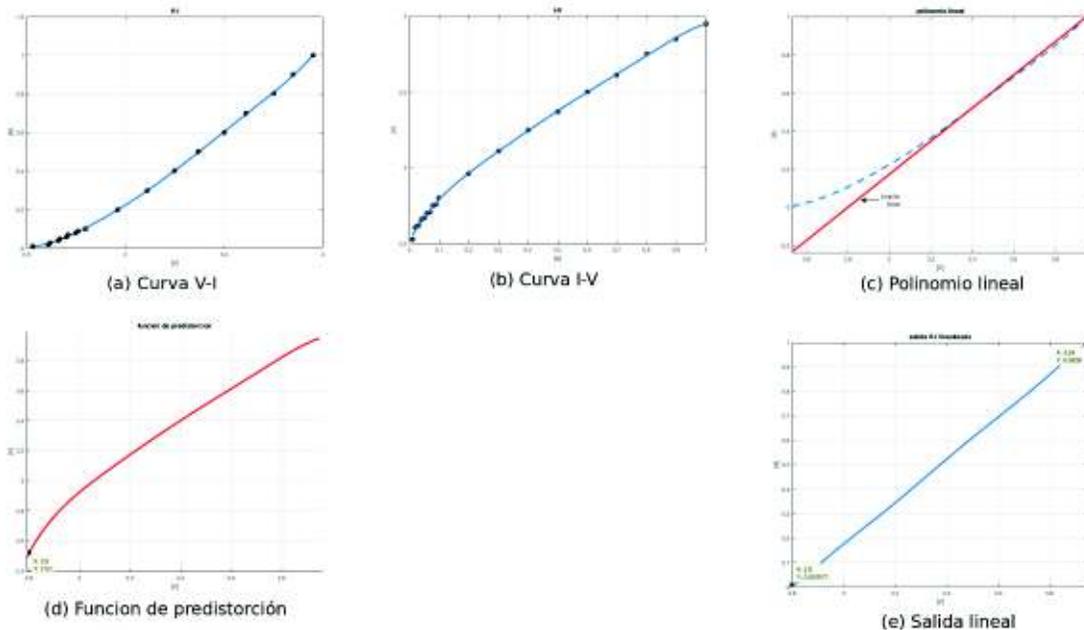
Para comprobar la predistorción, si la señal de entrada, en este caso un rango lineal de 2.8 a 3.95 V, ingresan a la función de predistorción para luego pasar por la curva V-I del LED, la salida tiene que ser lo más cercana a la función lineal de la Figura 2.15 (c), esta comprobación se encuentra en la Figura 2.15 (e).

$$Pol_{i-v} = -0.0160x^6 + 0.0650x^5 - 0.0819x^4 + 0.0341x^3 - 0.0322x^2 + 0.4600x + 3.1266$$

**Ecuación 2.2.** Interpolación polinómica I-V

$$Pol_l = 0.6364x + 0.5500$$

**Ecuación 2.3.** Interpolación polinómica V-I lineal



**Figura 2. 15.** Proceso de predistorción.

Los valores lineales que se obtienen de la Figura 2.15 (e) pasan por la curva I-Popt para finalmente tener una señal de potencia óptica. Un ejemplo con una señal DCO-OFDM se muestra en el Anexo V. La señal primero pasa por una función de predistorción, luego por la función V-I del LED y finalmente por la función I-Popt.

El código MATLAB que se ha implementado para presentar las curvas de predistorción del LED siguen el pseudocódigo que se presenta en Figura 2.16 con base en lo descrito anteriormente. El código de simulación completo se encuentra en el Anexo IV.

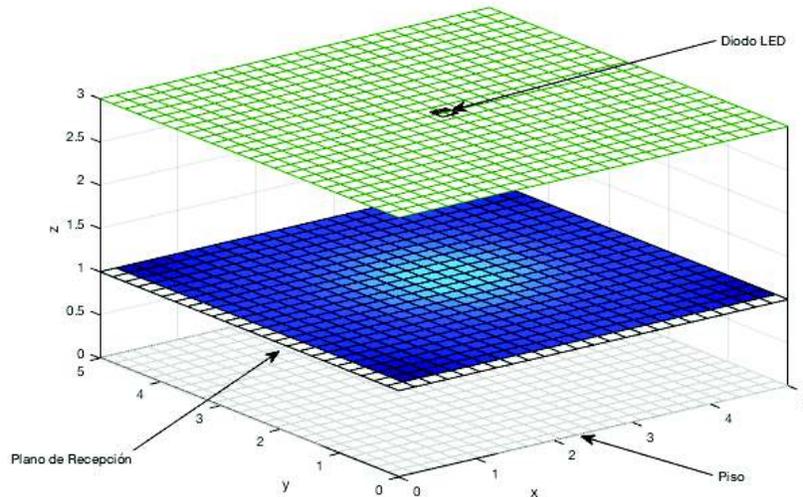
```
1) Declarar variables V, I presentados en la Tabla 2.7.
2) polv_i=generar polinomio(V,I) , Polinomio curva V-I
3) poli_v=generar polinomio(I,V) , Polinomio curva I-V
4) poll=generar polinomio([3.95 2.8],[1 0],1) , Polinomio
lineal
    v=crear vector(2.53:0.01:3.95)
    il=evaluar polinomio(poll,v)
5) pol=evaluar polinomio(poli_v,il,[],mu) , Evaluación de
la función lineal en el polinomio de I-V
6) popr=generar polinomio(v,pol) , Polinomio función de
predistorción
```

**Figura 2. 16.** Pseudocódigo para obtener el polinomio de predistorción

### **2.2.2. Implementación en MATLAB de la distribución de potencia óptica en una habitación**

Se simula la distribución de potencia óptica en un plano de recepción producida por un diodo LED ubicado en el centro de una habitación como la que se muestra en la Figura 2.17 para conocer los puntos con mayor y menor potencia. El código de simulación se encuentra en el Anexo VI y está basado en los códigos realizados en [6] y en un modelo de canal óptico recursivo propuesto en [8]. Este código se explica mediante el pseudocódigo de la Figura 2.18, donde el cálculo de la componente NLOS para las paredes 2, 3 y 4 es similar al cálculo de la componente NLOS de la primera pared.

Las dimensiones de la habitación son: largo 5 m, ancho 5 m y alto 3 m. La resolución es de 625 cuadros por cada plano. El diodo LED se encuentra ubicado en la mitad del techo en la habitación, con coordenadas (2.5, 2.5, 3) m y el plano de recepción se considera a un metro del piso.



**Figura 2. 17.** Ubicación de diodo LED y plano de recepción

Se consideran los parámetros: ángulo de media potencia del diodo LED Golden DRAGON ZW W5SG con dirección vertical hacia el piso, una potencia óptica máxima de 236 mW que se obtiene a 350mA, un flujo luminoso de 71 lm y una eficiencia óptica considerada de 300 lm/W.

Para recepción se consideran los mismos parámetros de un fotodiodo que se usa en [6], direccionado verticalmente hacia el techo, un área efectiva de 0.1 mm, ganancia de filtro óptico igual a la unidad, el fotodiodo está recubierto por un lente cuyo coeficiente de refracción es 1.5 y un campo de visión de 60 grados.

Se asume un coeficiente de reflexión para todas las paredes de la habitación de 0.8 y un diferencial de área en base a la resolución del plano de recepción y la resolución de cada pared entre el techo y el plano de recepción.

Una vez identificados los parámetros de transmisión, recepción y paredes se procede a calcular la respuesta al impulso también llamada Ganancia DC  $H_{los}(0)$  [6] con línea de vista para cada punto en el plano de recepción según la ecuación (2.4) [6] y derivada de la ecuación (1.15). El vector posición del transmisor es un valor fijo, el vector posición de recepción depende de cada punto en el plano de recepción, se calcula la distancia entre estos dos puntos, el ángulo comprendido entre el vector distancia y la normal del transmisor y el ángulo comprendido entre el vector distancia y la normal del receptor.

```

1)Definir variables:
Habitación: lx=5 ancho, ly=5 largo, lz=3 alto, N=25 resolución

Trásmisor:
rt= posición (x,y,z)
theta=60 ángulo de media potencia
m=-log(2)/log(cosd(theta)) grado de lóbulo
P_total=236 Potencia óptica media máxima transmitida en mW.
nt=(0,0,-1) Vector normal

Receptor:
Ar=1e-4 área efectiva
Ts=1 ganancia de filtro
index=1.5 índice de refracción del lente
FOV=60 campo de visión
nr=(0,0,1) vector normal
G_Con=(index^2)/(sin(FOV).^2) ganancia concentrador óptico

Paredes:
h=lz-hr altura entre los planos tx y rx

z=(1:h/(N):lz-h/(N)) vector z en función de la resolución
Cz=espaciado(z)
Nz=tamaño de (z)

p=0.8 coeficiente de reflexion en todas las paredes

wv1=(1,0,0) vector normal de la pared 1
dA1=(ly*h)/((Ny-1)*(Nz-1)) diferencial de área pared 1

Programa principal:
2)Dentro de un lazo for para realizar el cálculo a cada elemento del
plano receptor (i,j) {
3)..cálculo componente LOS...
r=posición del receptor (x(i),y(j),hr)
    d=raíz cuadrada(producto escalar(rt-r,rt-r))
    cos_phi=producto escalar(nt,r-rt)/d
    cos_theta=producto escalar(nr,rt-r)/d
Condición si valor absoluto(arco coseno(cos_theta))<=FOV
Entonces H0(i,j)=(m+1)*Ar.*(cos_phi.^m).*(cos_theta)./(2*pi.*d.^2)
Fin del condicional si.
4).. cálculo componente NLOS de primera pared ...
    Lazo for para cada diferencial de área de la pared 1 (k,l)
        wr=(0,y(k),z(l)) posición del diferencial de área de la
pared
            d1=raíz cuadrada(producto escalar(rt-wr,rt-wr))
            cos_phi=producto escalar(nt,wr-rt)/d1
            cos_alpha1=producto escalar(wv1,rt-wr)/d1
            d2=raíz cuadrada(producto escalar(wr-r,wr-r))
            cos_alpha2=producto escalar(wv1,r-wr)/d2
            cos_theta=producto escalar(nr,wr-r)/d2;
            Condición si valor absoluto(arco coseno(cos_theta))<=FOV
entonces
h1(i,jj)=h1(ii,jj)+((m+1)*p*Ar*dA1)/(2*pi^2*(d1^2)*(d2^2))*...
(cos_phi^m)*(cos_alpha1)*(cos_alpha2)*(cos_theta)
            Fin del condicional si
5)Fin del lazo for para cada diferencial de area de la pared 1 (k,l)
cálculo componente NLOS de pared 2(h2),3(h3) y 4(h4)...
6)Fin del lazo for para cada elemento del plano receptor (i,j)
7)cálculo distribución de potencia y gráfica
P_rec=(H0+h1+h2+h3+h4)*P_total.*Ts.*G_Con
P_rec_dBm=10*log10(P_rec)
Graficar(x,y,P_rec_dBm)

```

**Figura 2. 18.** Pseudocódigo para el cálculo de distribución de potencia óptica

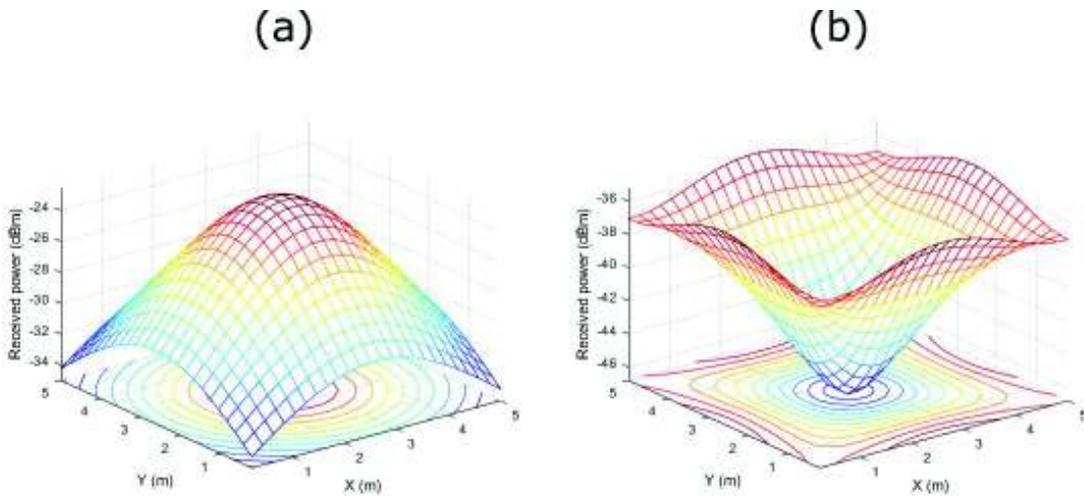
La potencia recibida por un canal con línea de vista  $P_{t\text{rec}}$  resulta del producto de la potencia total transmitida  $P_t$  y la ganancia DC del canal  $H_{los}(0)$ , obtenida a partir de la ecuación (2.5) [6]. La distribución de potencia resultante por un canal con línea de vista se muestra en la Figura 2.19 (a).

$$H_{los}(0) \approx \left(\frac{n+1}{2\pi}\right) \left(\frac{A_R}{D^2}\right) \cos^n(\phi) \cos(\theta) \text{rect}\left(\frac{\phi}{FOV}\right)$$

**Ecuación 2.4.** Ganancia DC de un canal con línea de vista

$$P_{t\text{rec}} = H_{los}(0) \times P_t$$

**Ecuación 2.5.** Potencia total recibida por un canal LOS



**Figura 2.19.** (a) Distribución de potencia óptica con línea de vista, (b) Distribución de potencia óptica sin línea de vista.

El cálculo de la respuesta impulsiva sin línea de vista de (1.23), se simplifica al considerar una reflexión de cada elemento de área  $\Delta A$  de la superficie de cada pared, a la ecuación (2.6) donde  $n, A_R, \rho, \Delta A$  son: el grado de direccionalidad del lóbulo Lambertiano producido por el LED, el área efectiva del fotodiodo, el coeficiente de reflexión de las paredes y el elemento de área en que cada pared se divide respectivamente. Para cada elemento de área se lo considera de dos aspectos, en primer lugar, como receptor con línea de vista desde el transmisor, y en segundo lugar como transmisor con un lóbulo de radiación Lambertiano ideal.

Por lo tanto, considerando al elemento de área como receptor, se calcula la distancia entre el transmisor y el elemento de superficie de cada pared  $D_1$ , el ángulo  $\phi_1$  comprendido entre la normal del transmisor y la distancia  $D_1$ , el ángulo  $\theta_1$  comprendido

entre la normal del elemento de área y la distancia  $D_1$ . Considerando al elemento de área como transmisor se calcula la distancia entre el elemento de área y el punto de recepción en el plano de recepción  $D_2$ , el ángulo  $\phi_2$  entre la normal de la pared y la distancia  $D_2$ , el ángulo  $\theta_2$  entre la normal del receptor y la distancia  $D_2$ .

$$H^{(1)}(S, R) \approx \sum_{i=1}^N H^{(0)}(S, \xi_i) \otimes H^{(1)}(\xi_i, R) = \left(\frac{n+1}{2\pi^2}\right) A_R \rho \Delta A \sum_{i=1}^N \left(\frac{\cos^n(\phi_1) \cos(\theta_{i1}) \cos(\phi_{i2}) \cos(\theta_2)}{D_1^2 D_2^2}\right)$$

**Ecuación 2.6.** Ganancia DC producida por una superficie

$$H_{nlos} = H_{w1} + H_{w2} + H_{w3} + H_{w4}$$

**Ecuación 2.7.** Ganancia DC de un canal sin línea de vista

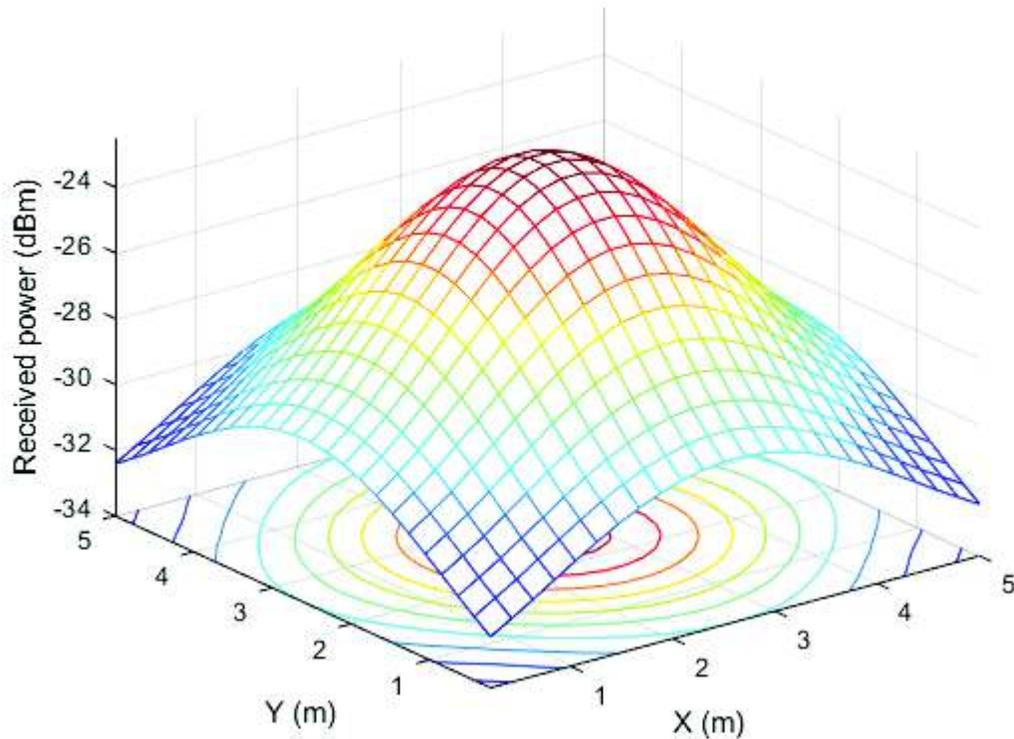
La ganancia total producida resulta de la suma de las reflexiones de las cuatro paredes sobre un punto del plano de recepción se muestra en la ecuación (2.7). La distribución de potencia que se obtiene por un canal sin línea de vista se muestra en la Figura 2.19 (b).

Finalmente, las componentes de ganancia del canal con línea de vista y sin línea de vista se combinan para encontrar la ganancia total sobre un punto del plano de recepción multiplicada por la potencia total transmitida para obtener la potencia total recibida como lo muestra la ecuación (2.8).

$$P_{rec} = (H_{los}(0)) + \sum H_{wi} \times P_{total}$$

**Ecuación 2.8.** Potencia total recibida

En la Figura 2.20 se muestra el resultado de la simulación de la ecuación (2.8) [6]. Se observa que el punto de máxima potencia se encuentra al nivel del transmisor, es decir en la posición (2.5 2.5) m del plano de recepción, la mínima potencia se encuentra en las esquinas de la habitación. Otros puntos de interés son en las partes laterales de la habitación ya que es común que dispositivos portátiles se encuentren en escritorios ubicados en esas posiciones.



**Figura 2. 20.** Distribución de potencia óptica total producida por el LED en una habitación

### 2.2.3. Implementación en MATLAB del Drms en la habitación

El valor de Drms (*Root Mean Square Delay spread*) en un escenario como el propuesto permite estimar que tan susceptible es el canal a efectos de ISI (*Inter Symbol Interference*). De la respuesta impulsiva del canal, el Drms se calcula con la ecuación (2.9) [7], donde  $h(t)$  es la respuesta impulsiva del canal en el tiempo y  $\mu$  la media del retardo que se expresa según la ecuación (2.10) [7].

$$D_{rms} = \left[ \frac{\int ((t - \mu)^2 h^2(t) dt)}{\int h^2(t) dt} \right]^{\frac{1}{2}}$$

**Ecuación 2.9.** Media cuadrática del retardo

$$\mu = \frac{\int t h^2(t) dt}{\int h^2(t) dt}$$

**Ecuación 2.10.** Media del retardo

El código en MATLAB que se realiza para encontrar los valores de Drms en cada punto del plano de recepción siguen el pseudocódigo que se presenta en la Figura 2.21 y se establecen los mismos parámetros que se usaron para simular la distribución de potencia

en el transmisor, receptor y paredes reflejantes. El código completo se presenta en el Anexo VII.

```

1)Declarar variables:
se declaran los mismos parámetros en en el pseudocódigo de la Figura 2.17.
C=3e8*1e-9; %velocidad de la luz en m/ns
delta_t=1/2; %resolución de tiempo

Programa principal
Lazo for para cada elemento del plano receptor (i,j)
2)..cálculo componente LOS...
r=[x(i),y(j),hr] posición del receptor (i,j)
t_vector=0:100/delta_t vector de tiempo con resolución delta_t
    d=raíz cuadrada(producto escalar(rt-r,rt-r));
    cos_phi=producto escalar(nt,r-rt)/d;
    cos_theta=producto escalar(nr,rt-r)/d;
    tau0=d/C tiempo que tarda llegar un haz de luz sin reflexion
index=buscar en t_vector el entero aproximado de(tau0/delta_t)

Condicional sí valor absoluto (arco coseno(cos_theta))<=FOV
Entonces
h_vector(index)=h_vector(index)+(m+1)*Ar.*(cos_phi.^(m+1))./(2*pi.*d.^2);
Fin de condicional si.
3).. cálculo componente NLOS de primera pared..
Lazo for para cada elemento diferencial de pared (k,l)
    wr=[0, y(k), z(l)] posición del diferencial de pared
    d1=raíz cuadrada(producto escalar(rt-wr,rt-wr));
    cos_phi=producto escalar(nt,wr-rt)/d1;
    cos_alpha1=producto escalar(wv1,rt-wr)/d1
    d2=raíz cuadrada(producto escalar(wr-r,wr-r));
    cos_alpha2=producto escalar(wv1,r-wr)/d2;
    cos_theta=producto escalar(nr,wr-r)/d2;
    tau1=(d1+d2)/C;
    index= buscar en t_vector el entero aproximado
            de(tau1/delta_t)

        Condicional sí valor absoluto(arco coseno(cos_theta))<=FOV
Entonces
h_vector(index)=h_vector(index)+((m+1)*p*Ar*dA1)/(2*pi^2*(d1^2)*(d2^2))*
...
(cos_phi^m)*(cos_alpha1)*(cos_alpha2)*(cos_theta);
        Fin del condicional si
4)Fin de lazo for para cada elemento diferencial de la pared 1 (k,l)
5).. cálculo componente NLOS de pared 2,3 y 4...
6) cálculo distribución de Drms y gráfica
mean_delay(i,j)=suma((h_vector).^2.*t_vector)/suma(h_vector.^2);
Drms(i,j)=raíz cuadrada(suma((t_vector-mean_delay(i,j)).^2.*h_vector.^2)
.../suma(h_vector.^2));

7)Fin del lazo for para cada posición del receptor (i,j)

Graficar(x,y,Drms)

```

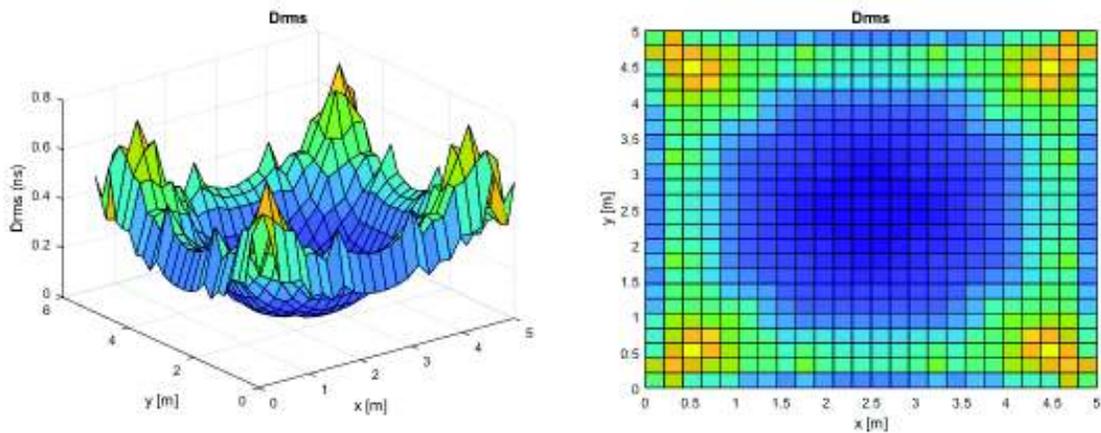
**Figura 2. 21.** Pseudocódigo para el cálculo de Drms

A diferencia del código de simulación para distribución de potencia del Anexo VI, en esta simulación es necesario obtener la respuesta al impulso del canal en el dominio del tiempo para poder medir los retardos de los impulsos producidos por la componente LOS y nLOS del canal.

Se establece la velocidad de la luz como valor de referencia para medir los tiempos que demoran los haces de luz en llegar al receptor en una escala de ns. La menor distancia que recorre la señal hacia el receptor es aquella producida por la componente LOS y, por lo tanto, la primera en ser detectada. Con la distancia calculada desde la posición del transmisor hacia un punto de recepción en el plano de recepción y la velocidad de la luz, se obtiene el tiempo que tarda la señal en llegar al fotodiodo, de esta forma se ubica este valor a un valor cercano dentro de un vector discreto de tiempo con una resolución  $\Delta t$ , por lo tanto, entre más baja sea la resolución en tiempo  $\Delta t$ , más precisa será la simulación.

Con las componentes NLOS producidas por la primera reflexión en cada una de las paredes se ubica el valor de retardo calculado como la suma de las dos distancias involucradas, una del transmisor al elemento diferencial de la pared y la otra desde el elemento diferencial de la pared hacia el fotodiodo. Según sea la resolución del vector de tiempo, ciertas componentes pueden ubicarse en un mismo valor añadiéndose entre si formando el vector de respuesta al impulso del canal.

Se obtiene respuestas al impulso del canal distintas para cada punto en la recepción e implementando las ecuaciones (2.9) y (2.10) resulta el valor  $D_{rms}$  para cada punto en el plano de recepción. La Figura 2.22 muestra la variación de  $D_{rms}$  a lo largo del plano de recepción.



**Figura 2. 22.** Media cuadrática de retardo  $D_{rms}$  en el plano de recepción

Se observa según la Figura 2.22 que los valores  $D_{rms}$  más elevados se encuentran en las esquinas de la habitación con un valor de 0.8 ns y un mínimo ubicado en el centro de la habitación a nivel del transmisor con un valor de 0.04 ns.

Con base en las Figuras 2.20 y 2.22 se concluye que el lugar óptimo para la ubicación del receptor se encuentra justo debajo del transmisor con línea de visión directa, sin embargo, estos escenarios ocurrirían con dispositivos móviles cercanos a la persona ubicada en ese sector de la habitación, o dispositivos portátiles que se encuentren justo debajo de transmisores ubicados en el mismo escritorio como una lámpara.

En este trabajo se presenta un solo transmisor para toda la habitación ubicado en el centro del techo de esta, por lo tanto, aparte de considerar el punto central para recepción, se considera el análisis de un punto ubicado en una de las esquinas, donde se tiene el Drms más elevado y una de las potencias de recepción más bajas, y uno ubicado en el medio de uno de los laterales de la habitación, lugares donde comúnmente son ubicados escritorios o dispositivos de comunicación.

#### 2.2.4. Implementación en MATLAB de las respuestas al impulso del canal

Se simula la respuesta al impulso correspondiente a los puntos de elección de acuerdo con lo analizado en la sección 2.2.3 con el mismo código de simulación del Anexo VII. En el pseudocódigo de la Figura 2.23 se presenta el complemento al pseudocódigo de la Figura 2.21 para obtener las respuestas impulsivas. En la Tabla 2.9 se muestra un resumen de los parámetros usados para la simulación.

**Tabla 2. 9.** Resumen de parámetros.

Dimensiones de habitación		Transmisor	
		posición	(2.5, 2.5, 3)m
lx	5 m	Ángulo de media potencia	60
ly	5 m	Receptor	
lz	3 m	Posición Caso A	(2.5, 2.5, 1)m
Nx	25 divisiones	Posición Caso B	(2.5, 0.4, 1)m
Ny	25 divisiones	Posición Caso C	(0.4, 0.4, 1)m
Nz	25 divisiones	Área efectiva	0.1 mm
Coeficiente reflexión	0.8	FOV	60
Diferencial de área	17.4 mm	<b>Altura plano de recepción</b>	
hr	1 m		

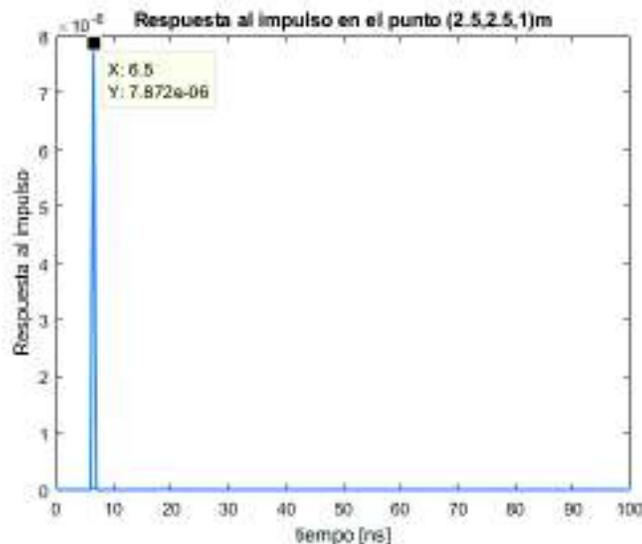
```

1) Lazo for para cada punto del plano receptor (i,j)
2) Pseudocódigo de Drms presentado en la Figura 2.21.
3) Fin de lazo for para cada diferencial de área (k,l)
4) Condicional, sí la posición de receptor es (0.4,0.4,1)
5) graficar(delta_t*t_vector,h_vector)
Fin del condicional sí
6) Condicional, sí la posición de receptor es (2.5,2.5,1)
7) graficar(delta_t*t_vector,h_vector)
Fin del condicional sí
8) Condicional, sí la posición de receptor es (2.5,0.4,1)
9) graficar(delta_t*t_vector,h_vector)
end
10) Fin de lazo for para cada punto del plano receptor (i,j)

```

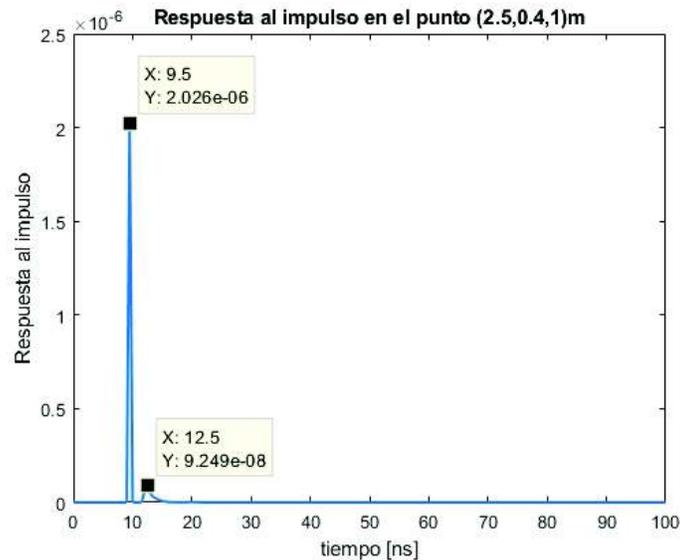
**Figura 2. 23.** Pseudocódigo para las respuestas impulsivas en tres puntos

El impulso producido por la componente LOS es la primera en alcanzar al receptor y la más predominante respecto a los impulsos producidos por la primera reflexión en las paredes de la habitación de la componente NLOS. Para el Caso A de la Tabla 2.9. y con la información de la Figura 2.19, prácticamente la componente NLOS es despreciable y la respuesta al impulso del canal es un impulso que atenúa la potencia óptica según la ecuación (2.4), y se encuentra en retraso por 6.5 ns como se muestra en la Figura 2.24.



**Figura 2. 24.** Respuesta impulsiva del Caso A (Centro de la habitación)

Para la respuesta impulsiva del Caso B que se muestra en la Figura 2.25, la componente NLOS aparece retardada por 3 ns respecto a la componente LOS cuya atenuación y retardo es mayor que en el caso A debido a que el receptor se encuentra en una mayor distancia del transmisor. Transcurre alrededor de 3 ns hasta que la última señal reflejada llegue al receptor.



**Figura 2. 25.** Respuesta impulsiva para el Caso B (Lateral de la habitación).

La respuesta impulsiva del Caso C graficada en la Figura 2.26. En este punto se tiene la mayor atenuación de los tres casos, también presenta una mayor dispersión en tiempo producido por las reflexiones lo que concuerda con la Figura 2.22. Por lo tanto, para que las modulaciones DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM contrarresten los efectos de la dispersión por multitrayecto y evitar ISI es necesario añadir un prefijo cíclico con una duración que exceda el retardo máximo de un canal con multitrayecto [12].

Debido a altas tasas de transmisión, y un movimiento relativamente lento de objetos y personas dentro de la habitación, el canal variará solo en una escala de tiempo de varios periodos de bit, por lo que se consideran canales cuasi-estáticos [6].

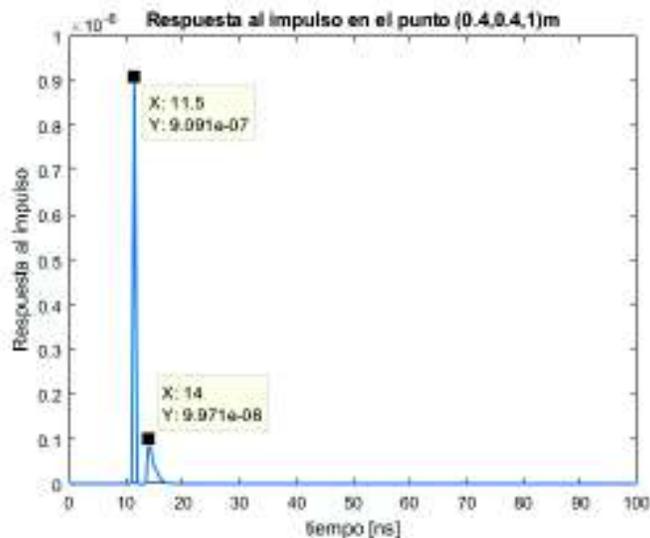


Figura 2. 26. Respuesta impulsiva para el Caso C (Esquina de la habitación).

## 2.3. Implementación del sistema de comunicación óptico inalámbrico

El sistema general a usar con cada tipo de modulación se presenta en la Figura 2.27, donde el elemento común es el canal de comunicación óptica incluyendo los transductores.

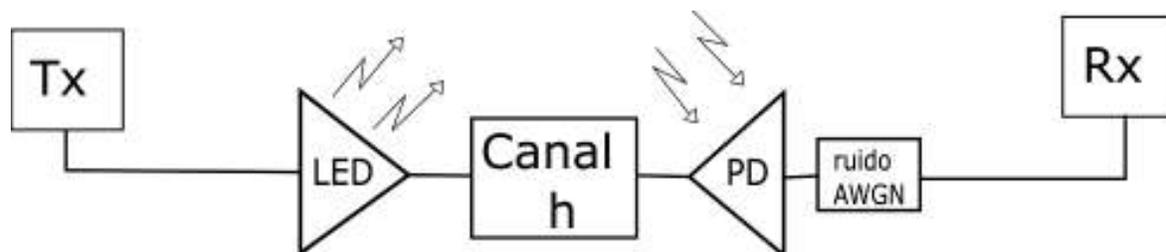


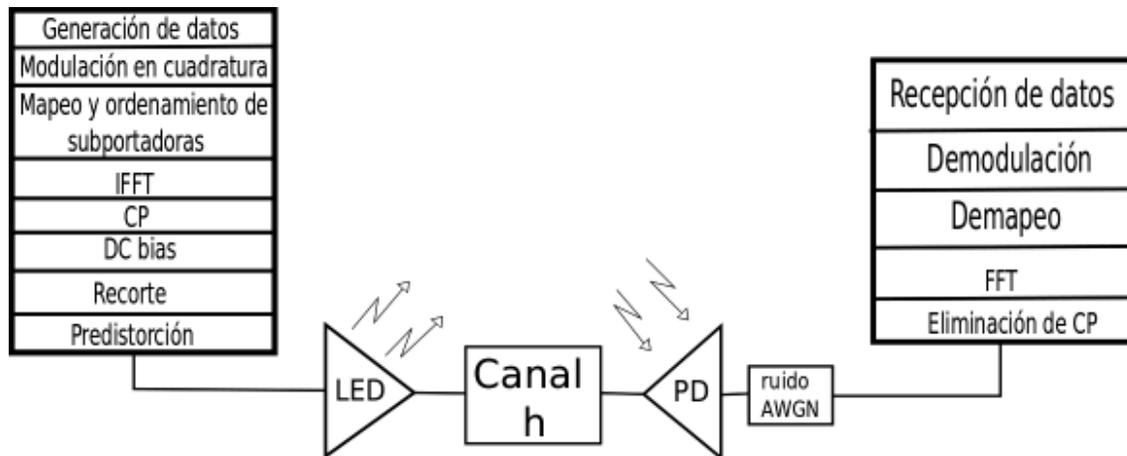
Figura 2. 27. Sistema de comunicación óptica inalámbrica.

Se explica para cada técnica de modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM los modelos de transmisión y recepción que se utilizan para el sistema de comunicación óptico inalámbrico.

### 2.3.1. Sistema de comunicación DCO-OFDM

Para la técnica de modulación DCO-OFDM se tiene el sistema de comunicación presentado en la Figura 2.28.

En el pseudocódigo presentado en la Figura 2.29 se muestra el sistema de comunicación DCO-OFDM implementado. En el Anexo VIII se presenta el código completo implementado en MATLAB.



**Figura 2. 28.** Sistema de comunicación DCO-OFDM

En transmisión se generan datos binarios aleatorios de acuerdo al número de subportadoras por cada símbolo a transmitirse y el número de bits por símbolo. Después se realiza una modulación  $M$ -QAM para obtener las subportadoras representadas en el dominio de la frecuencia discreta mediante un valor complejo.

Se mapean y ordenan las subportadoras de acuerdo a la ecuación (1.35). Posteriormente se obtiene la señal en el dominio del tiempo discreto mediante la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT), para luego añadir un prefijo cíclico de una duración mayor al retardo promedio de la respuesta impulsiva del canal. Se asegura que la señal sea completamente positiva añadiendo un valor de DC de acuerdo a (1.36) y un valor DC de acuerdo a la curva V-I del LED para su conducción. Para evitar los niveles mínimos y de saturación que soporta el LED se realiza un recorte a la señal tanto en el nivel inferior como superior. Finalmente, la señal pasa por una función de predistorción para ser enviada al LED como se muestra en el ejemplo del Anexo V.

La señal, como potencia óptica, atraviesa el canal. Para la simulación, la operación de convolución se realiza entre la señal de potencia óptica que ingresa al canal y la respuesta al impulso correspondiente a los parámetros establecidos en la Tabla 2.9.

La señal se recibe en el fotodetector y es transformada a corriente mediante un factor de responsividad el cual se asume un valor constante de 0.5. Ruido producido por otras detecciones de luz se simula como un canal gaussiano AWGN.

En la recepción se retira el prefijo cíclico y se pasa la señal en tiempo al dominio de la frecuencia mediante la FFT. Las subportadoras se reordenan para después demodularlas y recuperar los datos binarios.

```

1) Declarar variables:
variables correspondientes a la modulación:
número de símbolos a transmitirse, N_symb
numero de subportadoras a transmitirse por símbolo, N_sub
numero de subportadoras totales  $N=2*N_{sub}+2$ 
tamaño de prefijo cíclico CP
orden de modulación y bits por símbolo, M ,  $s=\log_2(M)$ 
constante para nivel de DC, u
responsividad del fotodetector, R=0.5
valor resistivo, res=1;
parámetros del LED de la Tabla 2.7 y 2.8. V, I, I2, F
2) h=cálculo de la respuesta impulsiva con el pseudocódigo de la
Figura 2.21.
vector de valores SNR en dB, SNR=(1:50)
Programa principal modulación DCO
. . . Transmisión. . . .
3) [DCO,data_dec]=modular con DCO-OFDM(N_sub,N_symb,CP,M,u,ll,ul) con
base en el pseudocódigo de la Figura 2.1
4) DCOdc=DCO+2.92; DCO a un voltaje de conducción de 2.92 V.
5) pout=converitr señal a potencia óptica(DCOdc,I,V,I2,F)
6) Lazo for para cada valor de SNR (i)
snr=SNR(i);
Lazo for para cada simbolo transmitido (k)
. . . canal . . .
7) received(k)=convolución(pout(k),h) potencia óptica recibida
. . . recepción . . .
8) i_receved(k)=R*received(k) señal de corriente recibida
9) v_receved(k)=res*i_receved(k) señal de voltaje recibida
10) y=añadir ruido gaussiano(v_receved(k),snr)
11) y2=retirar prefijo cíclico (y)
12) Y2=fft(y2,N) domino de la frecuencia de la señal recibida
13) R_dco= demapeo y recuperación de subportadoras (Y2)
14) data_demod=demodulación M-QAM(R_dco,M)
15) data_rec=conversión binario a decimal(data_demod,log2(M));
16) Fin de lazo for para cada símbolo transmitido (k)
17) Fin de lazo for para cada valor de SNR (i)

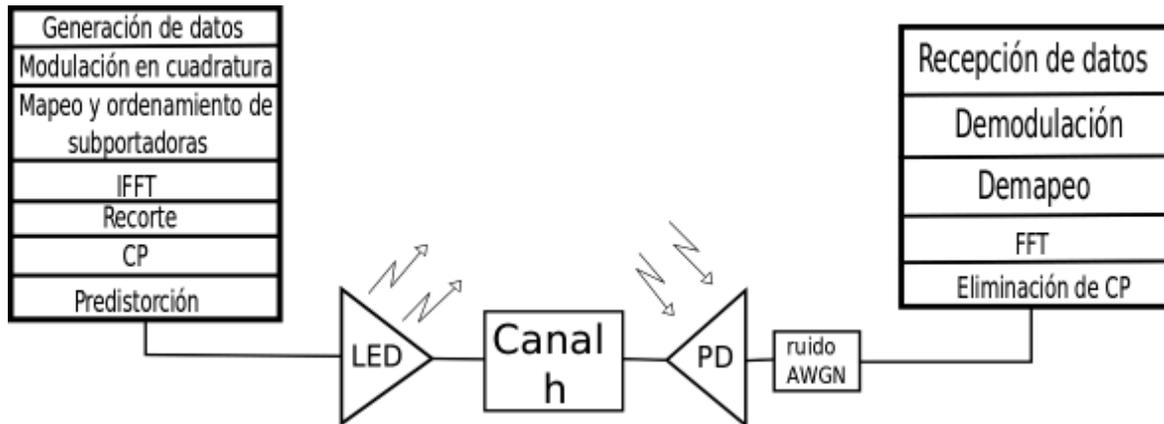
```

**Figura 2. 29.** Pseudocódigo del sistema de comunicación con DCO-OFDM.

### 2.3.2. Sistema de comunicación ACO-OFDM

Para la técnica de modulación ACO-OFDM se tiene el sistema de comunicación presentado en la Figura 2.30.

El pseudocódigo presentado en la Figura 2.31 muestra el sistema de comunicación ACO-OFDM implementado en MATLAB. En el Anexo IX se presenta el código completo.



**Figura 2. 30.** Sistema de comunicación ACO-OFDM.

En este sistema, a diferencia de DCO-OFDM el mapeo de subportadoras se organiza según (1.38) y el recorte de la señal se lo realiza antes de insertar el prefijo cíclico. El recorte de la señal permite obtener una señal totalmente positiva, sin embargo, se necesita añadir un nivel de DC según la curva V-I del LED para su operación.

En la recepción después de la FFT se demapean y recuperan las subportadoras pares correspondientes a ACO y se las multiplica por un factor de dos debido a los efectos del ruido de recorte en el transmisor.

Finalmente se demodulan las subportadoras en base al mismo orden de modulación que en el transmisor y se recuperan los datos.

```

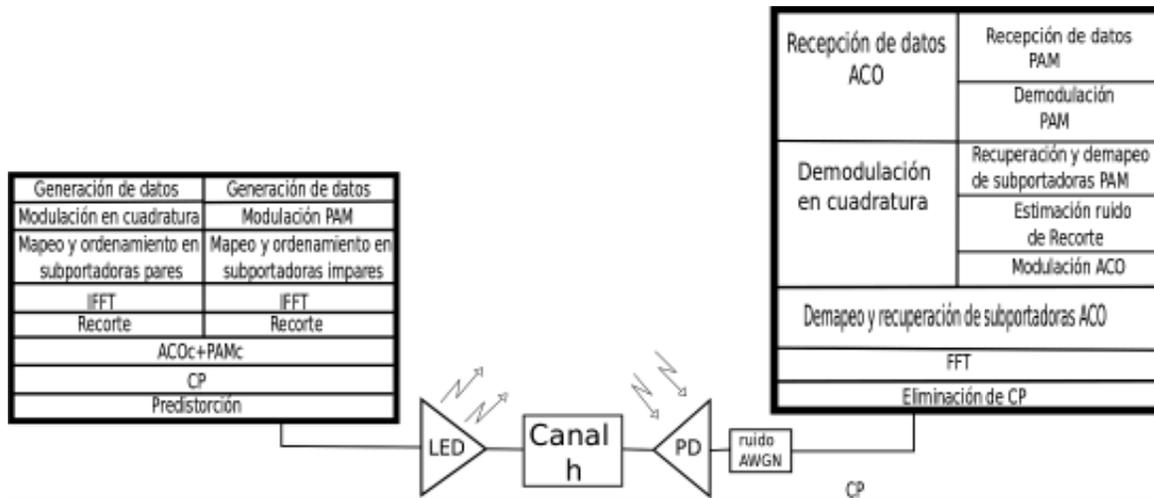
1) Declarar variables correspondientes a la modulación
número de símbolos a transmitirse, N_symb
numero de subportadoras a transmitirse por símbolo, N_sub
numero de subportadoras totales, N=4*N_sub
tamaño de prefijo cíclico, CP
orden de modulación y bits por símbolo, M, s=log2(M)
responsividad del fotodetector, R=0.5
valor de resistencia res=1;
límites de recorte de señal: ll, ul
parámetros del LED de la Tabla 2.7 y 2.8: V, I, I2, F
2) h=cálculo de la respuesta impulsiva con el pseudocódigo de
la Figura 2.21.
vector SNR en dB, SNR=(1:50)
Programa principal
. . . Transmisor . . .
3) [ACO,data_dec]=modular con ACO(N_sub,N_symb,CP,M,ll,ul) con
base en el pseudocódigo de la Figura 2.5.
4) ACOdc=ACO+2.92 ACO a un voltaje de conducción de 2.92 V.
5) pout=convertir a potencia óptica(ACOdc,I,V,I2,F);
6) Lazo for para cada valor de SNR (i)
snr=SNR(i);
7) Lazo for para cada simbolo transmitido (k)
. . . canal . . .
8) received(k)=convolución(pout(k),h) potencia óptica recibida
. . . recepción. . .
9) i_receved(k)=R*received(k) señal de corriente recibida
10) v_receved(k)=res*i_receved(k) señal de voltaje recibida
11) y=añadir ruido gaussiano(v_receved(k),snr)
12) y2=retirar prefijo cíclico (y)
13) Y2=fft(y2,N)
14) aco_rec=recuperación de subportadoras impares (Y2)
15) aco_recl=recuperación de N subportadoras (aco_rec,N)
16) aco_recl=2*aco_recl amplificación de subportadoras en un
17) factor de 2
18) data_demod=demodulación M-QAM(aco_recl,M)
19) data_rec=conversión decimal a binario(data_demod,log2(M)
20) Fin de lazo for para cada símbolo transmitido (k)
21) Fin de lazo for para cada valor de SNR

```

**Figura 2. 31.** Pseudocódigo del sistema de comunicación con ACO-OFDM.

### 2.3.3. Sistema de comunicación HACO-OFDM

Para la técnica de modulación HACO-OFDM se tiene el sistema de comunicación presentado en la Figura 2.32.



**Figura 2. 32.** Sistema de comunicación HACO-OFDM

El pseudocódigo presentado en la Figura 2.33 muestra el sistema de comunicación HACO-OFDM implementado en MATLAB. En el Anexo X se presenta el código completo.

En transmisión la generación de datos se la realiza para dos tipos de modulación, una modulación ACO-OFDM con sus subportadoras impares según (1.38) y una modulación PAM con subportadoras pares según (1.42) y con sólo su componente imaginaria. Una vez que cada señal pasa al dominio del tiempo mediante la operación de IFFT cada señal es recortada para asegurar una señal completamente positiva. Los efectos del recorte recaen sólo sobre la parte real de las subportadoras pares y disminuye a la mitad la potencia de todas las subportadoras. Después cada señal recortada es añadida para obtener una señal HACO-OFDM. Finalmente se añade un prefijo cíclico y se la introduce en una función de predistorción para enviarlo al LED y al canal óptico inalámbrico.

En recepción después de estimar y ecualizar las subportadoras, se demapean y retiran las subportadoras impares correspondientes a ACO-OFDM, por una parte éstas subportadoras pasan a la etapa de demodulación y recuperación de datos como en ACO-OFDM, mientras, por otra parte con las subportadoras ACO recibidas se multiplican por un factor de dos para contrarrestar el ruido de recorte y se vuelven a modular como ACO, es decir las subportadoras recibidas se vuelven a mapear en las posiciones impares para luego pasar por una operación IFFT y obtener una señal en tiempo la cual es recortada y transformada al dominio de la frecuencia para conocer un estimado del ruido de recorte

que cae sobre las subportadoras pares. Así las subportadoras PAM se recuperan restando las subportadoras totales recibidas y las subportadoras de estimación del ruido de recorte, de este resultado sólo interesan las componentes imaginarias multiplicadas por un factor de dos. Finalmente se demodulan y recuperan los datos binarios.

```

1) Declarar variables para la modulación HACO-OFDM
numero de simbolos a transmitirse, N_symb
numero de subportadoras a transmitirse por simbolo, N_sub
numero de subportadoras totales, N=4*N_sub
tamaño de prefijo cíclico, CP
orden de modulación y número de bits por simbolo para ACO Maco,
saco=log2(Maco)
orden de modulación y número de bits por simbolo para PAM Mpam,
spam=log2(Mpam)
responsividad del fotodetector, R=0.5
valor de resistividad, res=1;
parámetros del LED de la Tabla 2.7 y 2.8. V, I, I2, F

2) h=cálculo de la respuesta impulsiva con el pseudocódigo de la Figura
2.21.
vector SNR en dB, SNR=(1:50)
Programa principal
. . . transmisor . . .
3) [HACO,data_aco,data_pam]=modulaciónHACO(N_sub,N_symb,CP,Maco,Mpam,ll,ul)
con base en el pseudocódigo de la Figura 2.9
4) HACOdc=HACO+2.92 HACO a un voltaje de conducción de 2.92 V.
5) pout=conversión a potencia óptica(HACOdc,I,V,I2,F
6) lazo for para cada valor de SNR (i)
snr=SNR(i);
lazo for para cada simbolo transmitido (k)
. . . canal . . .
7) received(k)=convolución(pout(k),h) potencia óptica recibida
. . . recepción . . .
8) i_receved(k)=R*received(k) señal de corriente recibida
9) v_receved(k)=res*i_receved(k) señal de voltaje recibida
10) y=añadir ruido gaussiano(v_receved(k),snr)

11) y2=retirar prefijo cíclico (y)
12) Y2=fft(y2,N)

13) [data_aco_rx,data_pam_rx]=función para recuperar subportadoras pares e
impares, demodular y recuperar datos(Y2,N_sub,Maco,Mpam,ll,ul); En el
Anexo XI se encuentra la función respectiva realizada en MATLAB.
14) Fin de lazo for para cada simbolo transmitido (k)
15) Fin de lazo for para cada valor de SNR (i)

```

**Figura 2. 33.** Pseudocódigo del sistema de comunicación con HACO-OFDM.

Los códigos anexados presentados en la sección 2.3, tienen un conjunto de otras funciones que se pueden revisar en el Anexo XI.

### 3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

#### 3.1. Resultados

En este capítulo se presenta una comparación del rendimiento de las tres modulaciones (DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM). La comparación se realiza en términos de: BER, PAPR y eficiencia espectral. La eficiencia espectral se determina a partir de las ecuaciones (1.37), (1.39) y (1.47) para las modulaciones DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM respectivamente. Las curvas de BER vs SNR (*Signal to Noise Ratio*) eléctrico se realiza para cuatro escenarios: el primero cuando la señal pasa por un canal AWGN, y los otros tres escenarios cuando la señal pasa a través del canal óptico inalámbrico con el receptor en diferentes posiciones de una habitación discutidas en la Tabla 2.9, estas posiciones son tres: (2.5, 2.5, 1)m, (2.5, 0.4, 1)m y (0.4, 0.4, 1)m. Los resultados de la PAPR se presentan por medio de la CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*).

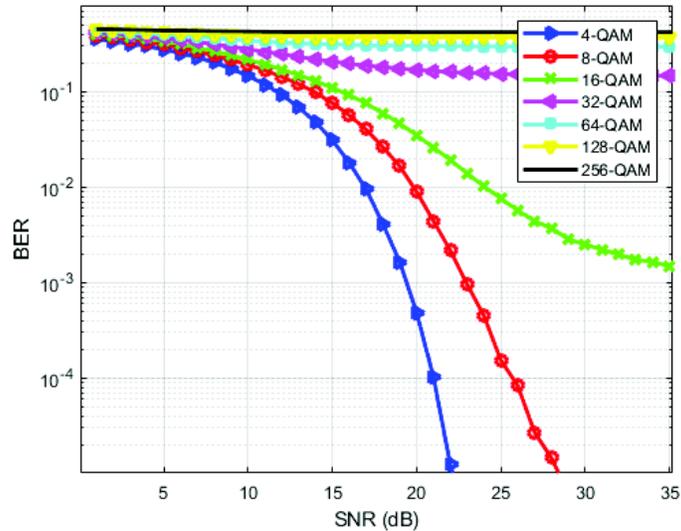
##### 3.1.1. BER vs SNR eléctrico

Para obtener las curvas de la BER vs SNR de cada tipo de modulación se siguen los pseudocódigos de las Figuras 2.29, 2.31 y 2.33, tomando en consideración los cuatro escenarios.

Los resultados se obtienen a partir de una transmisión de 2500 símbolos. Para DCO-OFDM y ACO-OFDM se transmiten 64 subportadoras con información útil por cada símbolo, mientras que para HACO-OFDM se transmiten 63 subportadoras con información útil con PAM-DMT y 64 subportadoras con información útil con ACO-OFDM por cada símbolo. Se utiliza modulación  $M$ -QAM con  $M=\{4,8,16,32,64,128$  y  $256\}$  y se usa  $M$ -PAM con  $M=\{4, 8, 16\}$  para PAM-DMT. En los escenarios 2, 3, y 4 se tiene una componente DC de 2.92 V para la operación del LED.

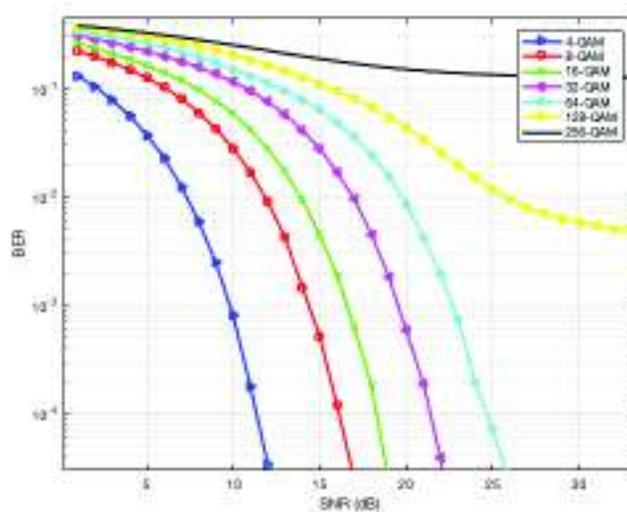
##### 3.1.1.1. Escenario 1: Canal AWGN

En la Figura 3.1 se presenta la curva de BER vs SNR para la técnica de modulación DCO-OFDM. En esta figura, como es evidente, a medida que aumenta el nivel de la modulación, la BER se degrada con un SNR fijo. También se observa que se puede tener un BER confiable con hasta una modulación 16-QAM, entonces se considera que la información no se puede recuperar con niveles superiores a 16-QAM. Con 8-QAM para tener un mismo BER de  $10^{-3}$  respecto a 4-QAM se necesita un aproximado de 5 dB de aumento en SNR.



**Figura 3. 1.** BER vs SNR para DCO-OFDM en un canal AWGN.

En la Figura 3.2 se presenta la curva de BER vs SNR para la técnica de modulación ACO-OFDM. En esta figura, como es evidente, a medida que aumenta el nivel de la modulación, la BER se degrada con un SNR fijo. También se observa que se puede tener un BER confiable con hasta una modulación 64-QAM, con 128-QAM la información se puede recuperar, sin embargo, presentara una mayor cantidad de errores. Se considera que la información no se puede recuperar a partir de 256-QAM . Para un mismo BER de  $10^{-3}$  el nivel de SNR varia aproximadamente en 5dB entre 4-QAM y 8-QAM, mientras que, para 16-QAM hasta 64-QAM el nivel de SNR entre los niveles de modulación consecutivos es aproximadamente de 3dB.



**Figura 3. 2.** BER vs SNR para ACO-OFDM en un canal AWGN.

Los resultados de BER vs SNR para la modulación HACO-OFDM se presentan en las Figuras 3.3, 3.4 y 3.5, donde se considera diferentes niveles en la modulación M-PAM, con  $M=\{4, 8, 16\}$ .

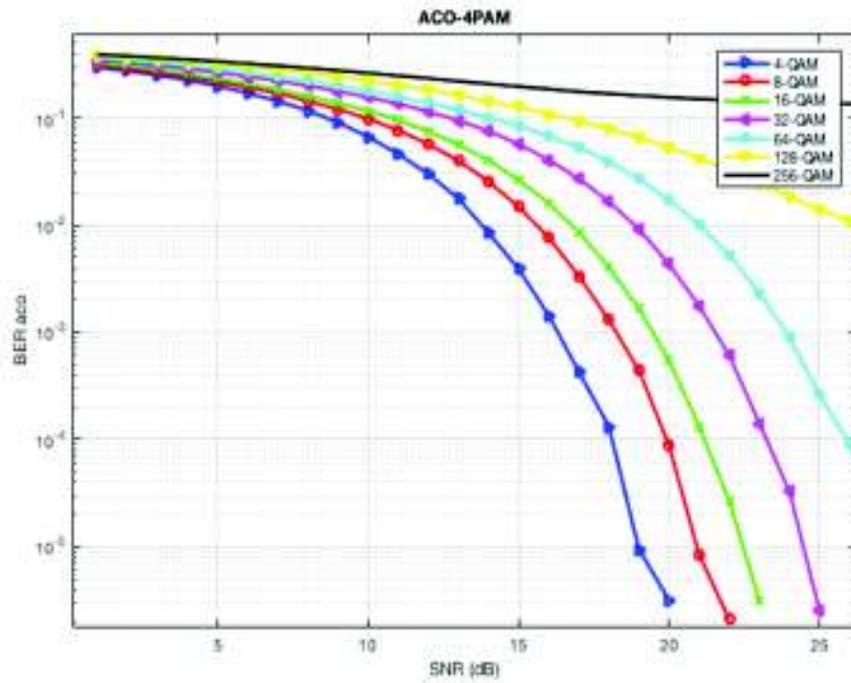
En la Figura 3.3 se presentan los resultados de HACO-OFDM, donde (a) se muestran las curvas de BER vs SNR de las subportadoras impares con ACO-OFDM a 4-PAM fijo y  $M$ -QAM, con  $M=\{4,8,16,32,64,128,256\}$  y (b) las curvas de BER vs SNR de las subportadoras pares con PAM-DMT con 4-PAM y  $M$ -QAM, con  $M=\{4,8,16,32,64,128,256\}$ .

En la Figura 3.4 (a) se muestran las curvas de BER vs SNR de las subportadoras impares con ACO-OFDM a 8-PAM fijo y  $M$ -QAM, con  $M=\{4,8,16,32,64,128,256\}$  y (b) las curvas de las subportadoras pares con PAM-DMT con 8-PAM y  $M$ -QAM, con  $M=\{4,8,16,32,64,128,256\}$ .

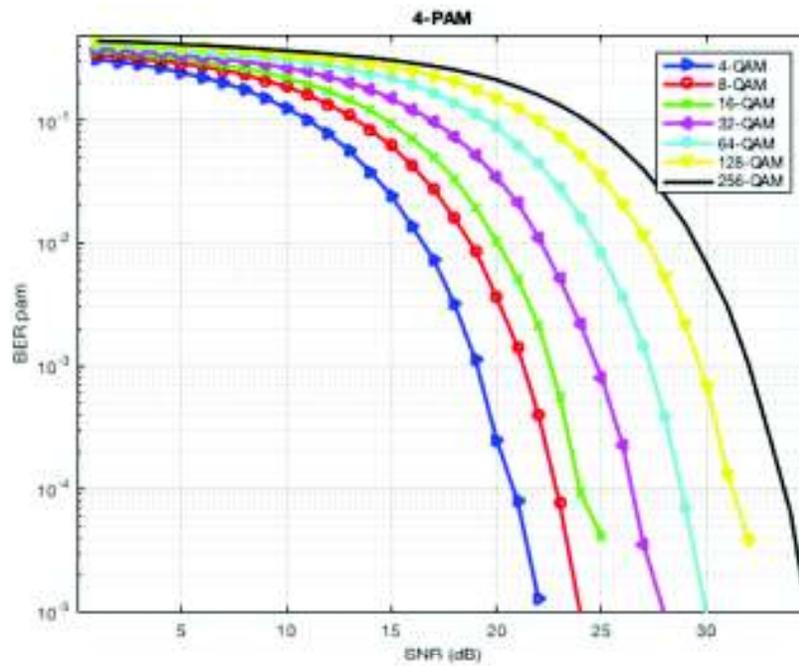
En la Figura 3.5 (a) se muestran las curvas de BER vs SNR de las subportadoras impares con ACO-OFDM a 16-PAM fijo y  $M$ -QAM, con  $M=\{4,8,16,32,64,128,256\}$  y (b) las curvas de las subportadoras pares con PAM-DMT con 16-PAM y  $M$ -QAM, con  $M=\{4,8,16,32,64,128,256\}$ .

Se puede observar en la tendencia de las curvas de las Figuras 3.3, 3.4 y 3.5 el deterioro de las señales ACO-OFDM de las subportadoras impares y PAM-DMT de las subportadoras pares a medida que el nivel de modulación M-PAM se incrementa, por esta razón, para las simulaciones de los tres casos restantes sólo se expondrá el resultado del BER vs SNR de las señales HACO-OFDM con 4-PAM.

En la Figura 3.3 (a) para las subportadoras impares con un BER de  $10^{-3}$  se alcanza una modulación de hasta 128-QAM con ACO-OFDM, mientras que (b) para las subportadoras pares con un BER de  $10^{-3}$  se alcanza una modulación de hasta 256-QAM con PAM-DMT, sin embargo, ésta es limitada por el alcance de las subportadoras impares.

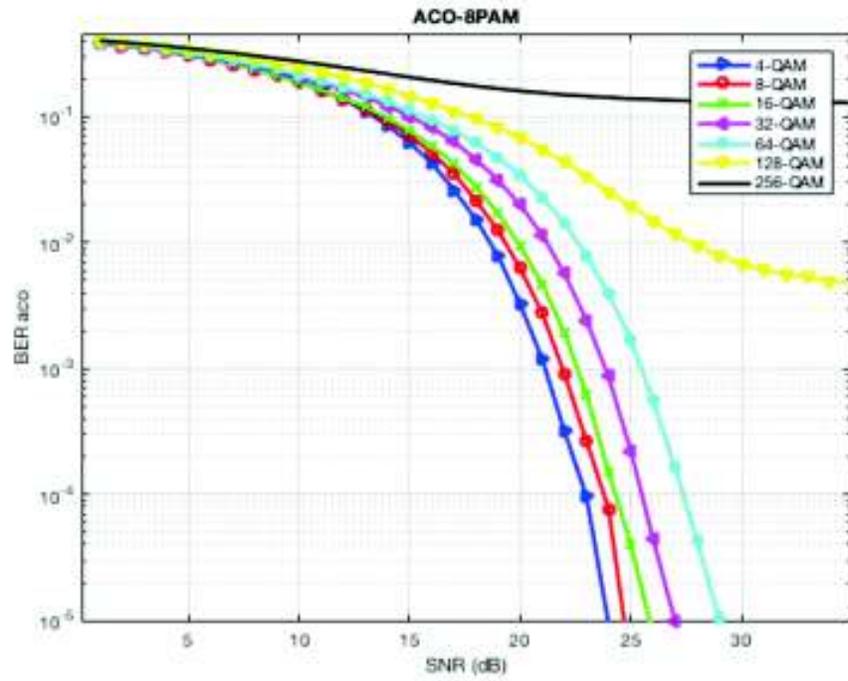


(a)

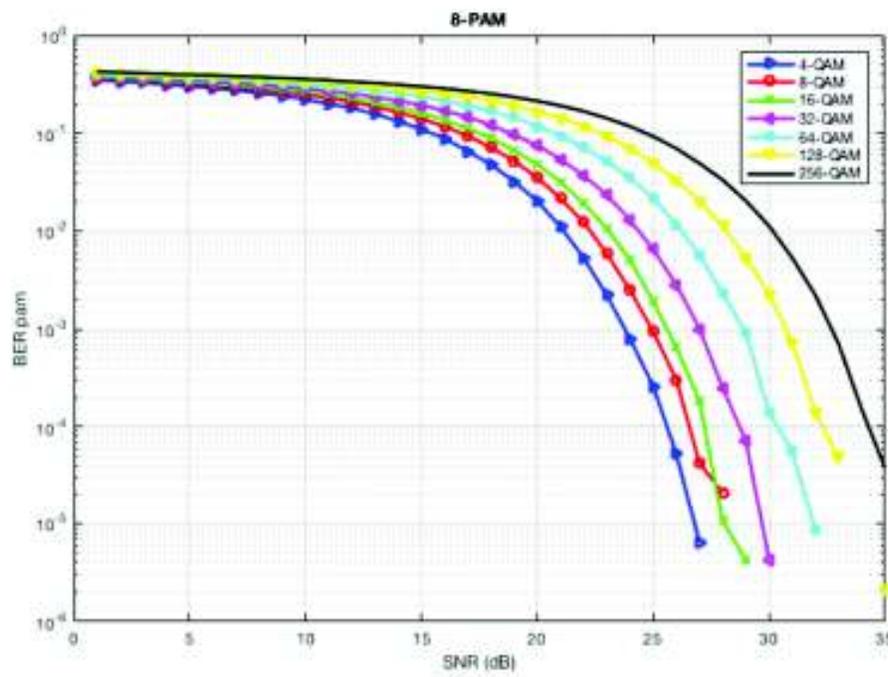


(b)

**Figura 3. 3.** BER vs SNR HACO-OFDM con 4-PAM en un canal AWGN, (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.

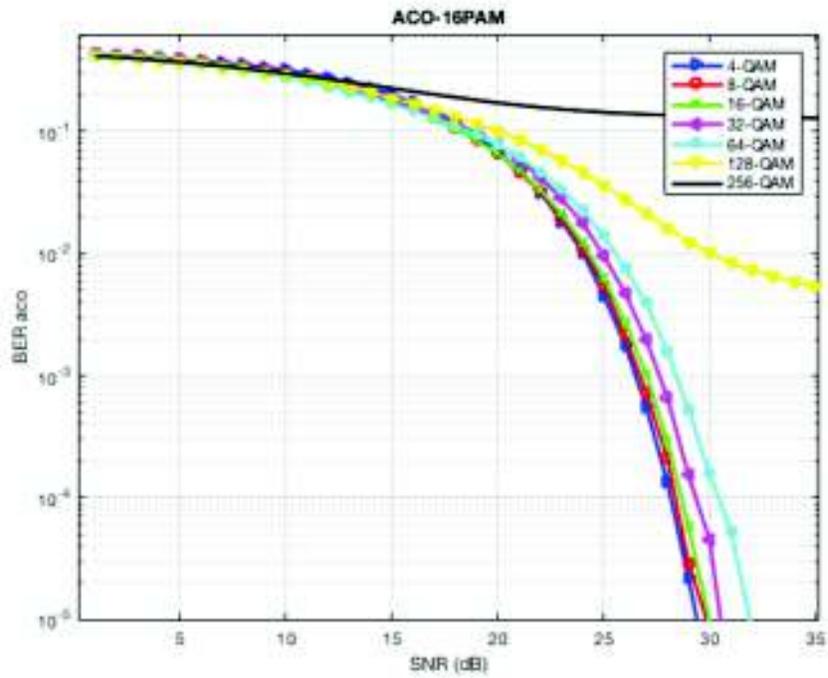


(a)

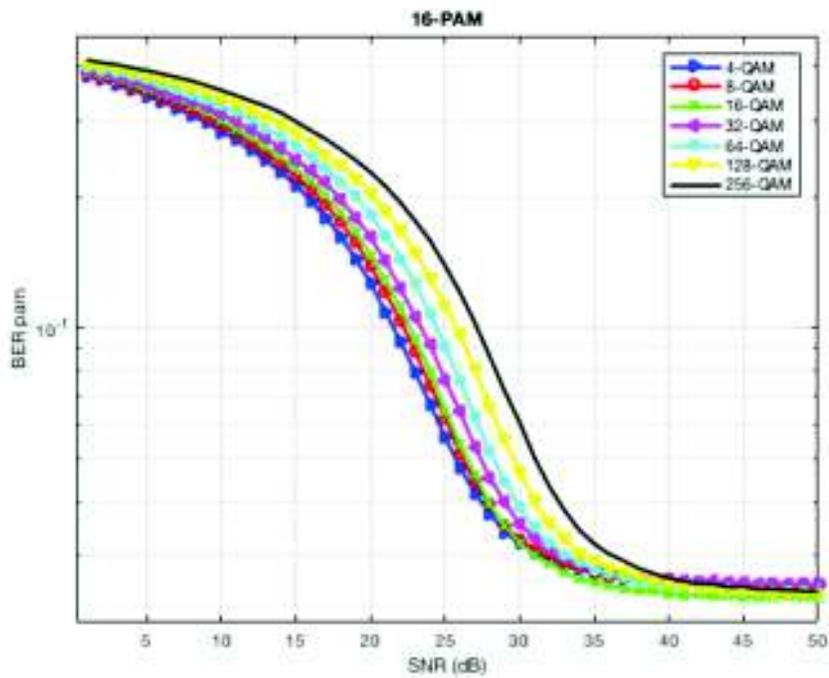


(b)

**Figura 3. 4.** BER vs SNR HACO-OFDM con 8-PAM en un canal AWGN, (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.



(a)



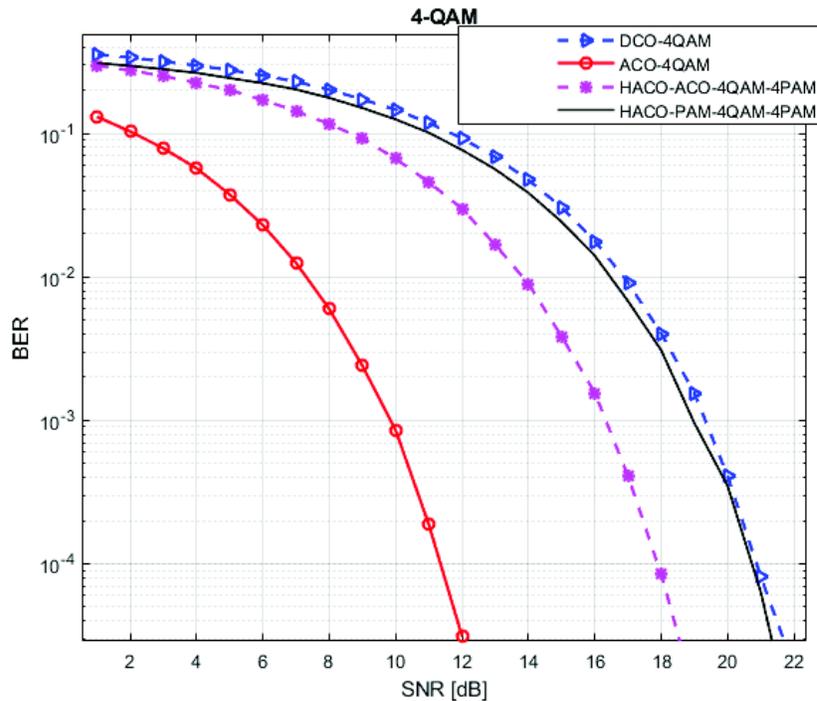
(b)

**Figura 3. 5.** BER vs SNR HACO-OFDM con 16-PAM en un canal AWGN, (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.

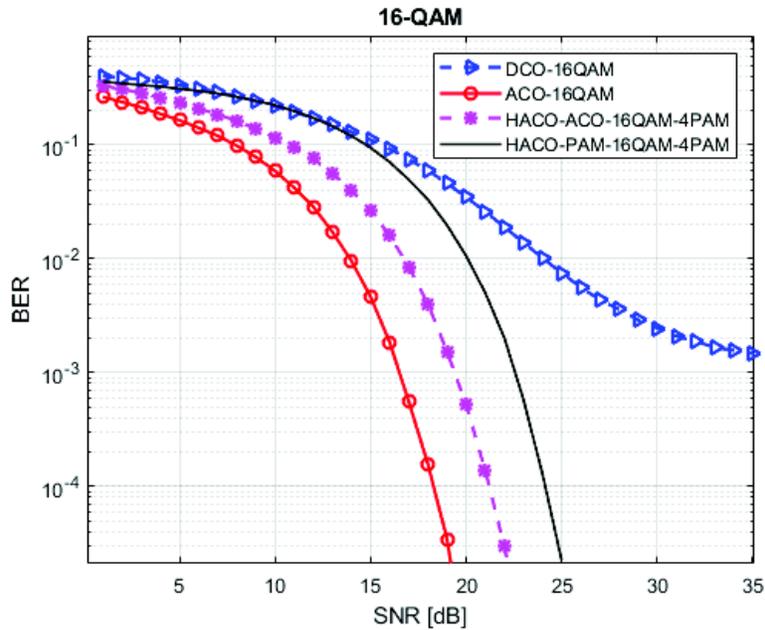
Para DCO-OFDM, señales moduladas con un orden superior a 16-QAM presentan una alta probabilidad de error para todos los niveles de SNR, mientras con las modulaciones ACO-OFDM y HACO-OFDM se evidencia una mejora notable hasta un orden de 64-QAM.

En las modulaciones 4-PAM y 8-PAM de las subportadoras pares en HACO-OFDM permiten ordenes de modulación de hasta 256-QAM entre valores de SNR de 20 a 35 dB en las subportadoras impares correspondientes a ACO-OFDM, sin embargo, estos órdenes de modulación son limitados por el desempeño de la señal ACO-OFDM con las modulaciones 4-PAM y 8-PAM los mismos que, superiores a 64-QAM se tiene mayores probabilidades de error en la señal.

En las Figuras 3.6, 3.7 y 3.8 se presenta la comparación de las curvas BER vs SNR de las modulaciones DCO, ACO y HACO-OFDM con modulaciones de 4, 16 y 64-QAM. Para la modulación HACO-OFDM se usa una modulación 4-PAM en las subportadoras pares para todas las simulaciones.



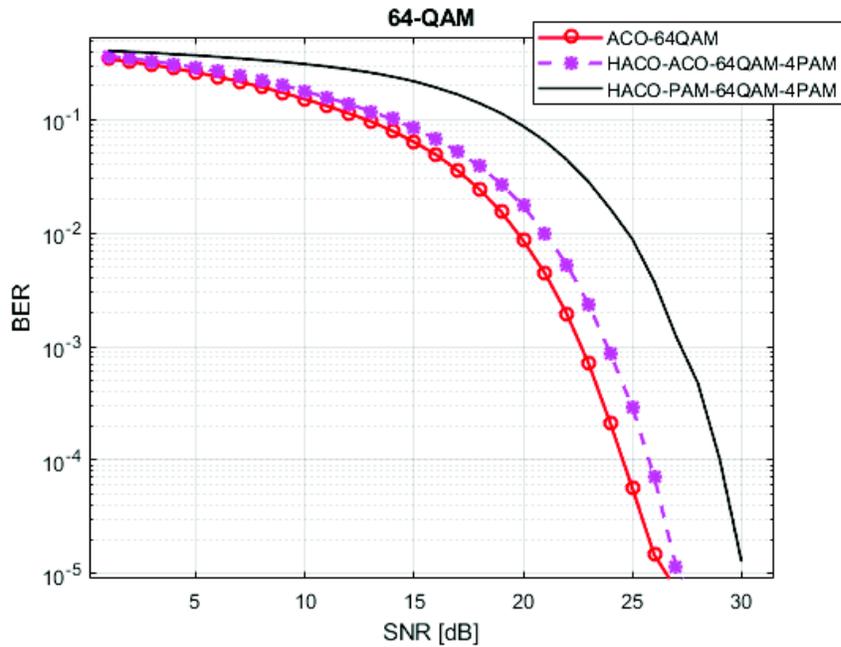
**Figura 3. 6.** Comparación de DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM con 4-QAM y 4-PAM.



**Figura 3. 7.** Comparación de DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM con 16-QAM y 4-PAM.

La curva de DCO-OFDM en la Figura 3.6 se asemeja al comportamiento de la curva PAM-DMT (subportadoras pares de HACO) cuando se modula con 4QAM; sin embargo, la señal ACO-OFDM presenta menor probabilidad de error que HACO-OFDM y DCO-OFDM. En la Figura 3.7 al incrementar el grado de modulación a 16 QAM, la señal DCO OFDM presenta los valores más altos de BER, mientras que la curva de la modulación ACO-OFDM comienza a aproximarse a la curva ACO-OFDM (subportadoras impares) de la modulación HACO-OFDM con una diferencia aproximada de 3dB en SNR para una probabilidad de  $10^{-4}$ .

En la Figura 3.8 se muestran los resultados de la comparación entre las señales ACO-OFDM y HACO-OFDM con 64-QAM. En esta ocasión la curva de ACO-OFDM se aproxima a la curva de ACO-OFDM (subportadoras impares) en HACO-OFDM por un incremento de 5 dB aproximadamente en SNR respecto al resultado con 16-QAM a una probabilidad de error de  $10^{-4}$ .



**Figura 3. 8.** Comparación de ACO-OFDM y HACO-OFDM con 64-QAM y 4-PAM.

En la Tabla 3.1 se muestra un resumen de los resultados obtenidos para el escenario 1.

**Tabla 3. 1.** Comparación de BER vs SNR en un canal AWGN

	DCO-OFDM	ACO-OFDM	HACO-OFDM	
			ACO	PAM
Grado de modulación	16-QAM	16-QAM	16-QAM	16-QAM
Nivel de BER	Alto	Bajo	Medio	medio
Grado de modulación	64-QAM	64-QAM	64-QAM	64-QAM
Nivel de BER	Alto	Medio	Medio	Medio

### 3.1.1.2. Escenario 2: Canal óptico inalámbrico con receptor en (2.5, 2.5, 1)m

Los resultados de BER vs SNR que se obtienen para el escenario 2, con las condiciones expuestas en el Caso A de la Tabla 2.9, se presentan a continuación.

En las Figuras 3.9, 3.10 y 3.11 se muestran los resultados de BER vs SNR para la modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM respectivamente.

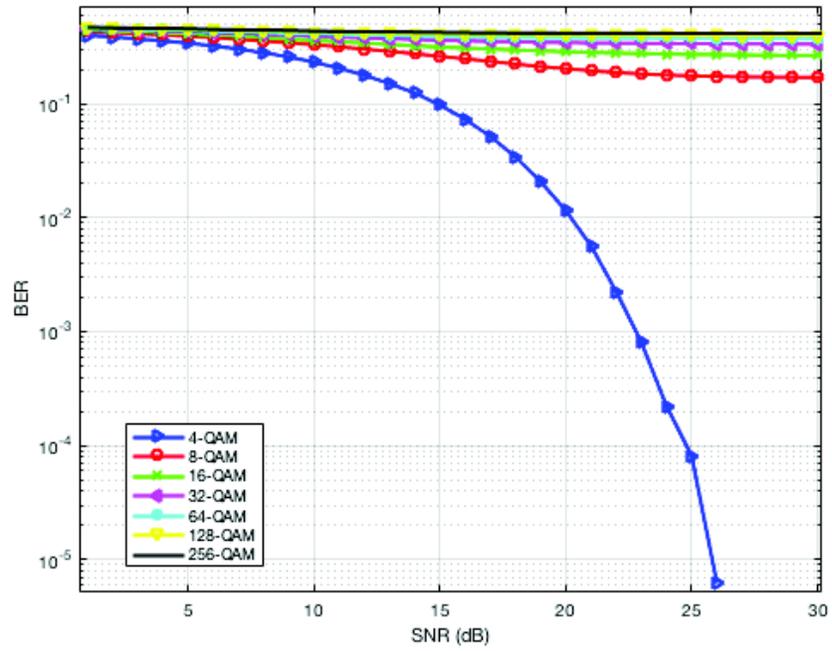


Figura 3. 9. BER vs SNR para DCO-OFDM en el escenario 2.

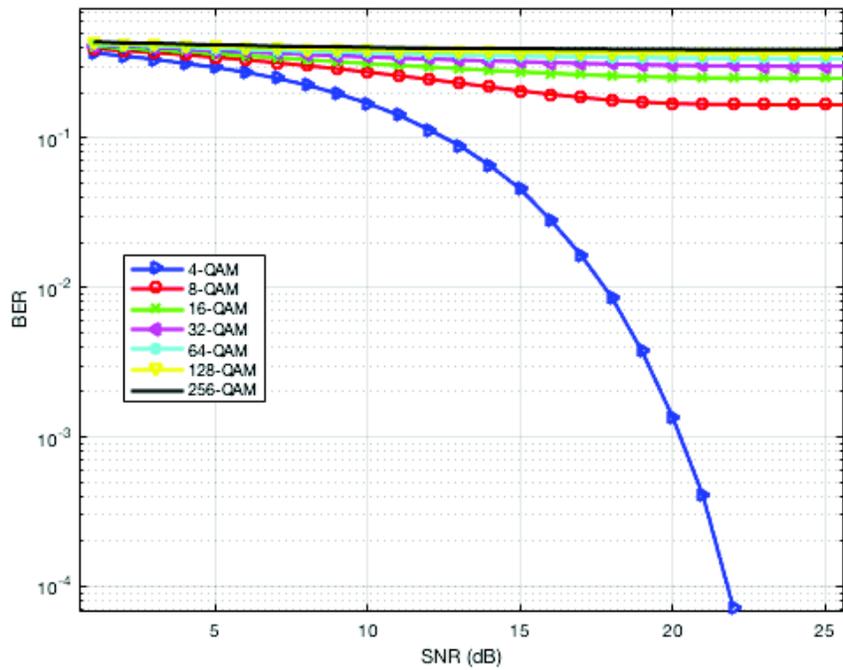
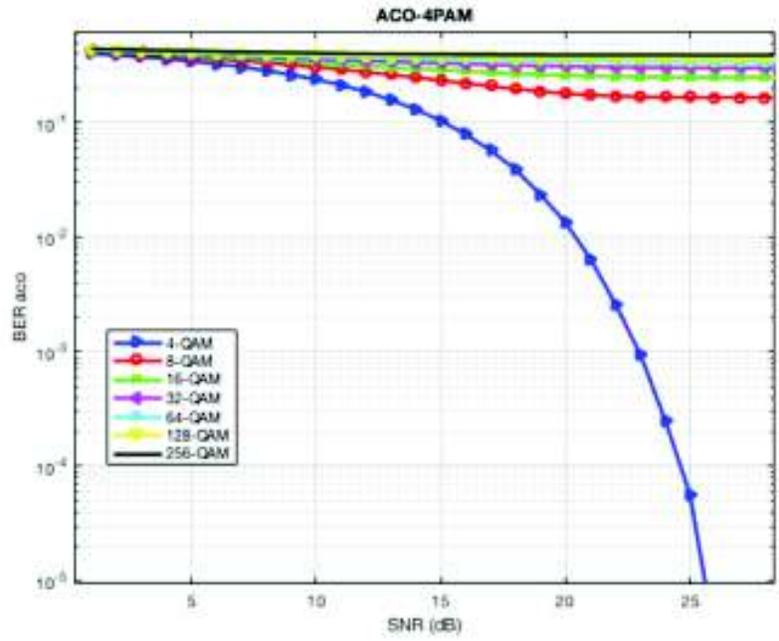
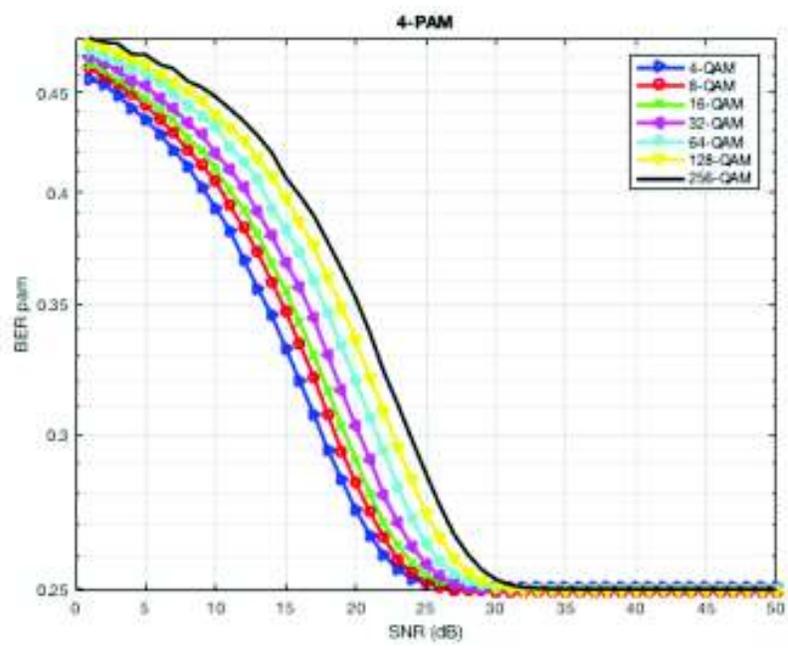


Figura 3. 10. BER vs SNR para ACO-OFDM en el escenario 2.



(a)

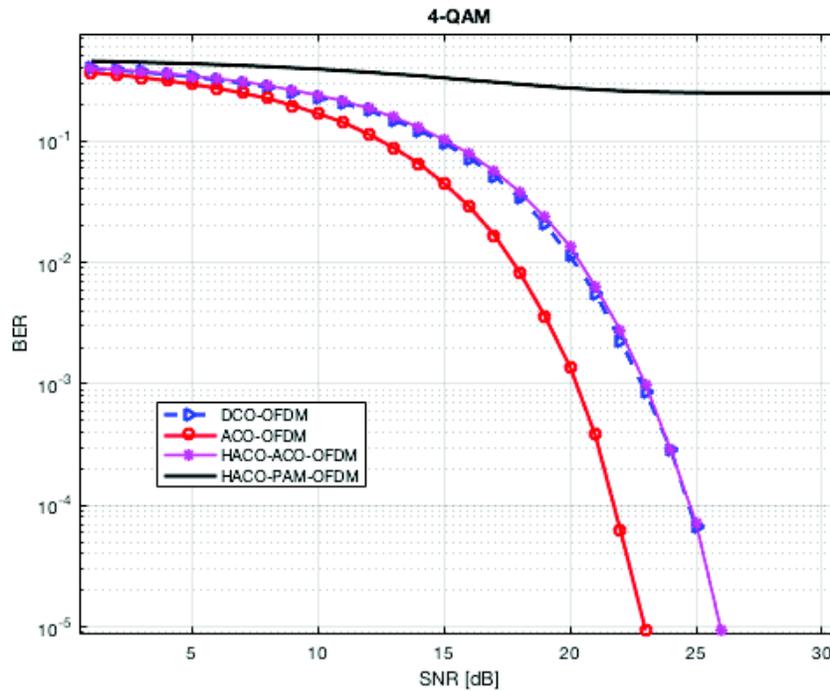


(b)

**Figura 3. 11.** BER vs SNR para HACO-OFDM con en el escenario 2 (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.

A fin de visualizar las diferencias de los resultados de BER vs SNR, se eligen las curvas de 4-QAM de las Figuras 3.9, 3.10 y 3.11 ya que presenta los valores de BER más bajos

en cada modulación. En la Figura 3.12 se presentan los resultados de 4-QAM para cada modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM.



**Figura 3. 12.** Comparación de BER vs SNR con modulación 4-QAM en escenario 2.

Se puede observar que la modulación ACO-OFDM todavía presenta los valores de BER más bajos, mientras que la parte ACO-OFDM (subportadoras impares) de la modulación HACO-OFDM se asemeja a la curva de DCO-OFDM, y la curva de PAM presenta los valores más altos de BER por lo que se considera que la parte ACO-OFDM (subportadoras impares) de la modulación HACO-OFDM es la que puede transmitirse sin una gran cantidad de errores, sin embargo se puede usar la modulación ACO-OFDM para el mismo propósito con valores de BER menores. Existe una diferencia aproximada de 3 dB para una probabilidad de error de  $10^{-4}$  entre HACO-OFDM (subportadoras impares ACO-OFDM) o DCO-OFDM y ACO-OFDM.

### 3.1.1.3. Escenario 3: Canal óptico inalámbrico con receptor en (2.5, 0.4, 1)m

Los resultados de BER vs SNR para el escenario 3 con las condiciones expuestas en el Caso B de la Tabla 2.9 se presentan a continuación.

En las Figuras 3.13, 3.14 y 3.15 se muestran las curvas resultantes de BER vs SNR para las modulaciones DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM respectivamente.

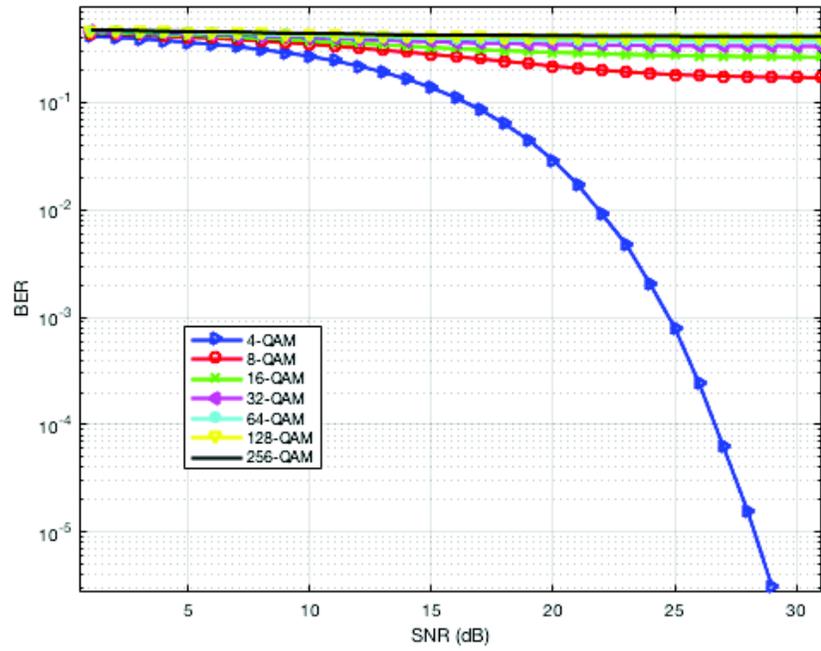


Figura 3. 13. BER vs SNR para DCO-OFDM en el escenario 3.

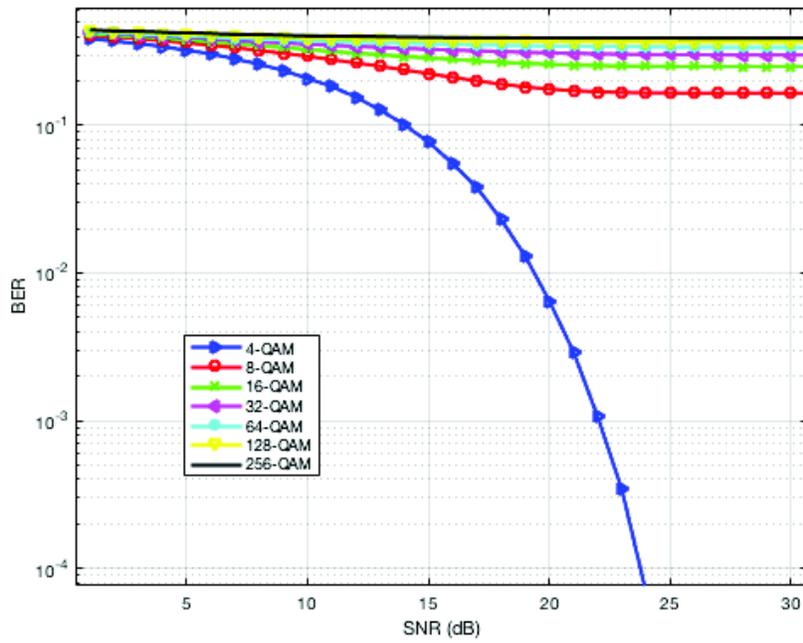
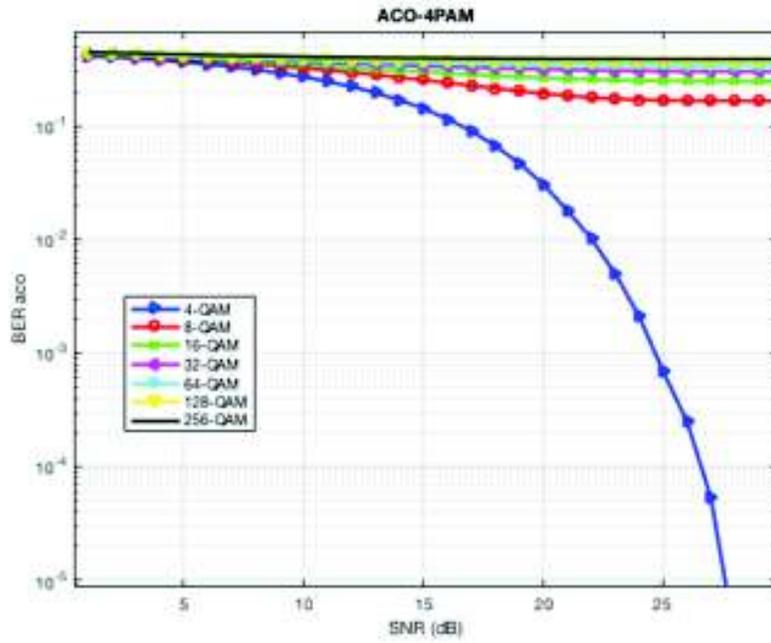
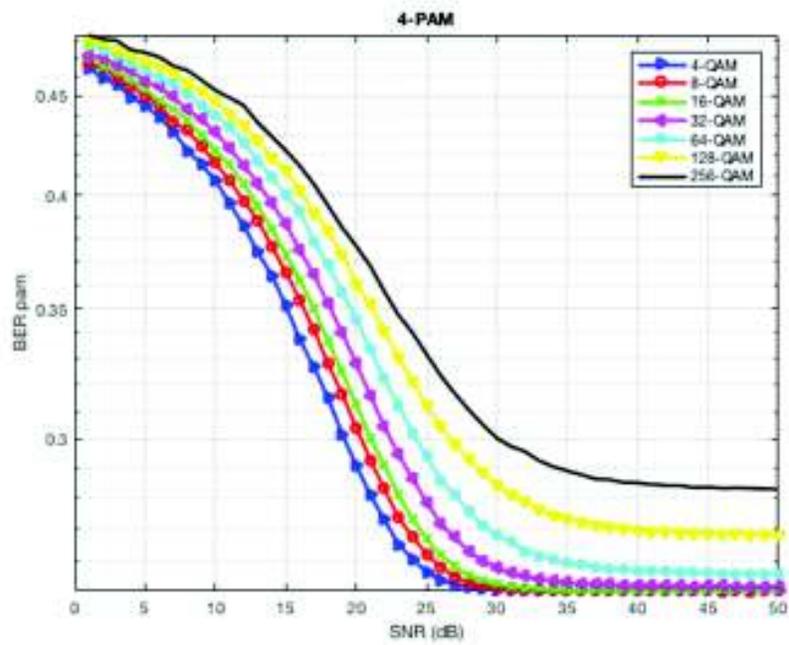


Figura 3. 14. BER vs SNR para ACO-OFDM en el escenario 3.



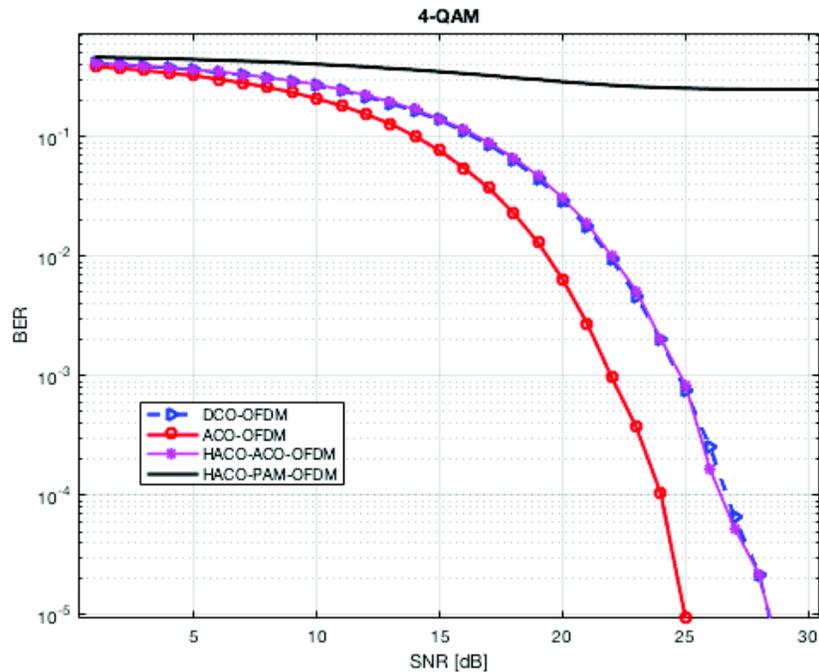
(a)



(b)

**Figura 3. 15.** BER vs SNR para HACO-OFDM en el escenario 3 (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.

Para comparar los resultados de BER vs SNR de mejor manera se escogen las curvas 4-QAM de las Figuras 3.13, 3.14 y 3.15 ya que presentan en el BER más bajo dentro del escenario 3 y se presentan en la Figura 3.16.



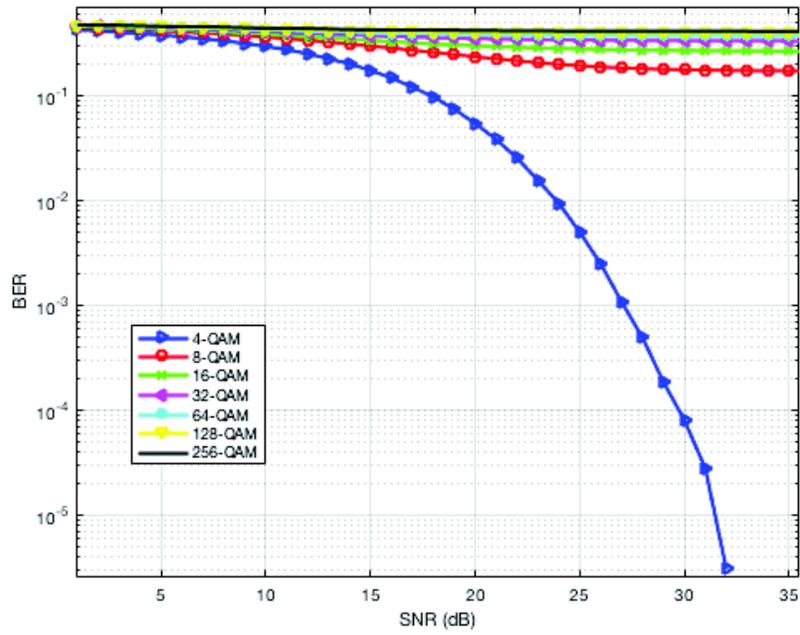
**Figura 3. 16.** Comparación de BER vs SNR con modulación 4-QAM en escenario 3.

En este escenario el comportamiento de las modulaciones se mantiene de forma parecida al escenario 2, con la diferencia que en éste escenario se observa un “offset” de 2 dB para una probabilidad de error de  $10^{-4}$  y como se esperaba, la tendencia de las curvas se mantiene con una diferencia de 3 dB entre las modulaciones HACO-OFDM (subportadoras impares ACO-OFDM) o DCO-OFDM y ACO-OFDM para la misma probabilidad de error de  $10^{-4}$ .

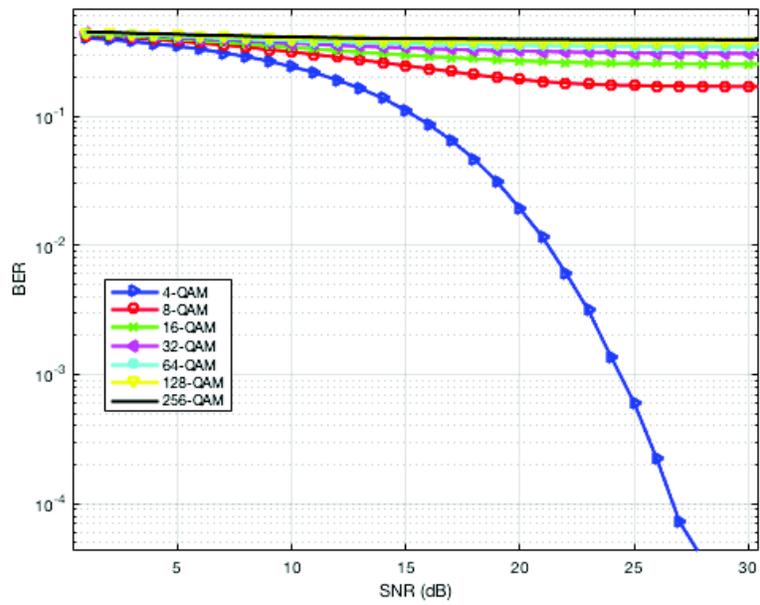
#### 3.1.1.4. Escenario 4: Canal óptico inalámbrico con receptor en (0.4, 0.4, 1)m

Los resultados de BER vs SNR que se obtienen para el escenario 4 con las condiciones expuestas en el Caso C de la Tabla 2.9 se presentan a continuación.

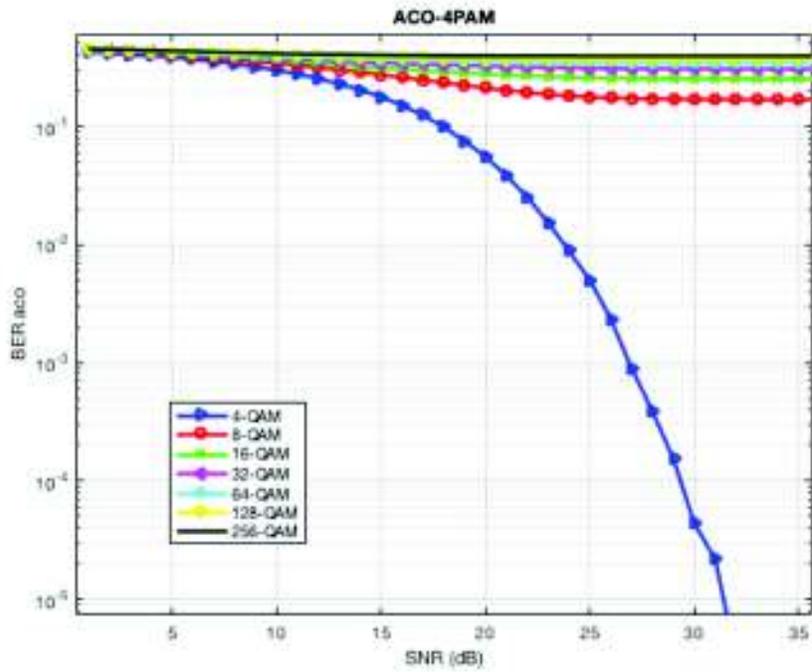
En las Figuras 3.17, 3.18 y 3.19 se muestran las curvas resultantes de BER vs SNR para las modulaciones DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM respectivamente.



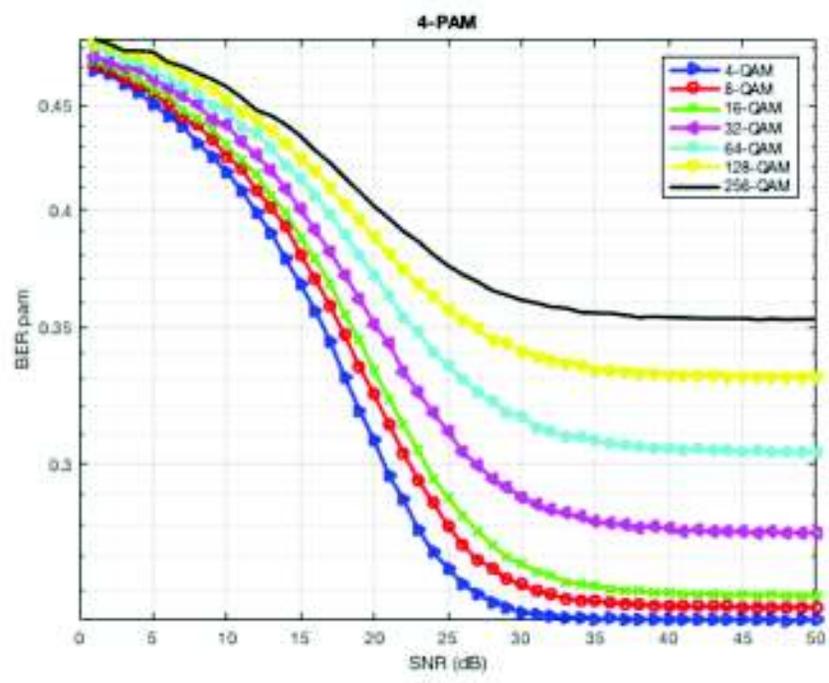
**Figura 3. 17.** BER vs SNR para DCO-OFDM en el escenario 4.



**Figura 3. 18.** BER vs SNR para ACO-OFDM en el escenario 4.



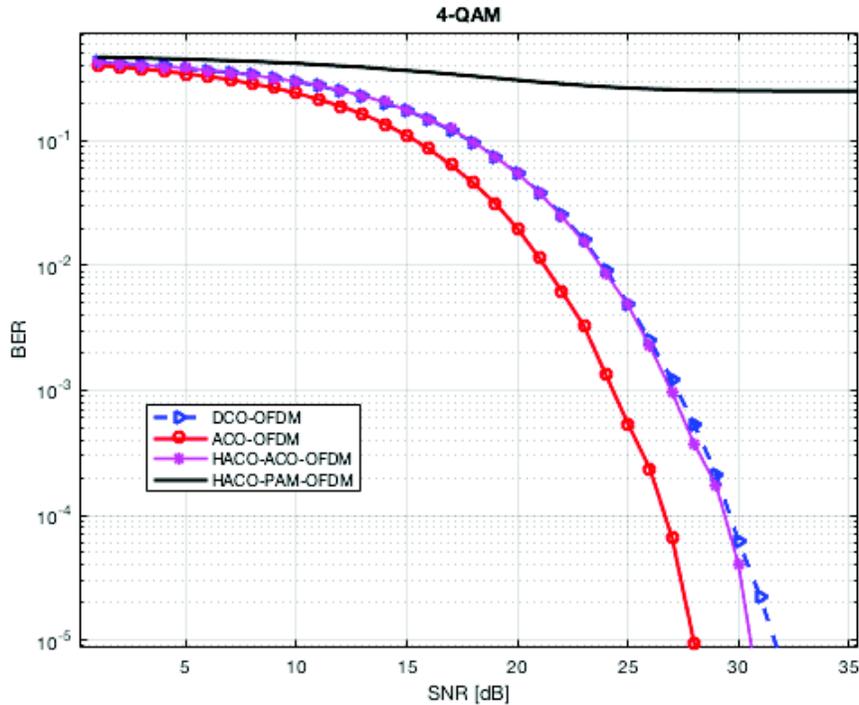
(a)



(b)

Figura 3. 19. BER vs SNR para HACO-OFDM en el escenario 4 (a) Subportadoras impares, (b) Subportadoras pares.

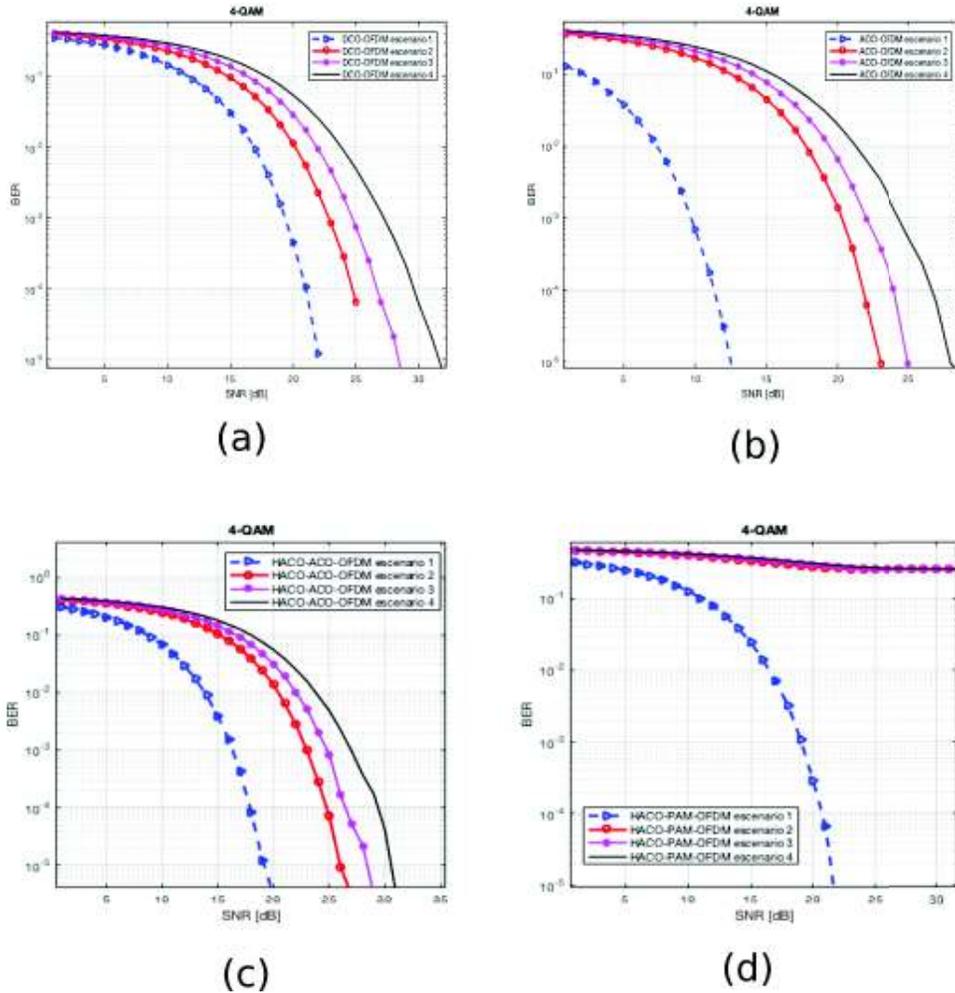
Para comparar de mejor manera las curvas de BER vs SNR de cada modulación se escogen las curvas correspondientes a la modulación 4-QAM dentro de las Figuras 3.17, 3.18 y 3.19 ya que presentan el menor nivel de BER y facilitan la comparación. La agrupación de estas curvas se presentan en la Figura 3.20 a continuación.



**Figura 3. 20.** Comparación de BER vs SNR con modulación 4-QAM en escenario 4.

En este escenario el comportamiento de las modulaciones mantiene su tendencia de forma similar al escenario 2 y 3 con la diferencia que, en este escenario, para una probabilidad de error de  $10^{-4}$  se observa un aumento de 3 dB en el SNR.

Finalmente, en la Figura 3.21 se resumen las comparaciones de los cuatro escenarios expuestos para cada una de las modulaciones DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM, donde se puede observar de mejor manera el desplazamiento aproximado de 3 dB para una probabilidad de error de  $10^{-4}$  respecto a cada uno de los escenarios como se mencionaba anteriormente. Así, también se puede apreciar que, el escenario 2 con las condiciones del Caso A de la Tabla 2.9 es el escenario con los resultados más favorables, es decir que el receptor se encuentre justo debajo del transmisor, la curva mejora si la distancia entre el transmisor y receptor disminuye.



**Figura 3. 21.** Comparación de los distintos escenarios para cada modulación (a) DCO-OFDM, (b) ACO-OFDM, (c) HACO-ACO-OFDM, (d) HACO-PAM-OFDM

Los códigos completos de las simulaciones que se usaron para obtener los resultados expuestos en 3.1 se encuentran los Anexos VIII, IX y X, y las respectivas funciones de los códigos en el Anexo XI.

### 3.1.2. Simulación de CCDF para análisis de PAPR.

Para presentar el rendimiento de PAPR de las tres técnicas de modulación se utiliza la CCDF, que permite observar la probabilidad que los niveles de PAPR sea mayor a un determinado valor. Un estudio de forma analítica del PAPR para modulaciones de VLC basadas en OFDM se explica en [30].

En las Figuras 3.22, 3.23 y 3.24 se muestran los resultados de CCDF de la PAPR para la modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM con 256 subportadoras, diferentes niveles de modulación y 15000 iteraciones. Para la modulación HACO-OFDM se considera la modulación M-PAM con  $M=\{4, 16, 64, 256\}$ .

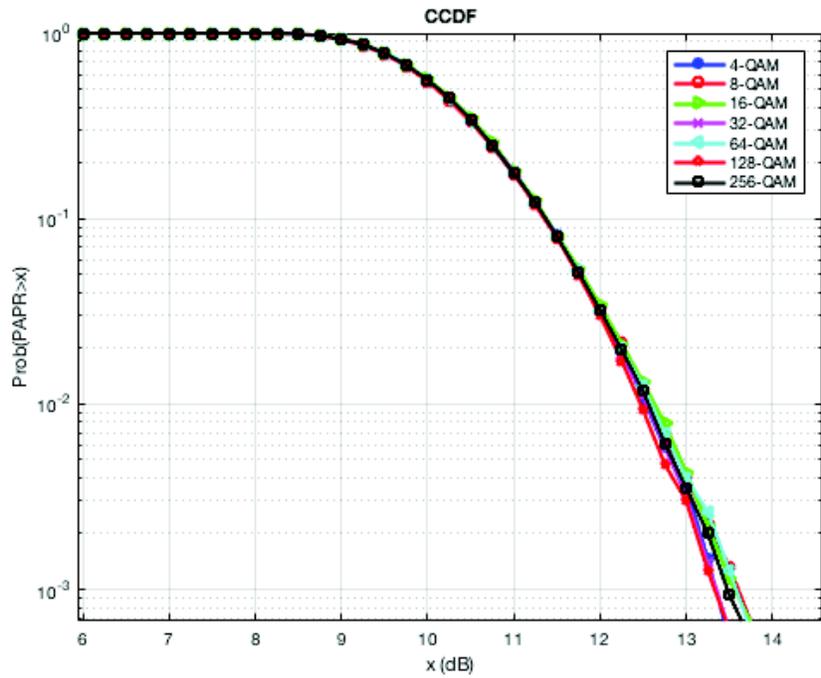


Figura 3. 22. CCDF para DCO-OFDM con diferentes grados de modulación

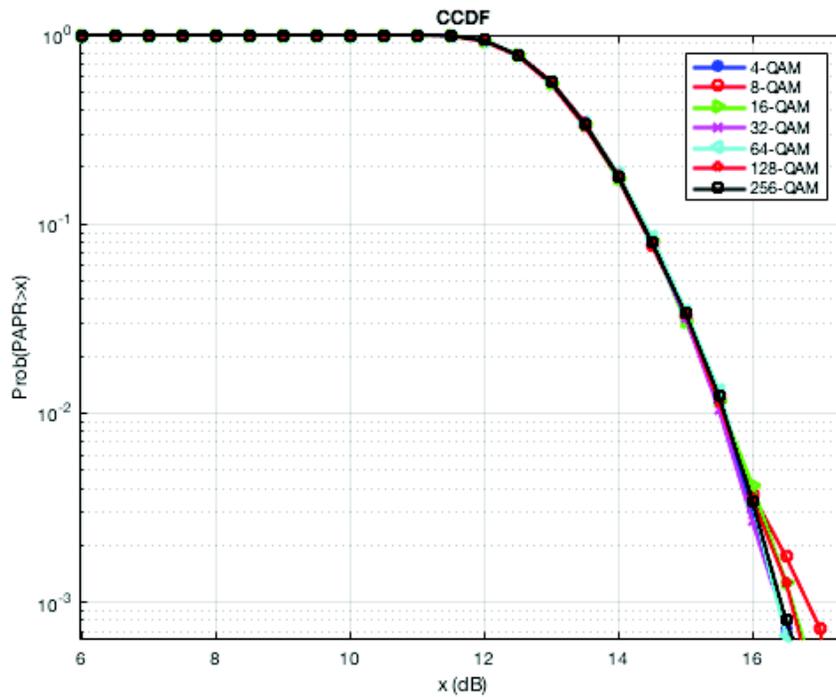
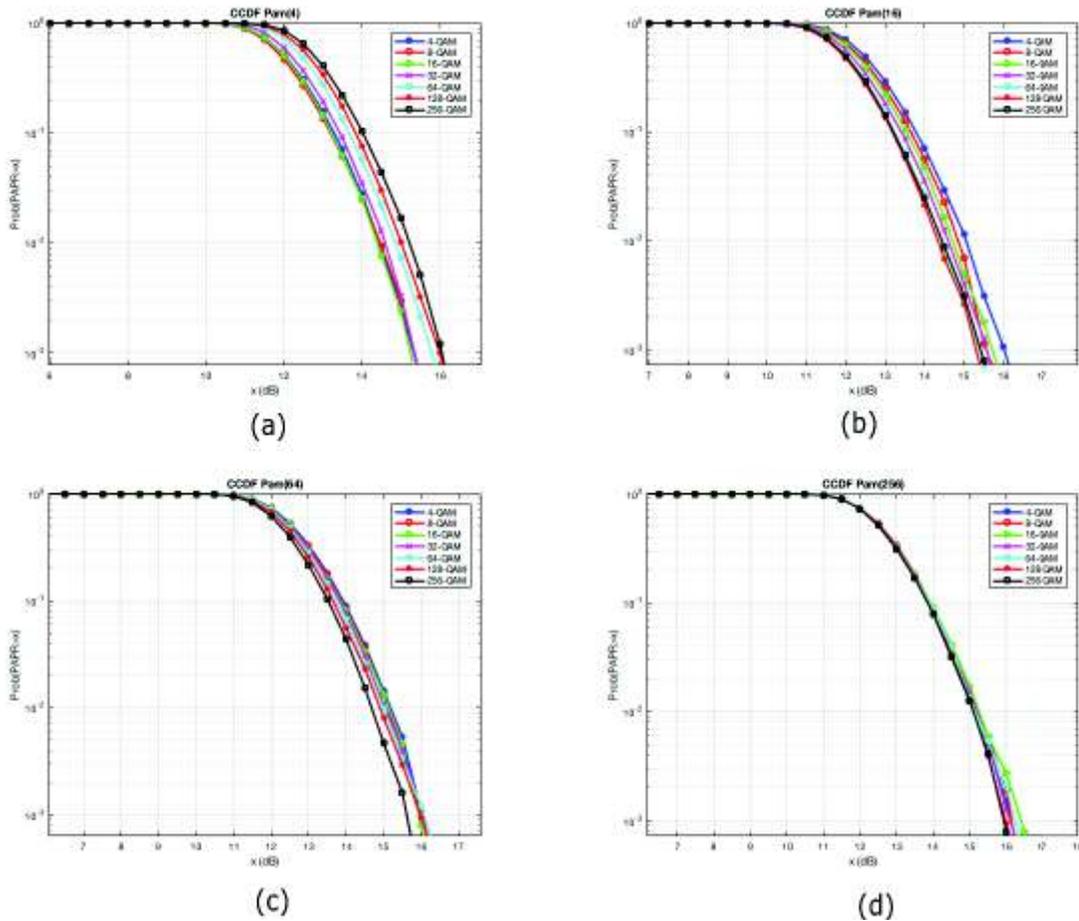


Figura 3. 23. CCDF para ACO-OFDM con diferentes grados de modulación



**Figura 3. 24.** CCDF para HACO-OFDM con diferentes grados de modulación, (a) 4-PAM, (b) 16-PAM, (c) 64-PAM y (d) 256-PAM.

Las curvas de las Figuras 3.22 y 3.23 no muestran una diferencia considerable respecto a la variación de los niveles de modulación. En las curvas de la Figura 3.24 se observa que a medida que aumenta M-PAM, las curvas tienden a igualarse y parecerse a las curvas CCDF del PAPR de ACO-OFDM de la Figura 3.23.

Con 4-PAM se observa que la CCDF es ligeramente menor que en ACO-OFDM, esto se debe al incremento en la potencia promedio de HACO-OFDM debido a la adición de la señal PAM comparada con la de ACO-OFDM.

Los resultados de la CCDF en función del número de subportadoras para cada modulación se presentan en las curvas de las Figuras 3.25, 3.26 y 3.27 respectivamente para DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM con una modulación 16-QAM y 4-PAM.

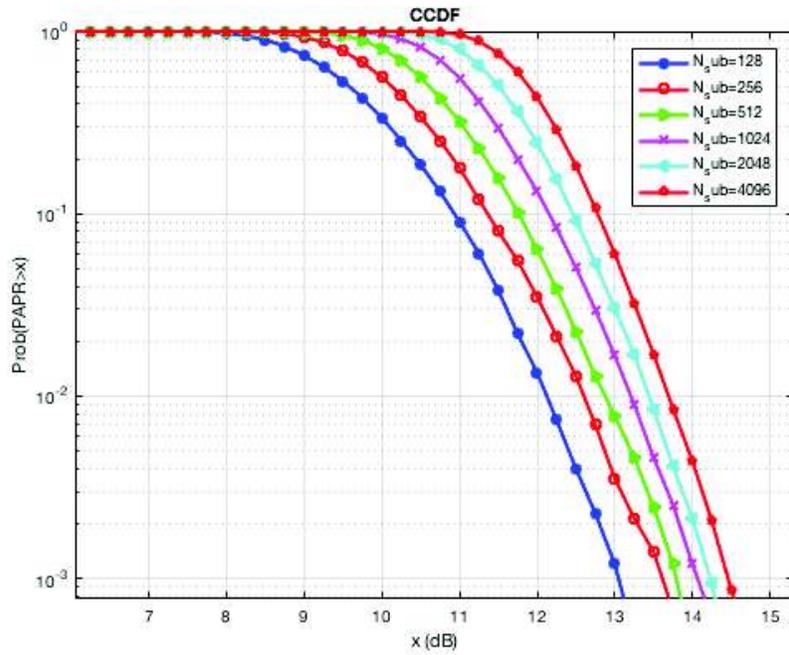


Figura 3. 25. CCDF para DCO-OFDM con 16-QAM.

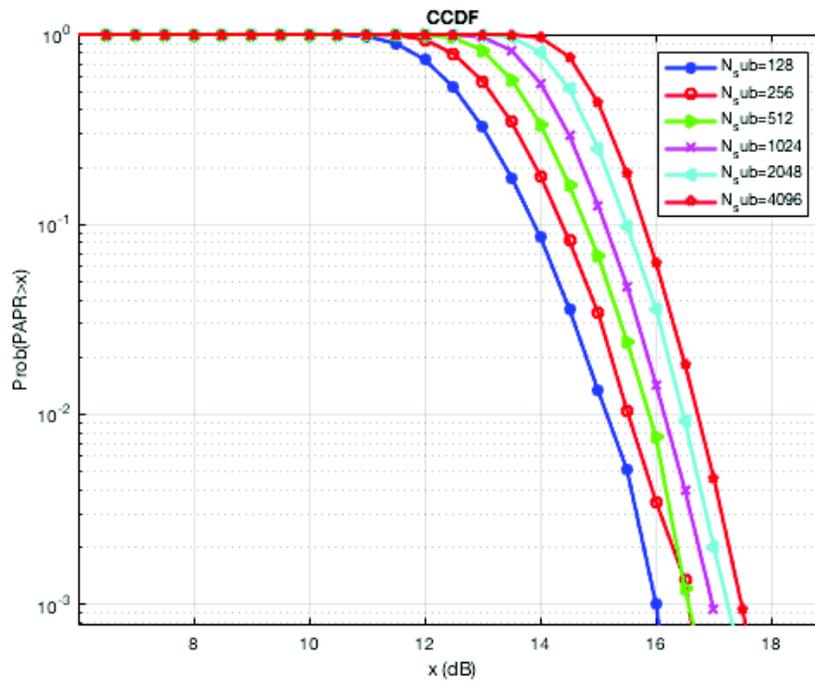
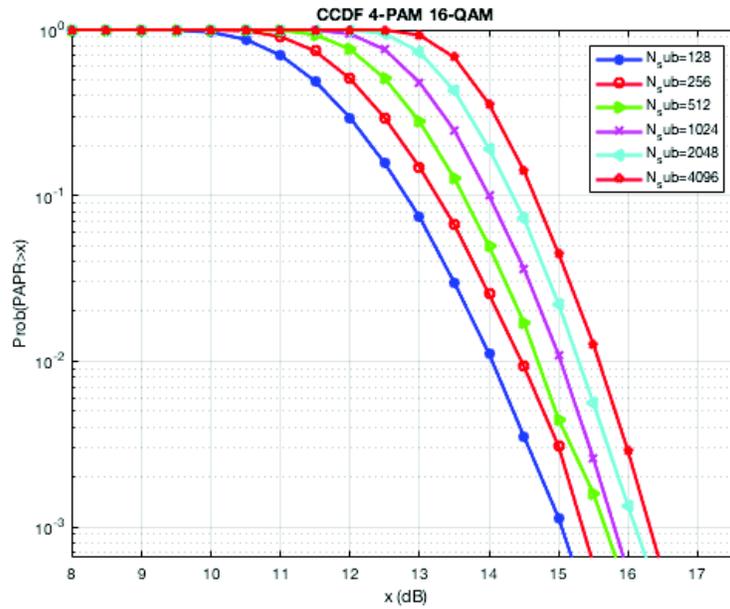


Figura 3. 26. CCDF para ACO-OFDM con 16-QAM.



**Figura 3. 27.** CCDF para HACO-OFDM con 16-QAM y 4-PAM.

Se observa que la PAPR en DCO-OFDM es la menor con respecto a ACO-OFDM y HACO-OFDM. El pseudocódigo para obtener las CCDF en general para las tres modulaciones se puede observar en la Figura 3.28, donde el único cambio es la función para obtener cada modulación.

```

1) Declarar variables:
numero de subportadoras con información, N_sub
numero de subportadoras totales a transmitir, N
grado de modulación, M
numero de iteraciones, iteraciones

2) Cálculo de PAPR para cada iteración
3) lazo for para cada iteración (k)
4) MODULACIÓN(DCO, ACO O HACO)=modular(N_sub,M,u)
5) parDatos(k)= Calcular PAPR de (MODULACIÓN)
6) Fin de lazo for para cada iteración
7) Cálculo de CCDF
8) ejex =2:0.25:30 crear vector de niveles de PAPR
9) ccdf_datos= calcular CCDF del PAPR(ejex, parDatos,
iteraciones)
10) graficar(ejex, ccdf_datos)

```

**Figura 3. 28.** Pseudocódigo para el cálculo de CCDF para la PAPR

### 3.1.3. Análisis de la eficiencia espectral.

La eficiencia espectral en un sistema de comunicaciones permite conocer la cantidad de bits por segundo que se pueden transmitir en un determinado ancho de banda, es decir, relaciona la velocidad de transmisión y el ancho de banda. Por lo que la eficiencia espectral se expresa según la ecuación (3.1), donde  $R_T$  representa la velocidad de transmisión en bits por segundo y  $B$  representa el ancho de banda en Hertz.

$$\eta_{esp} = \frac{R_T}{B} \left[ \frac{bps}{Hz} \right]$$

#### Ecuación 3.1. Eficiencia espectral

Las ecuaciones (1.37), (1.39) y (1.47) muestran la velocidad de transmisión de cada técnica de modulación, de las cuales se puede obtener la eficiencia espectral. De acuerdo a (1.37), (1.39) y (1.47), se obtiene:

$$\eta_{DCO-OFDM} = \left( \frac{\frac{N}{2} - 1}{N + N_g} \right) \log_2(M) \frac{bps}{Hz}$$

#### Ecuación 3.2. Eficiencia espectral para DCO-OFDM

$$\eta_{ACO-OFDM} = \left( \frac{\frac{N}{4}}{N - N_g} \right) \log_2(M) \frac{bps}{Hz}$$

#### Ecuación 3.3. Eficiencia espectral para ACO-OFDM

$$\eta_{HACO-OFDM} = \left( \frac{\frac{N}{2} - 1}{N + N_g} \right) \left( \frac{\log_2(M_{ACO}) + \log_2(M_{PAM})}{2} \right) \frac{bps}{Hz}$$

#### Ecuación 3.4. Eficiencia espectral para HACO-OFDM

Donde  $N$  es el número total de subportadoras que se transmiten,  $N_g$  es la cantidad de subportadoras que se usan como banda de guarda,  $M_{ACO}$  y  $M_{PAM}$  los niveles de modulación para ACO y PAM respectivamente.

Se modifican las ecuaciones (3.2), (3.3) y (3.4) para que la eficiencia espectral se encuentre en función del número de subportadoras que contienen información útil y se asume que no hay subportadoras de banda de guarda. De esta forma se podrán comparar las eficiencias espectrales de las tres modulaciones para un valor fijo de subportadoras con información útil representado por  $N_{info}$ .

$$\eta_{DCO-OFDM} = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{N_{info}}{N_{info} + 1}\right) \log_2(M) \frac{bps}{Hz}$$

**Ecuación 3.5.** Eficiencia espectral para DCO-OFDM en función de  $N_{info}$

Se observa en la ecuación (3.5) que para valores de  $N_{info} \gg 1$  la eficiencia espectral dependerá únicamente del grado de modulación en cuadratura.

$$\eta_{ACO-OFDM} = \left(\frac{1}{4}\right) \log_2(M) \frac{bps}{Hz}$$

**Ecuación 3.6.** Eficiencia espectral para ACO-OFDM en función de  $N_{info}$

La eficiencia espectral para ACO-OFDM depende únicamente del grado de modulación en cuadratura, y en comparación a la eficiencia espectral de DCO-OFDM, es la mitad de ésta.

$$\eta_{HACO-OFDM} = \left(\frac{1}{4}\right) \left(\frac{N_{info}}{N_{info} + 1}\right) (\log_2(M_{ACO}) + \log_2(M_{PAM})) \frac{bps}{Hz}$$

**Ecuación 3.7.** Eficiencia espectral para HACO-OFDM en función de  $N_{info}$

Las ecuaciones (3.5), (3.6), y (3.7) se comparan entre sí mediante una relación. La primera comparación es entre DCO-OFDM, y ACO-OFDM, después DCO-OFDM y HACO-OFDM y finalmente entre ACO-OFDM y HACO-OFDM.

$$\frac{\eta_{DCO-OFDM}}{\eta_{ACO-OFDM}} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{N_{info}}{N_{info} + 1}\right) \log_2(M)}{\left(\frac{1}{4}\right) \log_2(M)} = 2 \left(\frac{N_{info}}{N_{info} + 1}\right) \approx 2$$

**Ecuación 3.8.** Comparación de eficiencias espectrales DCO-OFDM y ACO-OFDM

Para  $N_{info} \gg 1$  la eficiencia espectral de DCO-OFDM es el doble que ACO-OFDM.

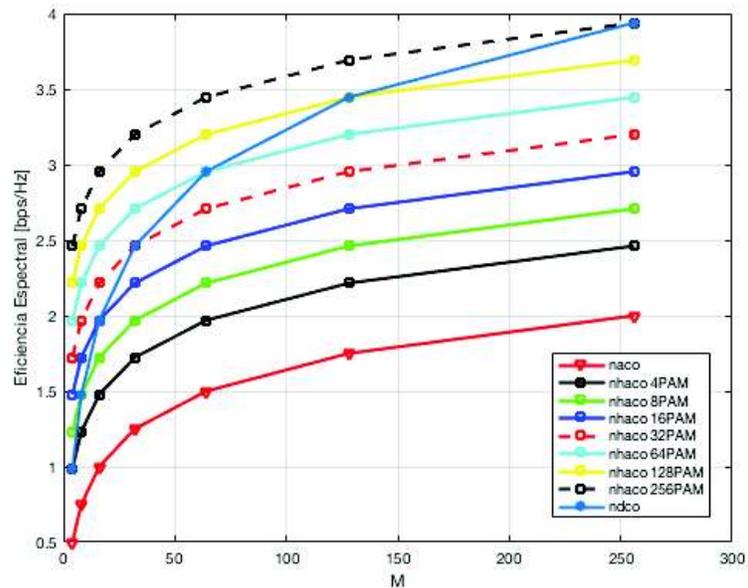
$$\frac{\eta_{DCO-OFDM}}{\eta_{HACO-OFDM}} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{N_{info}}{N_{info}+1}\right) \log_2(M)}{\left(\frac{1}{4}\right) \left(\frac{N_{info}}{N_{info}+1}\right) (\log_2(M_{ACO}) + \log_2(M_{PAM}))} = 2 \left(\frac{\log_2(M)}{\log_2(M_{ACO}) + \log_2(M_{PAM})}\right)$$

**Ecuación 3.9.** Comparación de eficiencias espectrales DCO-OFDM y HACO-OFDM

Considerando que  $M = M_{ACO}$ , si  $M_{PAM} = M$  las eficiencias de DCO-OFDM y HACO-OFDM se igualan, esta tendencia se puede apreciar en la curva de BER vs SNR de la Figura 3.6, donde las curvas de DCO-OFDM y HACO-OFDM (subportadoras pares con 4-PAM) son similares. A parte de este aspecto, la eficiencia de DCO-OFDM puede ser igual

o hasta el doble de la eficiencia de HACO-OFDM. Por lo tanto, la eficiencia de HACO-OFDM puede ser el doble o mayor a la eficiencia de ACO-OFDM.

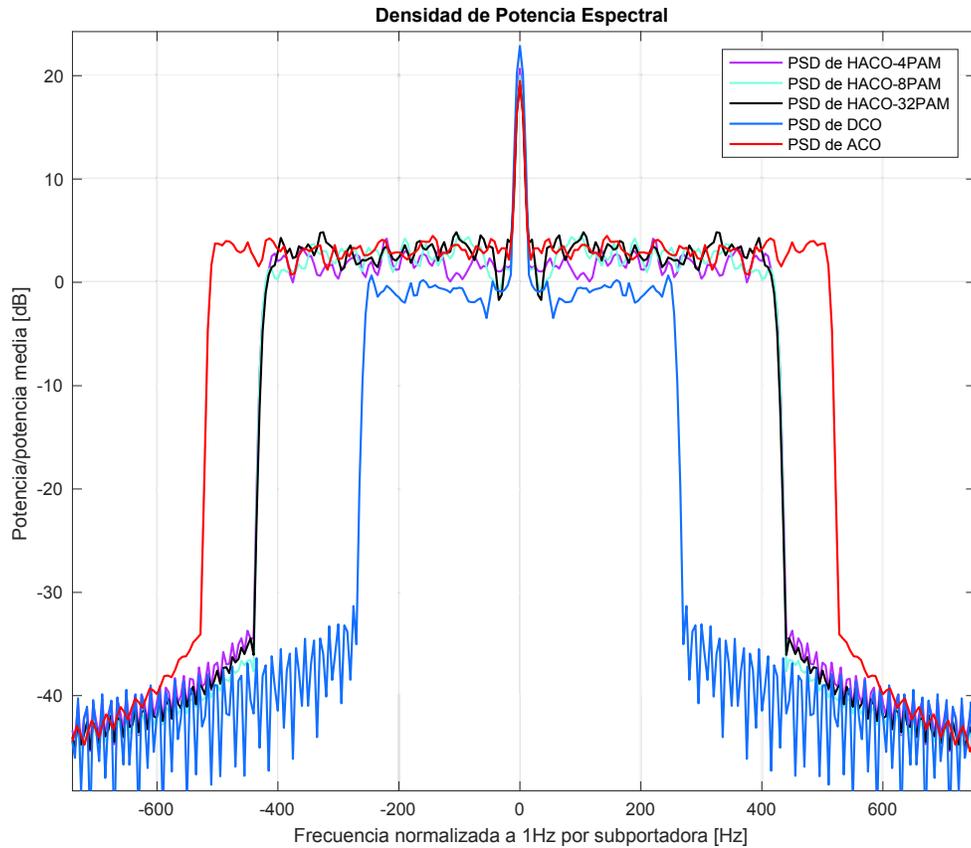
En la Figura 3.29 se observa la tendencia de cada una de las eficiencias espectrales descritas anteriormente en función del grado de modulación  $M$  para un valor fijo de  $N_{info}$ . Y para el caso de HACO-OFDM se muestran las curvas correspondientes a M-PAM, con  $M=\{4, 8, 16, 32, 64, 128, 256\}$ . Se puede observar cuando  $M_{PAM}$  y  $M$  son iguales, las eficiencias de DCO-OFDM y HACO-OFDM son iguales y de doble valor que ACO-OFDM.



**Figura 3. 29.** Eficiencia espectral en función del grado de modulación.

En la Figura 3.30 se muestra la densidad de potencia espectral de cada modulación para  $N_{sub2} = 32$  y 256 subportadoras de información, con una frecuencia normalizada a 1Hz. Se comprueba que el uso de ancho de banda es menor en DCO-OFDM y mayor en ACO-OFDM. La densidad de potencia espectral en HACO-OFDM recae en un menor ancho de banda a pesar de transmitir la misma cantidad de subportadoras que ACO-OFDM ya que existe energía en las subportadoras pares.

El pseudocódigo para obtener la densidad de potencia espectral se presenta en la Figura 3.31.



**Figura 3. 30.** Densidad de Potencia Espectral (PSD).

```

1) Declarar variables
numero de subportadoras con información, N_sub
número de subportadoras totales a transmitir, N
grado de modulación, M
cantidad de zeros para el zero padding, z

parametros para el PDS:
L=entero de ((N+z)/8) tamaño de ventana
noverlap=entero de (L/2) sobremuestreo por cada enventanado
fs=(N+z) frecuencia de muestreo para un vector de frecuencias

.. programa principal PDS (Power Density Spectrum)..

2) [MODULACIÓN (DCO, ACO O HACO)]=modular(N_sub,M,u,z);
3) [Pxx,f] = determinar PSD con el método
4) Pwelch(MODULACIÓN,L,noverlap,fs);

```

**Figura 3. 31.** Pseudocódigo para la implementación de la Densidad de Potencia Espectral

### 3.2. Discusión

Las curvas de BER vs SNR con un canal AWGN sirven como un punto de comparación para los otros escenarios donde se esperaba que la tendencia de las curvas se mantenga, es decir, la modulación ACO-OFDM es la más resistente al canal mientras DCO-OFDM es la menos resistente y HACO-OFDM se encuentra entre las dos modulaciones anteriores. Los parámetros que describen el canal como la posición del transmisor y receptor, el coeficiente de reflexión, las dimensiones de la habitación y las características de las curvas de transferencia del LED, afectan significativamente los resultados de BER vs SNR, por ejemplo la modulación DCO-OFDM y las subportadoras pares de HACO-OFDM moduladas con PAM-DMT mostrarían una mejora si el transmisor se ubica en una lampara a unos 50 cm del receptor debido a que la componente LOS aumentaría y la componente NLOS se consideraría insignificante.

En trabajos como en [4], [17], [20], [21] se pueden comparar los resultados de BER vs SNR con un canal AWGN pero no presentan resultados bajo otro modelo de canal, sin embargo la tendencia se mantiene. En éste trabajo se asume el mismo LED que en [4] para presentar las curvas de transferencia y aplicar una técnica de linealización para reducir la distorsión.

Para los escenarios 2, 3 y 4 se observa como la curvas de BER vs SNR de las subportadoras impares de HACO-OFDM moduladas con ACO-OFDM empatan con la curva de DCO-OFDM, y las subportadoras pares moduladas con PAM-DMT no se pueden transmitir a través del canal sin técnicas de ecualización y corrección de errores.

Los resultados que se obtienen respecto la CCDF del PAPR son similares para las modulaciones ACO-OFDM y HACO-OFDM en comparación al resultado que se presenta en [17]. Los resultados de PAPR de las modulaciones DCO-OFDM y ACO-OFDM también se pueden comparar con [30] donde se realiza un análisis de PAPR para diferentes niveles de DC y tomando en cuenta un recorte superior e inferior de la señal.

Los resultados de eficiencia espectral concuerda con los trabajos en [4], [17], [19] donde se concluye que, la eficiencia espectral de DCO-OFDM es el doble de ACO-OFDM y que HACO-OFDM aumenta la eficiencia de ACO-OFDM enviando información en sus subportadoras pares con una modulación PAM-DMT.

En la Tabla 3.2 se presenta en resumen la comparación en base a los resultados que se obtuvieron sobre el desempeño de las técnicas de modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM en términos de: BER vs SNR general para los 4 escenarios medida a una probabilidad de error de  $10^{-3}$ , PAPR con una probabilidad de  $10^{-2}$  y eficiencia espectral.

**Tabla 3. 2.** Tabla comparativa de las tres técnicas de modulación respecto a BER, PAPR y eficiencia espectral.

Técnicas de modulación	BER vs SNR	Prob(PAPR > x)	Eficiencia espectral
DCO-OFDM	Alta	Baja	Alta
ACO-OFDM	Baja	Alta	Baja
HACO-OFDM	Media	Media-Alta	Media-Alta

## 4. CONCLUSIONES

En este trabajo se compararon las técnicas de modulación DCO-OFDM, ACO-OFDM y HACO-OFDM en términos de BER vs SNR, PAPR y eficiencia espectral, bajo las siguientes condiciones:

Para el transmisor con el diodo LED Golden DRAGON ZW W5SG ubicado en el centro del techo de la habitación, se considera un ángulo de media potencia de 60 grados con dirección vertical hacia el piso, una potencia óptica máxima de 236 mW que se obtiene a 350mA, un flujo luminoso de 71 lm y una eficiencia óptica considerada de 300 lm/W.

Para recepción se consideran los mismos parámetros del fotodiodo que se usa en [6], direccionado verticalmente hacia el techo ubicado en tres puntos distintos de la habitación en un plano de recepción que se asume ubicado a 1m del suelo, un área efectiva de 0.1 mm, ganancia de filtro óptico igual a la unidad, el fotodiodo está recubierto por un lente cuyo coeficiente de refracción es 1.5 que actúa como ganancia y un campo de visión de 60 grados.

Se asume un coeficiente de reflexión para todas las paredes de la habitación de 0.8 y un diferencial de área en base a la resolución del plano de recepción y la resolución de cada pared entre el techo y el plano de recepción. Cuando las paredes actúan como receptor del haz de luz, se asume un FOV de 90 grados, mientras que, cuando las paredes actúan como transmisor se asume un lóbulo de radiación Lambertiana ideal (número de modo igual a la unidad), para el modelo en base a reflexiones, se asume una sola reflexión por cada pared. No se consideran fuentes de luz externas como luz solar, interferencia por bombillas incandescentes o alógenas, es decir el modelo se simula dentro de una habitación completamente cerrada. El ruido AWGN se modela por los elementos electrónicos del fotodetector.

Las simulaciones de BER vs SNR y PAPR se realizan bajo la prueba de 2500 símbolos y se obtuvieron las siguientes conclusiones.

Respecto al BER vs SNR se recomienda el escenario donde el receptor se encuentra justo debajo del transmisor ya que sus resultados son mejores respecto a los otros dos escenarios, debido a que la componente NLOS es mínima comparada con la componente LOS, mientras que, la ubicación del transmisor en una esquina de la habitación presenta los peores resultados debido a que la componente NLOS tiene una mayor presencia que el resto de escenarios.

Una modulación con ACO-OFDM presenta la menor probabilidad de error que DCO-OFDM y HACO-OFDM por lo que esta modulación puede ser usada en lugares donde la componente NLOS está más presente dentro de la habitación, sin embargo, el uso de HACO-OFDM a costo de una mayor SNR para obtener el mismo BER que ACO-OFDM puede ser usado, tomando en cuenta que en esta modulación se transmite más información que en ACO-OFDM pero se requiere de técnicas de corrección de errores y ecualización para mejorar el desempeño de las subportadoras pares con PAM-DMT. DCO-OFDM puede usarse en escenarios donde la componente NLOS sea mínima, la potencia óptica recibida sea mayor y se use a bajas tasas de transmisión con una modulación 4-QAM.

Se encontró que los valores de PAPR que se obtuvieron a través de la CCDF entre las modulaciones HACO-OFDM y ACO-OFDM hay una diferencia de alrededor de 1 dB y con respecto a DCO-OFDM la diferencia es de alrededor de 2 dB para una probabilidad de  $10^{-3}$ . Una menor PAPR presenta la modulación DCO-OFDM para una probabilidad de  $10^{-3}$  que las otras dos modulaciones, mientras que la modulación HACO-OFDM tiene menor PAPR que ACO-OFDM.

Respecto a la eficiencia espectral se encontró que, la modulación DCO-OFDM tiene mayor eficiencia espectral que las otras dos modulaciones, siendo ACO-OFDM la de menor eficiencia espectral. Dado que la eficiencia espectral de HACO-OFDM puede igualar a la de DCO-OFDM y que esta modulación es a la vez más resistente al canal en términos de BER se pueden usar técnicas como el recorte superior de la señal para evitar saturar el LED por su alto PAPR o utilizar un LED con un rango lineal más amplio.

Las simulaciones del transmisor y receptor de DCO-OFDM y ACO-OFDM son relativamente menos complicados que HACO-OFDM ya que su complejidad recae principalmente en el reordenamiento de las subportadoras y recuperación de las subportadoras pares con una estimación de ruido de recorte en su receptor. Sin embargo el diseño del receptor HACO-OFDM puede ser optimizado como en [21] que utiliza una técnica iterativa en el receptor para recuperar las portadoras y optimiza su uso.

Las técnicas de modulación presentadas, forman una base para el desarrollo de otro conjunto de técnicas de modulación, donde como en HACO-OFDM se observó que técnicas como ACO-OFDM y PAM-DMT pueden combinarse entre sí para reducir los defectos de cada una. Sin embargo, la complejidad de estos sistemas convierte al receptor en un dispositivo de alto costo.

Finalmente, bajo las observaciones antes mencionadas, se concluye que una modulación HACO-OFDM al tener una característica híbrida, combina la resistencia frente a los efectos del canal de ACO-OFDM y compensa la eficiencia espectral ocupando las subportadoras pares con una modulación PAM-DMT igualando en ciertas ocasiones a la de DCO-OFDM. Por lo tanto, respecto a DCO-OFDM y ACO-OFDM, la modulación HACO-OFDM es la modulación más apropiada a ser usada en un sistema Li-Fi.

Futuros trabajos que pueden desarrollarse pueden ser: implementar métodos de corrección de errores, estudio o simulación de técnicas de ecualización para OFDM que pueden ser implementadas en estos mismos sistemas, estudio de técnicas de predistorción de las curvas de transferencia del LED y técnicas de reducción de PAPR para mejorar el desempeño de cada una de las modulaciones. Estudios respecto al desempeño del sistema con arreglos LED y MIMO con modulaciones de tipo S-OFDM (*Spatial Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). La construcción de prototipos transmisores y receptores para comprobar resultados reales usando una de las modulaciones presentadas en este trabajo. Estudio de los problemas de minimización del ruido de recorte para DCO-OFDM de acuerdo con el nivel de DC. Métodos para mejorar el desempeño de la modulación PAM-DMT dentro de las subportadoras pares de HACO-OFDM. Estudio de otras técnicas de modulación basadas en OFDM para comunicaciones por luz visible o modulaciones por color (*Color Shift Keying*). Estudio de modelos de canal óptico en un espacio *indoor* como *Ceiling Bounce Model*, *Hayasaka-Ito Model*, *Spherical Model* mencionados en [6], entre otros. Estudio de técnicas de *Handover* para Li-Fi en espacios interiores. Estudio de la capacidad del canal en función de la cantidad de LEDs.

## 5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Haas, L. Yin, Y. Wang, and C. Chen, "What is LiFi?," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 6, pp. 1533–1544, Mar. 2016.
- [2] "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks—Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light," *IEEE Std 802.15.7-2011*, pp. 1–309, Sep. 2011.
- [3] M. S. Islam and H. Haas, "Modulation Techniques for Li-Fi," *ZTE Commun*, vol. 14, no. 2, pp. 29–40, 2016.
- [4] R. Mesleh, H. Elgala, and H. Haas, "On the performance of different OFDM based optical wireless communication systems," *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 3, no. 8, pp. 620–628, 2011.
- [5] S. Dimitrov and H. Haas, *Principles of LED Light Communications: Towards Networked Li-Fi*. Cambridge University Press, 2015.
- [6] Z. Ghassemlooy, W. Popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®*. CRC Press, 2017.
- [7] Z. Ghassemlooy, L. N. Alves, S. Zvanovec, and M. A. Khalighi, *Visible Light Communications: Theory and Applications*. CRC Press, 2017.
- [8] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels," *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 11, no. 3, pp. 367–379, 1993.
- [9] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "A study of LED nonlinearity effects on optical wireless transmission using OFDM," in *Wireless and Optical Communications Networks, 2009. WOCN'09. IFIP International Conference on*, 2009, pp. 1–5.
- [10] J. M. Kahn and J. R. Barry, "Wireless infrared communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, 1997.
- [11] "Olympus Microscopy Resource Center | Specular and Diffuse Reflection - Java Tutorial." [Online]. Available: <http://olympus.magnet.fsu.edu/primer/java/reflection/specular/index.html>. [Accessed: 04-May-2018].
- [12] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House, 2004.

- [13] L.R. Williams, "symmetry.pdf." [Online]. Available: <https://www.cs.unm.edu/~williams/cs530/symmetry.pdf>.
- [14] G. James and D. Burley, *Matemáticas avanzadas para ingeniería*. Pearson Educación, 2002.
- [15] J. A. Cortés, F. A. Medina, and J. A. Chaves, "Del análisis de fourier a las wavelets análisis de fourier," *Scientia et technica*, vol. 1, no. 34, 2007.
- [16] C. Van Loan, *Computational frameworks for the fast Fourier transform*, vol. 10. Siam, 1992.
- [17] B. Ranjha and M. Kavehrad, "Hybrid asymmetrically clipped OFDM-based IM/DD optical wireless system," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 6, no. 4, pp. 387–396, 2014.
- [18] S. D. Dissanayake and J. Armstrong, "Comparison of aco-ofdm, dco-ofdm and ado-ofdm in im/dd systems," *Journal of lightwave technology*, vol. 31, no. 7, pp. 1063–1072, 2013.
- [19] X. Zhang, Y. F. Zhou, Y. P. Yu, P. C. Han, and X. R. Wang, "Comparison and Analysis of DCO-OFDM, ACO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems," in *Applied Mechanics and Materials*, 2015, vol. 701, pp. 1059–1062.
- [20] L. Chen, B. Krongold, and J. Evans, "Performance analysis for optical OFDM transmission in short-range IM/DD systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 7, pp. 974–983, 2012.
- [21] Q. Wang, Z. Wang, and L. Dai, "Iterative receiver for hybrid asymmetrically clipped optical OFDM," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 22, pp. 3869–3875, 2014.
- [22] S. C. J. Lee, S. Randel, F. Breyer, and A. M. Koonen, "PAM-DMT for intensity-modulated and direct-detection optical communication systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 23, pp. 1749–1751, 2009.
- [23] M. S. Islim and H. Haas, "Augmenting the spectral efficiency of enhanced PAM-DMT-based optical wireless communications," *Optics express*, vol. 24, no. 11, pp. 11932–11949, 2016.
- [24] J. Armstrong and A. Lowery, "Power efficient optical OFDM," *Electronics letters*, vol. 42, no. 6, pp. 370–372, 2006.

- [25] M. Zhang and Z. Zhang, "An optimum DC-biasing for DCO-OFDM system," *IEEE Communications Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 1351–1354, 2014.
- [26] L. Chen, B. Krongold, and J. Evans, "Diversity combining for asymmetrically clipped optical OFDM in IM/DD channels," in *Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009. IEEE*, 2009, pp. 1–6.
- [27] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Predistortion in optical wireless transmission using OFDM," in *Hybrid Intelligent Systems, 2009. HIS'09. Ninth International Conference on*, 2009, vol. 2, pp. 184–189.
- [28] OSRAM, "Golden DRAGON ZW W5SG.pdf." [Online]. Available: <https://docs-emea.rs-online.com/webdocs/08be/0900766b808be9d1.pdf>.
- [29] "White LEDs with super-high luminous efficacy could satisfy all general lighting needs." [Online]. Available: <https://phys.org/news/2010-08-white-super-high-luminous-efficacy.html>. [Accessed: 28-Mar-2018].
- [30] J. Wang, Y. Xu, X. Ling, R. Zhang, Z. Ding, and C. Zhao, "PAPR analysis for OFDM visible light communication," *Opt. Express*, vol. 24, no. 24, pp. 27457–27474, Nov. 2016.

## **6. ANEXOS**

ANEXO I. Simulación señal DCO-OFDM (Digital)

ANEXO II. Simulación señal ACO-OFDM (Digital)

ANEXO III. Simulación señal HACO-OFDM (Digital)

ANEXO IV. Linealidad y predistorción del LED (Digital)

ANEXO V. Ejemplo de predistorción de señal (Digital)

ANEXO VI. Simulación de distribución de potencia óptica (Digital)

ANEXO VII. Simulación de media cuadrática de retardo Drms (Digital)

ANEXO VIII. BER DCO-OFDM (Digital)

ANEXO IX. BER ACO-OFDM (Digital)

ANEXO X. BER HACO-OFDM (Digital)

ANEXO XI. OTRAS FUNCIONES (Digital)

## ORDEN DE EMPASTADO