



Institución Universitaria

**Implementación y Evaluación de un
Sistema de Comunicación por Luz
Visible con Modulación CSK
Mediante un Conversor de Intensidad
de Luz a Frecuencia**

Roger Alexander Martínez Ciro

Instituto Tecnológico Metropolitano

Facultad de Ingenierías

Medellín, Colombia

2018

Implementación y Evaluación de un Sistema de Comunicación por Luz Visible con Modulación CSK Mediante un Conversor de Intensidad de Luz a Frecuencia

Roger Alexander Martínez Ciro

Tesis de Maestría presentada como requisito parcial para optar al título de:
Magister en Automatización y Control Industrial

Director:

Prof., Ph.D., Francisco Eugenio López Giraldo

Codirector:

Prof., MSc., Andrés Felipe Betancur Pérez

Línea de Investigación:

Visión Artificial y Fotónica

Grupo de Investigación:

Automática Electrónica y Ciencias Computacionales

Instituto Tecnológico Metropolitano

Facultad de Ingenierías

Medellín, Colombia

2018

Dedicatoria

A Dios, mi amada esposa y mi familia.

Agradecimientos

Agradezco el apoyo brindado a todas las personas que de una u otra forma aportaron al desarrollo de esta tesis y a mi crecimiento personal, espiritual y profesional. En especial, a mi amada esposa Diana Maria Morales Morales, por su paciencia y amor incondicional; a mis padres Ramiro Martínez y Martha Lucia Ciro, por su amor, sabios consejos y valores inculcados; a mis hermanos y sobrinos, en especial a Mardoris Martínez y su esposo Dario Aldana; a mi tía Margarita Martínez Ciro por su amor y respaldo; a Leticia Martínez y sus amados hijos; y al resto de familiares, por que son la razón de mi vida. A todos les amo con el corazón.

Al Director Francisco López y Codirector Andrés Betancur, por sus sabios consejos que me ayudaron a tomar las mejores decisiones en los momentos más difíciles de este trabajo y por que supieron darle la orientacion mas pertinente a esta tesis.

Al docente investigador Dr. Alejandro Restrepo Martínez, por su importante contribución a mi formación de investigador.

A mis compañeros de estudio y a todos los estudiantes que integraron el grupo de trabajo en sistemas de comunicación por luz visible en el ITM. Gracias por el apoyo incondicional.

A mis amigos y en especial a Nubia Amparo Giraldo Garcia, quien se convirtió en mi madre académica y me inició en el mundo del conocimiento.

Al Dr. José Martín Luna Rivera de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí - UASLP México, por su importante aporte al desarrollo del presente trabajo de investigación.

Por último, pido excusas si olvide dar las gracias a alguna de las muchas personas que me apoyaron en este trabajo.

!A todos, que nuestro buen padre Dios les bendiga y que nos siga orientando por el buen caminoj.

Productos de investigación y estímulos académicos

La presente tesis de maestría en Automatización y Control Industrial está fundamentada en la siguiente lista de publicaciones, presentaciones en eventos científicos, codirección de trabajos de grado, pasantía internacional de investigación, Joven Investigador e Innovador Colciencias y béca de Sapiencia para la Maestría

Publicaciones científicas

1. **RGB Sensor Frequency Response for a Visible Light Communication System.**
R. A. Martinez Ciro, F. E. Lopez Giraldo and A. F. Betancur Perez.
Journal of IEEE Latin America Transactions, Vol. 14, No. 12, (2016).
2. **Characterization of Light-to-Frequency Converter for Visible Light Communication System.**
R. A. Martinez Ciro, F. E. Lopez Giraldo and A. F. Betancur Perez.
Sometido a revisión en la revista IEEE Latin America Transactions (2017).

Divulgación del conocimiento en eventos científicos

1. **VIII Congreso Internacional de Formación y Modelación en Ciencias Básicas.**
Medellín, Colombia, Mayo 4 - 6, 2016.
Revisión de Sistemas de Comunicación por Luz Visible: Técnicas Aplicadas a LEDs y Sensores RGB.
R. A. Martinez Ciro and A. F. Betancur Perez.
2. **VIII Congreso Internacional de Formación y Modelación en Ciencias Básicas.**
Medellín, Colombia, Mayo 4 - 6, 2016.
Análisis de un Sistema VLC que Utiliza Tecnología Li-Fi: Problemas de Implementación y Posibles Soluciones.
R. A. Martinez Ciro, and F. E. Lopez Giraldo.
3. **IX Congreso Internacional de Formación y Modelación en Ciencias Básicas.**
Medellín, Colombia, Mayo 3 - 5, 2017.
Caracterización de un conversor de luz a frecuencia TSL 235R-LF, para su aplicación en un sistema de comunicación por luz visible.

J. D. Rojas Usuga, J. D. Navarro Restrepo, **R. A. Martínez Ciro** and F. E. Lopez Giraldo.

4. **IX Congreso Internacional de Formación y Modelación en Ciencias Básicas.**
Medellín, Colombia, Mayo 3 - 5, 2017.

Diseño e implementación de un sistema de comunicación por luz visible basado en fotodiodos para la recepción de señales de audio.

R. A. Martínez Ciro, J. L. Palacio Bedoya, F. E. López Giraldo and A. F. Betancur Perez.

Codirección de trabajos de grado

1. **Caracterización de un LED RGB para aplicaciones en sistemas VLC basado en CSK**

Estudiante: Juan David Navarro Restrepo.

Carrera: Tecnología en telecomunicaciones.

Instituto Tecnológico Metropolitano - ITM.

Medellín, Colombia, 2016.

2. **Caracterización del convertidor de luz a frecuencia TSL235R-LTF**

Estudiante: Juan David Rojas Usuga.

Carrera: Tecnología en electrónica.

Instituto Tecnológico Metropolitano - ITM.

Medellín, Colombia, 2017.

3. **Lectura de frecuencia de un convertidor LTF con FPGA para un sistema de comunicación por luz visible**

Estudiante: Ramón Elías Zapata Quintero.

Carrera: Tecnología en electrónica.

Instituto Tecnológico Metropolitano - ITM.

Medellín, Colombia, 2017.

Pasantía internacional de investigación

Programa de Pasantías según resolución N_o 000429 del 27 de abril de 2017 en el marco del convenio 161 suscrito entre ITM y Sapiencia en 2016.

Objetivo de la pasantía: Generar vínculos académicos y colaborativos con el grupo de investigación de Telecomunicaciones de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí - UASLP México, orientado al estudio de los sistemas de comunicación por luz visible, con la finalidad de fortalecer el proyecto de maestría dirigido por el estudiante pasante.

Tutor en la UASLP: Dr. José Martín Luna Rivera (mlr@uaslp.mx).

Periodo de la pasantía: del 25 de mayo al 6 de julio de 2017

Joven Investigador e Innovador Colciencias

Programa Jovenes Investigadores Colciencias del Instituto Tecnológico Metropolitano, mediante resolución 0174 de 2016 y 0100 del 02 de febrero de 2017, en el marco del convenio 564 de 2015.

Título del proyecto: Diseño, implementación y evaluación de un prototipo de comunicación por luz visible basado en un sensor RGB y hardware libre.

Periodo del proyecto: del 1 de marzo de 2016 al 31 de marzo de 2017.

Beca para la Maestría

Beca meritoria para la Maestría en Automatización y Control Industrial según resolución N.º 21 de 2016 del programa Extendiendo Fronteras Educativas convocatoria 2015.

Entidad que otorga la beca: Agencia de Educación Superior de Medellín - SAPIENCIA.

Resumen

La modulación por color CSK (color shift keying) permite codificar información binaria mediante la variación de la intensidad del color generado por diodos emisores de luz rojo, verde y azul. Dicha técnica fue propuesta en el estándar IEEE 802.15.7 para diseñar sistemas de comunicación por luz visible VLC en interiores. La propuesta de la modulación CSK para los sistemas VLC se soporta en sus principales ventajas como lo es la mitigación del Flicker y el aumento en la capacidad de transmisión del canal.

Para la puesta en marcha de CSK, se requieren múltiples fuentes ópticas para el diseño del transmisor, y múltiples filtros ópticos, fotodiodos y módulos de conversión análogo a digital ADC para el diseño del receptor que agregan complejidad al sistema. Por otro lado, para diseñar todo lo anterior, se debe considerar la estructura de la constelación M-CSK empleada que comúnmente no es optimizada. En la presente investigación, se propone un sistema VLC de baja complejidad, el cual está basado en la modulación por color y en un convertidor de luz a frecuencia LTF como receptor. En esta propuesta, los símbolos de la modulación CSK son interpretados y decodificados en el receptor en términos de frecuencias, las cuales son procesadas por un microcontrolador de bajo desempeño computacional empleando contadores de tiempo, con lo cual se evitó el uso de módulos ADC que son de uso común en tal escenario, dando como resultado un sistema VLC de menor complejidad. La contribución de este trabajo se puede resumir en 3 momentos: 1) El diseño de un sistema VLC con modulación CSK de baja complejidad; 2) Algoritmo de optimización PSO para el diseño de constelaciones M-CSK-LTF, considerando las restricciones del transmisor y del receptor; 3) Estimación teórica y experimental de la tasa de error de símbolo (SER) y la relación señal a ruido (SNR), donde los resultados fueron corroborados mediante la simulación empleando el método Monte Carlo. En este trabajo se logró una velocidad de transmisión de 100 kbps usando la constelación 4-CSK-LTF con distancia mínima de 10kHz. El SER del sistema estimado fue cercano a 10^{-4} , con SNR alrededor de 40dB. Los resultados mencionados sugieren escenarios de aplicación en los cuales la velocidad de transmisión de datos no es exigente, pero si en cuanto a simplicidad y facilidad en despliegue masivo.

Palabras clave: Algoritmo PSO, comunicación por luz visible VLC, convertidor de luz a frecuencia LTF, comunicación óptica inalámbrica, LED RGB, modulación por color CSK, modulación de intensidad.

Abstract

Color-shift keying (CSK) modulation scheme allows encoding binary information by means of color intensity variation generated by red, green and blue LEDs (Light Emitting Diodes). This technique was proposed for the standard IEEE 802.15.7 to design indoor visible light communication (VLC) systems. The proposal of CSK modulation for the VLC systems is based in its main advantages just like the decrease of flicker and an improvement of trans-

mission speed. In order to enable the CSK modulation, a set of subsystems like multiple optical sources, multiple optical filters, photodiodes and analog to digital converters (ADC) modules are required to design the receiver and transmitter, being the ADC who suggests an increase of system complexity. On the other hand, to design all the systems previously mentioned, the structure of the CSK constellation which is not usually optimized needs to be considered. In this investigation, a low complexity VLC system which is based on the CSK modulation and an Light to Frequency (LTF) converter on the receiver side. In this work, the CSK symbols are detected and decoded in the receiver in terms of pulsed signals with fixed frequencies that can be processed and measured by the time counter modules of a low performance microcontroller. The contribution of this thesis can be summarized in three moments: 1) The design and prototyping of a low complexity VLC system with CSK modulation; 2) A mathematical model to optimize the M-CSK-LTF constellations with a set of possible solutions using the PSO optimization algorithm; 3) theoretical and experimental estimation of symbol error rate (SER) and the signal to noise ratio (SNR) employing the Monte Carlo model. As a result, the designed prototype of a VLC system showed a transmission speed of 100 kbps using a 4-CSK format with a minimum distance of 10 kHz. The estimated SER of the system was approximately 10^{-4} , with an SNR around 40dB. The mentioned results suggest application scenarios where the data transmission speed is not demanding but with a huge need to be massively deployed.

Keywords: Particle swarm optimization (PSO), visible light communication (VLC), light to frequency (LTF), optical wireless communication (OWC), LED RGB, color-shift keying (CSK), intensity modulation (IM).

Símbolos y notaciones

E	Iluminancia (Lux)
E_h	Iluminancia Horizontal (Lux)
f_0	Frecuencia de salida del LTF (Hz)
H	Matriz de ganancia óptica CSK
$h(t)$	Respuesta al impulso del canal óptico (sin unidades)
$I_0(\theta)$	Patrón de radiación de intensidad Lambertiano
I_{LED}	Corriente de polarización del LED RGB (A)
K_w	Eficacia máxima luminosa (<i>Lumens/Watt</i>)
M	Número de símbolos CSK
$P_t(t)$	Potencia óptica emitida por el LED (W)
R_λ	Responsividad del fotodiodo (A/W)
R_e	Responsividad del LTF ($Hz/(\mu W/cm^2)$)
$r(t)$	Fotocorriente generada por un fotodiodo (A)
Φ_L	Flujo lumínico (Lumens)
θ	Ángulos de apertura lumínica de un LED (grados)

Acrónimos

APD	Avalanche Photodiode
ADC	Analog Digital Converter
CSK	Color Shift Keying
CIE	Commission Internationale de l'Eclairage
DAC	Digital to Analog Converter
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IM/DD	Intensity Modulation and Direct Detection
LED	Light Emitting Diode
LTF	Light To Frequency
Li-Fi	Light Fidelity
OOK	On-Off Keying
PSO	Particle Swarm Optimization
PWM	Pulse Width Modulation
PPM	Pulse Position Modulation
RF	Radio Frequency
SER	Symbol Error Rate
SNR	Signal to Noise Ratio
SNRe	Electrical Signal to Noise Ratio
SNRo	Optical Signal to Noise Ratio
RGB	Red Green Blue
VLC	Visible Light Communication
VLCC	Visible Light Communications Consortium

VPPM Variable Pulse Position Modulation

WDM Wavelength Division Multiplexing

Wi-Fi Wireless Fidelity

Contenido

Agradecimientos	IV
Productos de Investigación y estímulos académicos	v
Resumen	VIII
Símbolos y notaciones	x
Acrónimos	xi
1. Introducción	2
1.1. Síntesis del problema	2
1.2. Hipótesis	4
1.3. Objetivos	4
1.3.1. Objetivo General	4
1.3.2. Objetivos Específicos	4
1.4. Contribución	5
1.5. Organización del documento	5
2. Marco Teórico y Estado del Arte	7
2.1. Marco Teórico	7
2.1.1. Percepción de la intensidad de la luz	7
2.1.2. Modelo del canal de comunicación por luz visible	9
2.1.3. Modelo del sistema VLC basado en la modulación por color, propuesto por la IEEE 802.15.7	12
2.1.4. Sistema VLC de baja complejidad, basado en un solo fotodiodo	15
2.1.5. Generalidades del convertidor de luz a frecuencia	16
2.1.6. Algoritmo de Optimización PSO	18
2.2. Estado del Arte	19
3. Diseño, implementación y caracterización del sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y un convertidor de luz a frecuencia	24
3.1. Sistema de comunicación por luz visible propuesto	24
3.1.1. Selección de componentes electrónicos para el transmisor y el receptor	26

3.2.	Diseño, implementación y caracterización del transmisor	26
3.2.1.	Diseño del transmisor	26
3.2.2.	Implementación del transmisor	28
3.2.3.	Caracterización del transmisor	29
3.3.	Diseño, implementación, caracterización y acondicionamiento del receptor . .	32
3.3.1.	Diseño del receptor	32
3.3.2.	Implementación del receptor	33
3.3.3.	Caracterización del receptor	34
3.4.	Evaluación del timer para la lectura de frecuencia del LTF	35
3.5.	Resultados	38
4.	Diseño de la constelación M-CSK-LTF	43
4.1.	Algoritmo de optimización propuesto	43
4.1.1.	Diseño de la constelación 4-CSK-LTF con $d_{min} = 5000Hz$ y $10000Hz$	48
4.2.	Conclusiones	51
5.	Análisis de error de símbolo teórico, por simulación, práctico y velocidad de bit del sistema VLC basado en la modulación por color y en un convertidor de luz a frecuencia	52
5.1.	Análisis de error de símbolo teórico	52
5.2.	Análisis de error de símbolo por simulación	56
5.3.	Análisis de error de símbolo práctico	57
5.4.	Análisis de Resultados	58
6.	Conclusiones y Perspectivas	61
6.1.	Conclusiones	61
6.2.	Perspectivas	64
	Bibliografía	65
A.	Anexo: Código implementado en MATLAB para determinar el SER	71

Lista de Tablas

3-1. Selección de la escala de frecuencia y arreglo de fotodiodos del LTF	33
3-2. Coordenadas cromáticas del LED RGB	39
3-3. Características electro-ópticas de LED RGB	40
4-1. Constelación 4-CSK-LTF.	48

Lista de Figuras

1-1. Receptor VLC. a) propuesto en [1]. b) propuesto en la presente tesis	3
2-1. Iluminancia de una fuente óptica sobre una superficie	8
2-2. Geometría del modelo de propagación LOS	11
2-3. Diagrama general de un sistema VLC basado en CSK [2]	12
2-4. Delimitación cromática según LED RGB	13
2-5. Sistema VLC basado en un simple fotodiodo [1].	16
2-6. Esquema general de un LTF	17
2-7. Frecuencia de oscuridad y temperatura del TSL230RD [3].	17
2-8. Mapa conceptual de la revisión bibliográfica	21
3-1. Esquema general del sistema VLC	24
3-2. Diagrama por bloques del sistema VLC	25
3-3. Diseño electrónico del transmisor VLC	27
3-4. Implementación del transmisor VLC	29
3-5. Montaje experimental para calibrar el LR1	30
3-6. Montaje experimental para medir la longitud de onda pico del LED RGB	31
3-7. Montaje experimental para caracterizar el LED RGB	31
3-8. Diseño electrónico del receptor VLC	32
3-9. Implementación del receptor VLC	34
3-10. Montaje experimental para caracterizar el LTF	35
3-11. Respuesta del LTF frente a una señal óptica periódica	36
3-12. Evaluación del sistema de lectura de frecuencia propuesto	37
3-13. Medición y ajuste de la longitud de onda de los LEDs RGB.	38
3-14. Triángulo cromático formado por el LED RGB	39
3-15. Respuesta electro-óptica del LED RGB	39
3-16. Respuesta de frecuencia del LTF frente a la potencia óptica del LED RGB	40
3-17. Lectura de frecuencia con osciloscopio y timer one	41
4-1. Esquema general del sistema M-CSK-LTF. a) constelación M-CSK y b) frecuencias generadas en el LTF	44
4-2. Algoritmo de optimización propuesto	45
4-3. Constelación 4-CSK para $d_{min} = 5kHz$	49
4-4. Frecuencias generadas en el LTF	49

4-5.	Constelación 4-CSK para $d_{min} = 10kHz$	50
4-6.	Frecuencias generadas en el LTF	50
5-1.	Representación espacial de cada símbolo para el sistema M-CSK-LTF.	53
5-2.	Distribución normal del ruido sobre un símbolo en particular	54
5-3.	Frecuencias obtenidas por el PSO y de manera práctica para 4-CSK-LTF con a). $d_{min} = 5kHz$ y b). $d_{min} = 10kHz$	57
5-4.	Probabilidad de error de símbolo para la constelación 4-CSK-LTF con $d_{min} =$ $5kHz$ y $d_{min} = 10kHz$	58
5-5.	Velocidad de bit para diferentes constelaciones y frecuencias del transmisor .	59

1. Introducción

En la actualidad, la radiación por ondas electromagnética es la más empleada en sistemas de comunicación que requieren grandes coberturas para la interconectividad de usuarios [4]. Es por eso que el continuo crecimiento en la infraestructura de redes inalámbricas de comunicación (Wireless Fidelity Wi-Fi), la alta demanda en sistemas de comunicación móvil, entre otros, están generando serios problemas respecto a la congestión, saturación del espectro electromagnético, protección de la información, entre otros [5, 6]. Adicionalmente, no está permitido radiar señales de radio frecuencia en lugares como, plantas nucleares, estaciones de gasolina, aviones en vuelo, hospitales, ya que puede causar problemas de interferencia con los equipos electrónicos empleados en dichas áreas, causando un mal funcionamiento de los mismos [7]. Respecto a la salud, se ha demostrado que la exposición de los humanos a las ondas de radio de baja y alta frecuencia generan alteraciones biológicas en ciertas zonas del cuerpo, lo cual repercute en enfermedades como el cáncer, alzheimer, entre otros [8].

Por las razones expuestas, se ha considerado emplear otras fuentes de propagación de señales en medios no guiados, específicamente en el espectro de la luz visible. Esta tecnología revolucionaria, recibe el nombre de Comunicación por Luz Visible (Visible Light Communication - VLC), la cual emplea Diodos Emisores de Luz (Light Emitting Diode - LED) para modular la información y fotodiodos para la recepción de los datos codificados en las señales lumínicas [9]. La idea de emplear la luz visible como portadora de datos digitales, surge por muchas razones, algunas son: reutilizar la infraestructura de luminarias LED como transmisor de información; sistema de comunicación de bajo costo y alta optimización energética dado a las características de bajo consumo de corriente de los LEDs [10]; nula interferencia con sistemas RF (Radio Frequency); alta capacidad de transferencia de datos [11]; comunicación inalámbrica en zonas protegidas por señales electromagnéticas[7]; las bandas de comunicación no tienen restricciones de uso y son totalmente libres[11, 7]; alta seguridad en la transmisión de información [7]; los efectos nocivos en la salud son más reducidos, aunque investigaciones recientes evalúan diferentes fuentes de luminarias LEDs con el objeto de encontrar efectos fotoquímicos y térmicos que afecten negativamente los ojos y la piel de los humanos [12].

1.1. Síntesis del problema

El estudio de sistemas VLC ha arrojado resultados positivos en cuanto a nuevos formatos de modulación multinivel como CSK (Color Shift Keying) propuesto por el estándar IEEE

802.15.7 [2], con el fin de maximizar la capacidad de transmisión de datos del sistema y optimizar el uso de fuentes de luz triestímulo. Según dicho estándar, el funcionamiento de un sistema de comunicación por luz visible que emplea la modulación por color CSK, está basado en la codificación de datos binarios mediante el mapeo de puntos cromáticos en el plano de cromaticidad CIE-1931 [13] y la reproducción de dichos puntos mediante tres convertidores digital análogo (Digital Analog Converter - DAC) y sistemas de iluminación triestímulo (Red, Green, Blue - RGB) basados en LEDs. El receptor consta de tres filtros ópticos en el RGB, tres sistemas de transformación de intensidad de luz a voltaje y tres conversores analógico a digital (Analog Digital Converter - ADC). Adicionalmente, para sincronizar el sistema, se emplea la técnica de Modulación por Posición de Pulso (PPM) capaz de estimar la secuencia en la que se deben activar cada uno de los LEDs, para la transmisión de cada símbolo. Mediante dicho procedimiento, el receptor recolecta las señales lumínicas transformadas a voltaje (símbolo) y las correlaciona con los niveles de potencia lumínicos transmitidos, con el objetivo de obtener los datos binarios [2].

Con la finalidad de optimizar dicho proceso y reducir la complejidad de implementación del sistema VLC, en 2015 se propuso un trabajo de investigación donde los autores reducen los bloques del receptor a un simple sistema de transformación de intensidad lumínica a voltaje y un ADC, demostrando de esta forma una reducción del proceso de implementación del receptor del 66 % [1], comparado con la topología del receptor propuesta por el estándar IEEE 802.15.7 [2]. Agregando a lo anterior, es prudente mencionar que a medida que aumenta la velocidad de transmisión de símbolo, también se incrementa la frecuencia de muestreo del DAC del transmisor y del ADC del receptor, ya que se debe conservar el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, lo cual podría repercutir en el aumento del costo de implementación del sistema, debido a los procesadores utilizados.

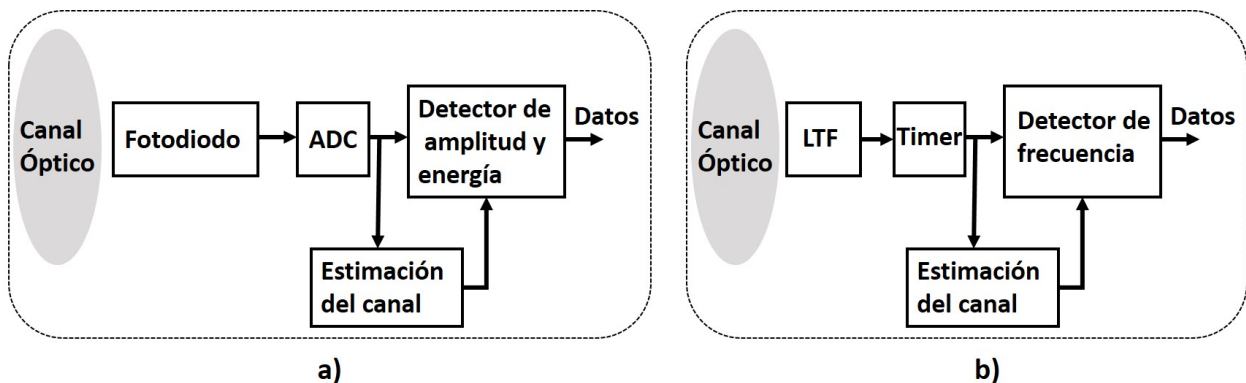


Figura 1-1.: Receptor VLC. a) propuesto en [1]. b) propuesto en la presente tesis

Por las razones expuestas, en esta tesis de maestría se parte del trabajo de investigación [1] mostrado en la parte a) de la Figura 1-1 y se propone reemplazar el fotodiodo y el bloque de conversión analógico a digital ADC por un módulo de transformación de intensidad de luz

a frecuencia (Light to Frequency - LTF) y un Timer, mostrado en la parte b) de la Figura 1-1, el cual será empleado como receptor en un sistema VLC basado en la modulación CSK. Dicho receptor, permitirá representar las variaciones de la intensidad de luz percibida en función de la frecuencia generada. Mediante dicha técnica de representación de la señal de luz, es posible emplear cualquier sistema electrónico que esté equipado con temporizadores (Timer), para realizar la lectura de periodo de la señal cuadrada entregada por el sistema LTF, con el fin de estimar la frecuencia asociada a dicha señal y utilizarla para decodificar los símbolos pertenecientes a la constelación CSK y la recuperación de los datos binarios transmitidos. La principal ventaja que brinda el sistema VLC basado en un LTF y lectura de frecuencia con Timer, radica en la posibilidad de emplear sistemas electrónicos de baja capacidad computacional ya que no es necesario emplear módulos de conversión análogo a digital para la reconstrucción y tratamiento de las señales recolectadas en el receptor. Adicionalmente, la topología del receptor VLC propuesto, podría ser interfazado directamente a un sistema lógico programable como una GAL (Generic Array Logic), FPGA (Field Programmable Gate Array), etc, que no incorporan módulos ADC y que brindarían una velocidad de procesamiento cercano al tiempo real, lo cual podría repercutir positivamente en la velocidad del sistema VLC.

1.2. Hipótesis

La implementación y evaluación de un sistema de comunicación por luz visible basado en la conversión de intensidad de luz a frecuencia, en el cual se pueda encontrar la relación entre la potencia lumínica transmitida y la frecuencia generada en el receptor, ayudará a la recuperación de los datos binarios codificados por la modulación del color.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo General

Implementar y evaluar un sistema de comunicación por luz visible mediante un conversor de intensidad de luz a frecuencia, y la correlación entre la potencia lumínica transmitida y la frecuencia generada en el receptor, orientado a la detección de símbolos generados por la modulación del color.

1.3.2. Objetivos Específicos

- Diseñar e Implementar un transmisor para un sistema de comunicación por luz visible empleando LEDs RGB, que permita la transmisión de símbolos generados por la modulación del color.

- Acondicionar el sistema de conversión de intensidad de luz a frecuencia, mediante el uso de contadores de tiempo, que permita identificar los símbolos de la modulación del color.
- Caracterizar las señales recibidas por el receptor correspondiente a cada símbolo, mediante técnicas de correlación entre la potencia lumínica transmitida y la frecuencia generada en el receptor, que permita la detección de los datos binarios codificados por la modulación CSK.
- Evaluar el sistema de comunicación propuesto, mediante el análisis del error de símbolo versus la relación señal a ruido de la constelación CSK y la velocidad de transmisión del sistema.

1.4. Contribución

El presente trabajo de investigación contribuye en la generación de nuevo conocimiento al rededor de los sistemas de comunicación por luz visible en los siguientes aspectos:

1. Reducción de la complejidad en el proceso de diseño y análisis del receptor del sistema VLC mediante el empleo de un convertidor de luz a frecuencia que permite identificar los datos binarios codificados por la modulación del color en términos de la frecuencia generada en el LTF. Lo anterior permite el uso de sistemas embebidos de baja capacidad computacional, dispositivos lógicos programables, entre otros sistemas lógicos que incorporan módulos de temporización para determinar la frecuencia asociada en la señal del LTF.
2. Algoritmo de optimización por partículas PSO para el diseño de constelaciones M-CSK-LTF donde se consideran algunas restricciones como el rango dinámico del LTF, características electro-ópticas del LED RGB, distancia euclidiana entre frecuencias generadas en el LTF, frecuencia de transmisión, etc.
3. Modelo matemático del sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y un convertidor de luz a frecuencia, orientado a estimar la probabilidad de error de símbolo SER para una constelación M-CSK-LTF en términos de la distancia euclidiana entre símbolos y el SNR del sistema.

1.5. Organización del documento

El presente manuscrito está estructurado mediante seis capítulos: El primero está orientado a la introducción, hipótesis, objetivos y contribución. El segundo muestra el marco teórico donde se exponen los conceptos matemáticos involucrados en el presente estudio y el estado

del arte de los sistemas VLC que emplean la modulación por color. El tercer capítulo expone la metodología empleada para abordar el diseño, implementación y caracterización del sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y un convertidor de luz a frecuencia, el cual dará como resultado las expresiones matemáticas experimentales que serán utilizadas en el proceso de diseño de la constelación M-CSK-LTF. El cuarto capítulo expone el algoritmo de optimización PSO y el diseño de la constelación 4-CSK-LTF respectivamente, donde se introduce un nuevo método para establecer puntos cromáticos en el plano CIE-1931, considerando las restricciones tanto del transmisor como del receptor. En el quinto capítulo se presenta el análisis matemático del sistema VLC propuesto, donde se obtuvo la expresión matemática para evaluar la probabilidad de error de símbolo SER y la relación señal a ruido SNR del sistema. Adicionalmente, en dicho capítulo se expone la simulación del sistema empleando el método Monte Carlo; el método experimental para validar la constelación 4-CSK-LTF diseñada y la velocidad de bit del sistema. Finalmente, en el capítulo seis se exponen las conclusiones y perspectivas del manuscrito, donde se analizan los resultados obtenidos en los capítulos anteriores y se determinan las limitaciones, fortalezas y potenciales aplicaciones del sistema VLC propuesto.

2. Marco Teórico y Estado del Arte

2.1. Marco Teórico

En el presente apartado, se abordarán los conceptos teóricos que son fundamentales para entender el funcionamiento básico de un sistema de comunicación por luz visible. Por tal razón, se iniciará describiendo de manera general la percepción de la intensidad de la luz, la cual aplica tanto para la respuesta del ojo humano, como para los sensores ópticos. Seguidamente se abordarán los conceptos matemáticos del modelo del canal de comunicación por luz visible. Luego, se abordarán las generalidades del sistema de comunicación por luz visible propuesto por el estandar IEEE 802.15.7 [2] y la modulación por color CSK. Seguidamente se introduce la teoría del convertidor de luz a frecuencia LTF (Light To Frequency), el cual será estudiado en este trabajo de maestría para diseñar el receptor de un sistema de comunicación por luz visible. Finalmente se brinda una descripción general del algoritmo PSO.

2.1.1. Percepción de la intensidad de la luz

La transferencia de energía por unidad de tiempo o potencia, de una fuente lumínica a un detector se describe mediante la radiometría. Cuando dicha transferencia de energía es normalizada a la respuesta del ojo de un observador humano, se denomina fotometría [14]. El flujo lumínico Φ_L (lumen -lm) de una fuente radiante está expresada por la ecuación (2-1). El flujo luminoso, es la suma ponderada de la potencia óptica en todas las longitudes de onda del espectro visible (380 – 780λ).

$$\Phi_L = K_W \int_{380}^{780} P_\lambda L_\lambda d\lambda \quad (2-1)$$

Donde P_λ es la densidad de potencia espectral de un fuente óptica (source spectral power density - SPD), que representa la cantidad de potencia en vatios (Watts - W), presente en cada longitud de onda del espectro electromagnético. L_λ es la función de luminosidad normalizada, $K_W = 683$ es la eficacia máxima luminosa con unidades en lúmenes por vatios (lm/W). El flujo lumínico describe la potencia lumínica útil generada por una fuente, pero no indica qué tan bien iluminada se encuentra una superficie en particular. Para ello se emplea

el concepto de iluminancia, el cual será definido a partir del esquema mostrado en la Figura 2-1.

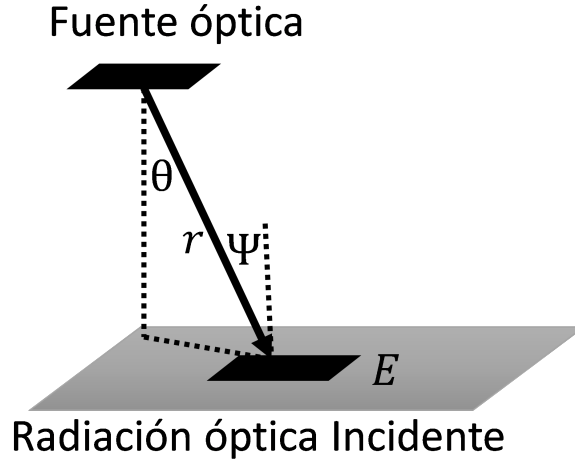


Figura 2-1.: Iluminancia de una fuente óptica sobre una superficie

La iluminancia E se determina mediante la ecuación (2-2) y está definida como el flujo lumínico por unidad de área que incide sobre una superficie y se mide en Lux.

$$E = \frac{I_L(\theta)}{r^2} \quad (2-2)$$

Donde r es la distancia de la fuente óptica a la superficie iluminada. $I_L(\theta)$ representa la intensidad luminosa o irradiancia de la fuente. Para el caso de los LEDs, y debido a la naturaleza incoherente de la luz emitida, este se comporta como una fuente Lambertiana, puesto que verifica la ley de Lambert del Coseno: La irradiancia $I_L(\theta)$ desde un elemento cualquiera varía como el coseno del ángulo θ entre la dirección considerada y la dirección de la normal a la superficie, [14], tal como se muestra en la ecuación (2-3).

$$I_L(\theta) = I_0 \cos^m(\theta) \quad (2-3)$$

La distribución angular del patrón de radiación de intensidad Lambertiano $I_0(\theta)$ está en función del ángulo de apertura lumínico θ del LED, tal como se indica en la ecuación (2-4).

$$I_0(\theta) = \begin{cases} \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\theta) \Phi_L & \theta \rightarrow \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right] \\ 0 & \theta \geq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2-4)$$

Donde $I_\theta = I_L(\theta = 0) = \frac{(m+1)\Phi_L}{2\pi}$ es la máxima intensidad luminosa de la fuente (intensidad radiante lambertiana). Adicionalmente m representa el sufijo Lambertiano el cual se encuentra en función del ángulo de apertura lumínica del LED, y se determina mediante la ecuación (2-5).

$$m = -\frac{\ln 2}{\ln(\cos \theta_{\frac{1}{2}})} \quad (2-5)$$

Dado a que la mayoría de fabricantes de diodos emisores de luz como VISHAY [15], LUXEON [16], OSRAM [17], producen LEDs con ángulos de apertura lumínica aproximadamente de $\theta_{\frac{1}{2}} = 60$ grados, el índice m Lambertiano resulta ser aproximadamente 1. Por otra parte, el ángulo de incidencia Ψ afecta la iluminancia sobre la superficie horizontal E_h , la cual se determina mediante la ecuación (2-6).

$$E_h = \frac{I_0 \cos^m(\theta) \cos(\Psi)}{r^2} \quad (2-6)$$

La iluminancia horizontal indica el flujo de potencia lumínico incidente en la superficie, luego de ser emitida por una fuente óptica y propagada a través del espacio libre, a una distancia r del punto de observación. Dicha medida es útil para determinar la porción de flujo lumínico sobre la superficie de un fotodiodo considerando su área fotodetectora.

2.1.2. Modelo del canal de comunicación por luz visible

La caracterización de un canal de comunicación por luz visible se determina mediante la respuesta al impulso del canal, la cual es empleada para analizar los efectos de distorsión que sufren las señales ópticas que viajan a través del espacio libre. Las pérdidas de la potencia óptica al propagarse a través del canal, están directamente relacionadas con la desviación de la señal óptica y la dispersión por múltiples trayectorias. Para el caso de comunicaciones ópticas en medios no guiados, donde se emplean fuentes Lambertianas como los LEDs, se consideran dos tipos de configuraciones: enlace de comunicación con línea de vista (Line Of Sight - LOS) y enlace de comunicación sin línea de vista (Non Line Of Sight - NLOS). Aunque los enlaces en sistema VLC no sufren de los efectos por desvanecimiento de multitrayectoria de las señales ópticas, si es afectado por los efectos de dispersión, que en un sentido práctico se manifiesta en la interferencia intersímbolo (intersymbol interference - IS). La dispersión es modelada como la respuesta al impulso de un canal en banda base. Adicionalmente, las características del canal en un enlace óptico depende de la posición del transmisor y el receptor y los efectos reflectivos de los objetos presentes en el sistema. Las características solo

cambian cuando dichos componentes son movidos por distancias del orden de los centímetros y por el movimiento de personas cerca al enlace de comunicación. Por lo anterior, un enlace óptico en interiores es considerado como un sistema cuasi estático. Los sistemas de comunicación por luz visible están basados en la modulación de intensidad con detección directa (Intensity Modulation and Direct Detection – IM/DD), el cual es un método por defecto para la implementación de sistemas de comunicación inalámbricos ópticos [11, 18, 19]. El modelo del canal es representado por la ecuación (2-7) y (2-8).

$$r(t) = R_\lambda P_t(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (2-7)$$

$$P_t(t) = I_{LED}(t) \otimes h_{eo}(t) \quad (2-8)$$

Donde $r(t)$ representa la fotocorriente generada por el sensor, la cual es proporcional a la responsividad del fotodiodo R_λ , la potencia óptica $P_t(t)$ transmitida por la fuente lumínica y la convolución \otimes con la respuesta al impulso del canal $h(t)$. Dicha fotocorriente es alterada por una componente de ruido $n(t)$, el cual es modelado como ruido Gaussiano blanco y aditivo (Additive White Gaussian Noise - AWGN). Adicionalmente, la potencia óptica transmitida $P_t(t)$ depende de la corriente de polarización aplicada al LED $I_{LED}(t)$ y la convolución \otimes con la respuesta al impulso del LED $h_{eo}(t)$.

En la Figura 2-2 se puede observar la geometría de propagación de un enlace de comunicación con línea de vista LOS entre un LED transmisor y un fotodiodo como receptor [18].

La función de transferencia del canal de comunicación está definida por una componente de línea de vista LOS y una componente sin línea de vista $NLOS$, representada por la ecuación (2-9).

$$H_f(t) = H_{los} + H_{NLOS} \quad (2-9)$$

Donde H_{los} es la componente de potencia óptica que incide en la superficie del fotodiodo con línea de vista, la cual es independiente de la frecuencia de modulación y está en función de la distancia entre el transmisor y el receptor y la orientación entre estos. La porción H_{NLOS} representa el aporte del modo de propagación sin línea de vista $NLOS$, la cual depende de la fracción de luz reflejada por objetos presentes en el enlace. La ganancia del canal óptico en corriente continua DC, en modo línea de vista LOS está dado por la ecuación (2-10)

$$H_{los}(0) = \begin{cases} A_r \frac{m+1}{2\pi r^2} \cos^m(\theta) T_s(\Psi) g(\Psi) \cos(\Psi) & 0 \leq \Psi \leq \Psi_c \\ 0 & \Psi > \Psi_c \end{cases} \quad (2-10)$$

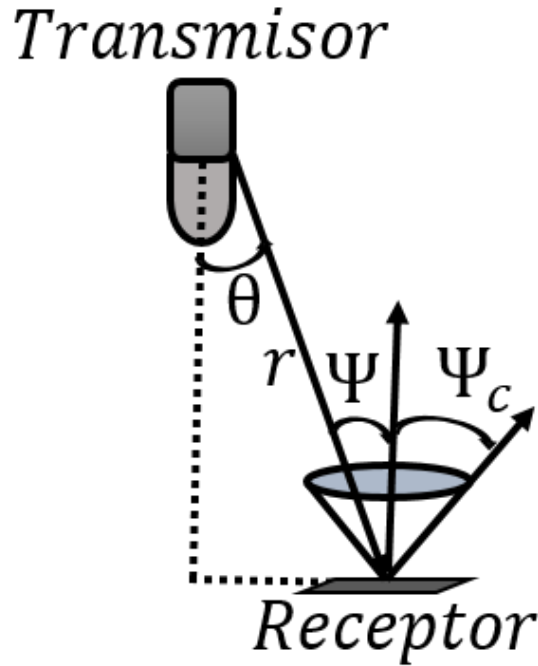


Figura 2-2.: Geometría del modelo de propagación LOS

Donde A_r corresponde al área fotosensible del sensor óptico; $T_s(\Psi)$ corresponde a la transmitancia de un filtro óptico pasa banda, el cual es empleado para mitigar la radiación óptica considerada ruido para el sistema; $g(\Psi)$ es la ganancia asociada al concentrador óptico; Ψ_c representa el ángulo crítico de incidencia; r es la distancia que separa el transmisor del receptor. La potencia óptica recibida P_{r-los} , en el modo de línea de vista LOS, está relacionada con la ganancia del canal en DC $H_{los}(0)$ y la potencia óptica transmitida $P_t(t)$ [18]

$$P_{r-los} = H_{los}P_t(t) \quad (2-11)$$

En un enlace de comunicación con línea de vista LOS, con distancias cortas entre el transmisor y el receptor, la dispersión por multitrayecto de la radiación lumínica no es considerada como un problema, por lo cual no se considera relevante los efectos del modo de propagación sin línea de vista NLOS y son ignorados [14, 11, 18, 19]. Por lo anterior, un enlace LOS a menudo es modelado como una atenuación lineal que sufre la propagación de la señal óptica. Adicionalmente, la detección del flujo de la radiación óptica depende del área efectiva del sensor y el cuadrado de la distancia entre el transmisor y el receptor.

2.1.3. Modelo del sistema VLC basado en la modulación por color, propuesto por la IEEE 802.15.7

La modulación por color nace de la necesidad que se presentó en los sistemas de comunicación por luz visible VLC, respecto a optimizar el espectro electromagnético y la posibilidad de incrementar el ancho de banda del sistema [20]. Lo anterior se debe a que de la forma tradicional de comunicación, la codificación y transmisión de los datos binarios se realizaba siempre sobre el mismo espectro de luz generado por LEDs blancos. El problema fundamental de dichos LEDs es que están conformados por la combinación de un LED de luz azul y una componente amarilla de fósforo que inyecta al sistema un tiempo de operación considerable, reduciendo el ancho de banda del transmisor a unos pocos MHz [20]. Por tal razón CSK emplea LEDs RGB para generar el espectro blanco mediante combinaciones aditivas de color RGB, partiendo del plano de cromaticidad presentado por el CIE 1931 [13].

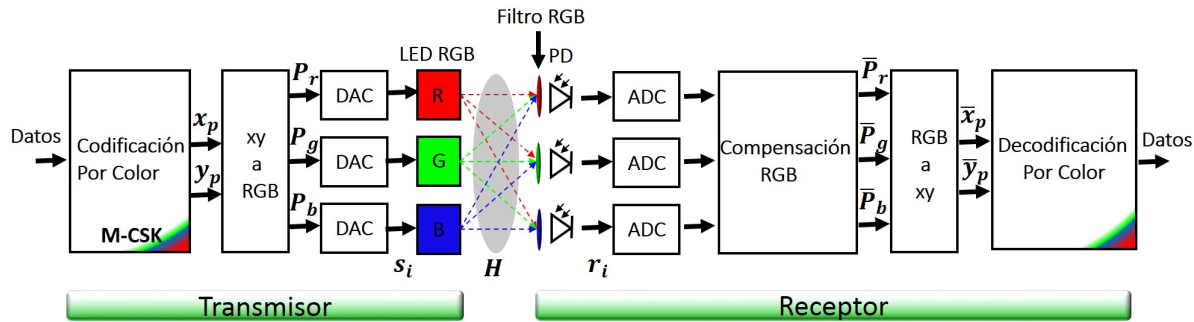


Figura 2-3.: Diagrama general de un sistema VLC basado en CSK [2]

En la Figura 2-3 se presenta el esquema general de un sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color, propuesto por el estándar IEEE 802.15.7 [2]. Los datos binarios de entrada al modulador CSK son codificados por puntos cromáticos denominados símbolos (S), donde la gama de colores o símbolos establecida para la modulación depende del triángulo cromático delimitado por la longitud de onda central del LED RGB la cual es mapeada en el espacio de color definido por el estándar CIE 1931 [13], tal como se muestra en la Figura 2-4. El espacio de color no es más que la interpretación de puntos cromáticos que da idea de la organización específica de los colores en un espacio determinado (imágenes o videos)[13]. El CIE-1931 propuso uno de los primeros modelos de color definido matemáticamente, donde los resultados fueron el producto de una serie de experimentos realizados por los investigadores David Wright y Jhon Guild, los cuales fueron incluidos en la especificación CIE RGB. La importancia de los resultados obtenidos por dichos autores radica en que fueron la fuente primaria para definir con cierto grado de precisión los tres colores primarios RGB de la síntesis aditiva del color, de donde pueden crearse todos los demás colores.

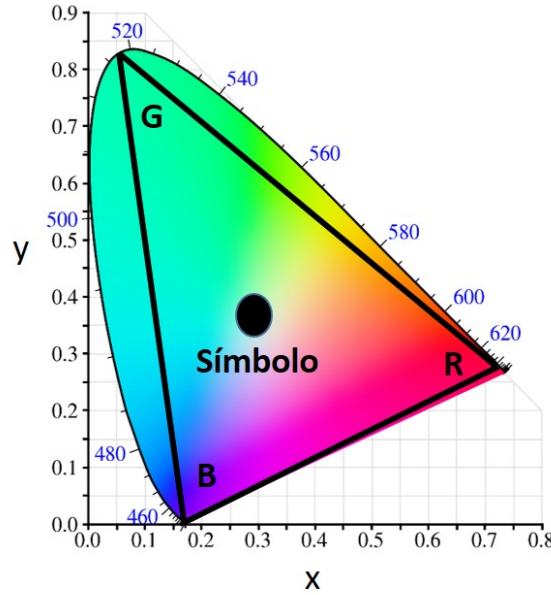


Figura 2-4.: Delimitación cromática según LED RGB

La constelación de la modulación CSK está conformada por el número de colores o puntos cromáticos M seleccionados en el área cromática delimitada por las longitudes de onda pico del LED RGB, donde el tamaño M de la constelación CSK depende del número de dígitos binarios N_{bit} a codificar, la cual se define en la ecuación (3-1) y el abecedario de símbolos S se define con la ecuación (2-13)

$$M = 2^{N_{bit}} \quad (2-12)$$

$$A = [S_1 \ S_2 \ S_3 \ \dots \ S_M] \quad (2-13)$$

Donde cada símbolo S está integrado por un vector de potencias RGB, tal como se define en (2-14)

$$S_i = [P_{r,i} \ P_{g,i} \ P_{b,i}] \quad (2-14)$$

Los vectores de potencias lumínicas para el LED R (Red), G (Green) y B (Blue) es representado por $P_{r,i}$, $P_{g,i}$ y $P_{b,i}$ respectivamente, para el i ésimo símbolo de la constelación

M-CSK. Adicionalmente, la estimación del vector de potencias RGB se determina mediante la matriz de transformación presentada en la ecuación (2-15)

$$\begin{bmatrix} P_{r,i} \\ P_{g,i} \\ P_{b,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_r & x_g & x_b \\ y_r & y_g & y_b \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} x_{p,i} \\ y_{p,i} \\ 1 \end{bmatrix} \text{ para } i = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2-15)$$

Donde x_{pi}, y_{pi} corresponden a las coordenadas cromáticas para los símbolos S_i . Los pares de coordenadas $x_r y_r, x_g y_g$ y $x_b y_b$ representan los valores cromáticos xy asociados a los LEDs Rojo, Verde y Azul, respectivamente.

Dado a que las variables de potencias lumínicas también se pueden representar directamente por la corriente de polarización aplicada al LED RGB [20], por conveniencia, en esta tesis se representarán los símbolos de la constelación M-CSK mediante dicha corriente, siendo éstas $I_{r,i}, I_{g,i}$ y $I_{b,i}$ en $[A]$, la cual se expresa en la ecuación (2-16)

$$S_i = [I_{r,i} \quad I_{g,i} \quad I_{b,i}] \quad (2-16)$$

Los valores de corriente se encuentran normalizados entre 0 y 1, por tanto, para estimar la corriente real de polarización para el LED R, G, B, se considera la intensidad de corriente máxima que soporta dicho LED, siendo estas $Imax_r, Imax_g$ e $Imax_b$, como se muestra en la ecuación (2-17)

$$\begin{bmatrix} I_{r,i} \\ I_{g,i} \\ I_{b,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{r,i} \\ P_{g,i} \\ P_{b,i} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Imax_r \\ Imax_g \\ Imax_b \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

Para reproducir el vector de potencias lumínicas en términos de la corriente de polarización del LED RGB, se emplean módulos de conversión digital análogo DAC (Digital to Analog Converter), donde las señales de los DAC son aplicadas al circuito electrónico de control de corriente del LED RGB.

Dado a que el canal VLC basado en CSK es modelado como modulación de intensidad y detección directa [20], cada componente de potencia óptica RGB transmitida y la fotocorriente inducida en el fotodiodo, se relaciona entre sí mediante la matriz de ganancias H (2-18).

$$H = \begin{bmatrix} h_{r,r} & h_{r,g} & h_{r,b} \\ h_{g,r} & h_{g,g} & h_{g,b} \\ h_{b,r} & h_{b,g} & h_{b,b} \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

Donde $h_{j,k}$, representa la relación entre la potencia óptica transmitida por la fuente lumínica j y la fotocorriente generada por los fotodiodos PD (Photodiode) k .

Posteriormente, en el proceso de conversión electro-óptico, las señales lumínicas son propagadas por el espacio libre hacia el receptor. Luego se aplican tres filtros ópticos en el RGB con su correspondiente fotodiodo, el cual genera una señales de fotocorriente $r_{k,i}$. Dicha fotocorriente está en función de la responsividad $R\lambda_{k,i}$ asociada a cada fotodiodo para una longitud de onda λ determinada y la potencia óptica incidente $P_{k,i}$, la cual es corrompida por ruido $n_{(k)}$. La señal eléctrica entregada por cada fotodiodo k debido al conjunto de potencias lumínicas en cada símbolo S_i transmitido se expresa mediante la ecuación (2-22).

$$r_{k,i} = P_{k,i}R\lambda_{k,i} + n_{(k,i)} \quad (2-19)$$

La variable de ruido $n_{(k,i)}$ para cada fotodiodo k , se considera como un proceso de ruido Gaussiano aleatorio y blanco AWGN (Aditive White Gaussian Noise) con varianza cero y desviación estandar δ^2 . Por otra parte, para la demodulación CSK se considera un proceso de compensación a las señales de fotocorriente de cada fotodiodo, que permite estimar el vector de potencia óptico transmitido empleando la matriz de transformación (2-20).

$$\begin{bmatrix} \bar{P}_{r,m} \\ \bar{P}_{g,m} \\ \bar{P}_{b,m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{r,r} & h_{r,g} & h_{r,b} \\ h_{g,r} & h_{g,g} & h_{g,b} \\ h_{b,r} & h_{b,g} & h_{b,b} \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} r_{r,m} \\ r_{g,m} \\ r_{b,m} \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

Finalmente, con el vector de potencia óptica estimado $\bar{P}_{r,m}$, $\bar{P}_{g,m}$ y $\bar{P}_{b,m}$, se procede a utilizar la ecuación (2-21) para determinar los punto cromáticos $(\bar{x}_{p,m}, \bar{y}_{p,m})$ que corresponden a las coordenadas cromáticas para cada símbolo S_i recibido. Dicho procedimiento, permite decodificar los datos binarios representados por cada vector de potencia RGB utilizado en la transmisión.

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_{p,m} \\ \bar{y}_{p,m} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_r & x_g & x_b \\ y_r & y_g & y_b \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \bar{P}_{r,m} \\ \bar{P}_{g,m} \\ \bar{P}_{b,m} \end{bmatrix} \quad \text{para } m = 1, 2, 3, \dots, M \quad (2-21)$$

2.1.4. Sistema VLC de baja complejidad, basado en un solo fotodiodo

El esquema de comunicación por luz visible presentado por la IEEE 802.15.7 [2] introduce conceptos matemáticos que describen el funcionamiento de la modulación por color orientado

a la codificación de datos binarios mediante puntos cromáticos en el CIE-1931 [13]. Dicho sistema se considera complejo respecto a los múltiples componentes electrónicos y ópticos necesarios para la implementación del esquema del receptor. Por lo anterior, en 2015 el investigador Luna-Rivera [1] de la Universidad Autónoma de San Luis Potosi - México y su equipo de trabajo, introducen un nuevo esquema para el diseño del receptor del sistema VLC, el cual es mostrado en la Figura 2-5, donde logran simplificar un 66 % la complejidad de su diseño, comparado con el propuesto en el estándar IEEE 802.15.7 [2].

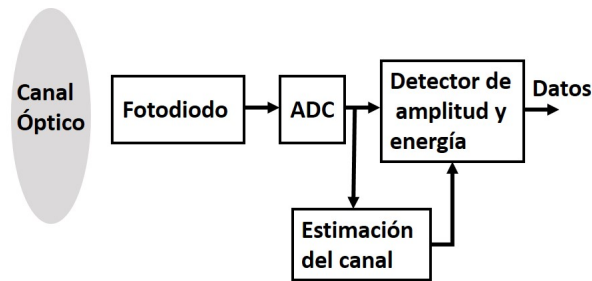


Figura 2-5.: Sistema VLC basado en un simple fotodiodo [1].

Donde la fotocorriente generada en el sensor, se traduce en una superposición de las potencias ópticas incidentes y la responsividad del sensor a cada longitud de onda R_{λ_x} , para los símbolos $i = 1, 2, \dots, M$ de la modulación CSK, tal como se muestra en la siguiente ecuación

$$r_i = P_{i,r}R_{\lambda_r} + P_{i,g}R_{\lambda_g} + P_{i,b}R_{\lambda_b} + n_{(i)} \quad (2-22)$$

2.1.5. Generalidades del convertidor de luz a frecuencia

Un convertidor LTF reduce y simplifica el proceso de adquisición de señales lumínicas, ya que es considerado como un dispositivo completamente digital y puede ser conectado directamente a un microcontrolador para el procesamiento de los datos recolectados [21].

Los sistemas LTF son una alternativa económica para la identificación de potencias lumínicas, puesto que elimina los sistemas tradicionales que incluyen amplificadores de transimpedancia, y el uso de convertidores análogo a digital (Analog to Digital Converter - ADC) que internamente posee subsistemas como: Filtro antialiasing, muestreador, cuantizador y codificador [22]. En la Figura 2-6, se muestra el esquema básico de un sistema LTF, el cual consta de un sensor de luz PD y un convertidor de corriente a frecuencia (Current To Frequency - CTF).

La señal generada por el sistema LTF, corresponde a un tren de pulsos con ciclo de dureza constante (50 %), donde la frecuencia asociada a dicha señal está en función de la irradiancia

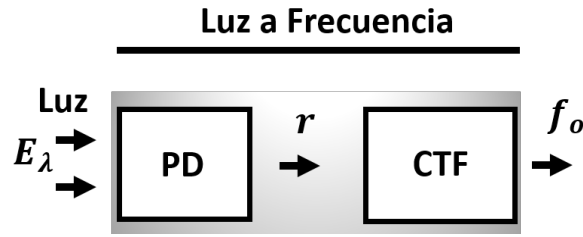


Figura 2-6.: Esquema general de un LTF

de la potencia óptica incidente, la cual se presenta en la ecuación (2-23).

$$f_0 = f_D + R_e E_\lambda \quad (2-23)$$

En la ecuación (2-23) se observa que la frecuencia de salida f_o del LTF, está integrada por una señal pulsada con frecuencia f_D que es la frecuencia de oscuridad, la cual genera el dispositivo cuando la condición de irradiancia es cero ($E_\lambda = 0$); R_e es la responsividad del LTF para una longitud de onda (λ) de la luz incidente, dada en ($Hz/(\mu W/cm^2)$); $E_\lambda = \frac{P_{in}}{Ar}$ es la irradiancia incidente en la superficie fotosensible del sensor, generada por la potencia óptica incidente P_{in} y el área fotosensible del fotodiodo Ar [22, 18]. Las unidades de irradiancia están dadas en $\mu W/cm^2$. La frecuencia de oscuridad f_D , es el resultado de las corrientes de fuga producidas por el material semiconductor y es afectada por la temperatura del sistema [3]. A modo de ejemplo, la Figura 2-7 muestra la relación entre la temperatura y la frecuencia de oscuridad del convertidor de luz a frecuencia TSL23RD fabricado por la compañía Austria Mikro Systeme (ams, por sus siglas en inglés).

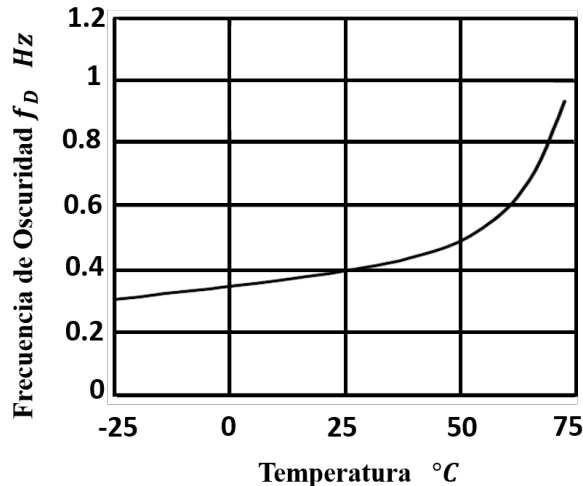


Figura 2-7.: Frecuencia de oscuridad y temperatura del TSL230RD [3].

Dado a que la salida del LTF corresponde a una señal cuadrada con frecuencia variable, es importante tener claridad sobre las diferentes técnicas que existen para medir dicha frecuencia, donde el criterio de selección de la técnica depende de la resolución y de la velocidad de adquisición de datos de la interfaz electrónica a usar [23]. Por tanto, si se requiere un sistema de medición de alta resolución y el tiempo de respuesta no es crítico, se puede usar la técnica de conteo de frecuencia o un acumulación de pulsos; si la frecuencia es alta y se requiere un sistema de medición veloz, dado al rápido cambio en los niveles de la señal de luz, la técnica de medición del periodo es la más adecuada [3, 24]. La técnica de medición del periodo, requiere del uso de una señal de reloj de referencia que supere en gran medida la frecuencia de la señal que se pretende medir. Para el caso del sensor LTF TCS3200 la señal que entrega posee frecuencias entre los 10 Hz y 780 kHz lo cual habilita el uso de sistemas embebidos de bajo costo, puesto que la mayoría están equipados con módulos de temporización con reloj de referencia en el orden de los MHz [25]. Por lo referido, se considera apropiada la última técnica para aplicaciones en el campo de las comunicaciones ópticas inalámbricas, debido a que estas requieren tomar decisiones en línea en cuanto a que información fue transmitida para obtener en lo posible un enlace con latencias reducidas.

2.1.6. Algoritmo de Optimización PSO

El algoritmo de optimización por enjambre de partículas (Particle Swarm Optimization - PSO) está inspirado en el comportamiento de los enjambres de insectos en la naturaleza, como por ejemplo un enjambre de abejas por su forma de buscar polen en lugares con más densidad de flores [26]. PSO puede ser utilizado en un sistema tridimensional, bidimensional, etc, y por efectos prácticos, en este apartado se analizará para un sistema de dos dimensiones en un espacio de coordenadas (x, y) . El objetivo principal del PSO es evaluar una función $f(x, y)$ con el fin de encontrar valores de x y y donde la función sea máxima o mínima. $f(x, y)$ se conoce como función de fitness o paisaje de fitness ya que puede verse como un paisaje con valles y colinas formados por los valores que toma la función. En adelante se expone de manera general el funcionamiento del algoritmo PSO. Se inicia situando partículas de manera aleatoria en el espacio de búsqueda, donde cada partícula puede moverse en dicho espacio considerando reglas que tienen en cuenta el conocimiento personal de cada una y el conocimiento global del enjambre. Cada partícula tiene una posición $\bar{p}(x, y)$ una velocidad $\bar{v}(x, y)$ con la que se mueve en el espacio de búsqueda. Adicionalmente, cada partícula tiene una cantidad de inercia generada por el propio movimiento así como una aceleración que depende del mejor personal y mejor global encontrado en una iteración pasada. Mediante el empleo del PSO se puede llegar a descubrir valores particularmente altos para la función $f(x, y)$ que brinda información de mínimos o máximos globales en un espacio de búsqueda, gastando pocos recursos computacionales [26].

2.2. Estado del Arte

Los sistemas de comunicación por luz visible son una rama de las comunicaciones ópticas inalámbricas en medios no guiados, que permite la transmisión y recepción de datos binarios codificados en las señales lumínicas [11]. El principio de funcionamiento del sistema VLC consiste en la representación de un dígito binario (uno lógico) mediante la activación de la fuente de luz, y (cero lógico) para el estado de apagado de dicha fuente. Al tratarse de un sistema de comunicación que opera en el rango de la luz visible, existen ciertas ventajas y desventajas respecto a los sistemas de comunicación por ondas electromagnéticas. Las principales ventajas radican en la reutilización de luminarias existentes en diferentes escenarios para el diseño de la infraestructura VLC, alta seguridad de la información, bajo costo de implementación, nula interferencia con sistemas de radio frecuencia, entre otros [7, 10, 11]. Algunas desventajas del sistema VLC son: sistema de comunicación orientado a aplicaciones en interiores, dado a la interferencia generada por la luz ambiente [11]; baja cobertura y longitud del enlace de comunicación, debido a las características dispersivas de las fuentes ópticas empleadas, incluso en las aplicaciones donde se emplean concentradores para las señales de luz [9].

Es importante anotar, que VLC es relativamente antiguo, ya que se tienen registros que datan del año 1880 cuando Alexander Gram Bell propuso y patentó el primer dispositivo VLC, el cual denominó Fotófono [27]. Dicha tecnología no tuvo éxito y fue rápidamente olvidada, ya que en ese tiempo no se contaba con dispositivos electro-ópticos adecuados para proponer aplicaciones prácticas. Solo fue a finales del siglo que los sistemas VLC se volvieron más atractivos para ser estudiados por la comunidad científica, debido al surgimiento de luminarias basadas en tecnología LED (Light Emitting Diode) [10, 28]. A comienzos del siglo, el sistema VLC se convirtió en un verdadero fenómeno en la comunidad académica, generando nuevos nichos de trabajo investigativo, por lo que fue necesario regular dicha tecnología mediante normas y estándares. Por ello, en el año 2003 se creó en Japón el VLCC (visible light communication consortium) y en 2014 fue reemplazado por el VLCA (visible light communication associations) para futuras estandarizaciones [11]. En el año 2008, el grupo de trabajo para las comunicaciones inalámbricas de área personal de la IEEE P802.15, venía trabajando sobre sistemas VLC respecto a temas de modulación, mitigación del parpadeo de los LEDs, modelo del canal óptico, entre otros [29, 30] y tres años más tarde fue creado el estándar IEEE 802.15.7 [2]. Adicionalmente, en 2017 se creó el grupo de estudio LC (Light Communication) IEEE 802.11, el cual tiene como foco de interés determinar técnicas y presentar oportunidades económicas usando la luz como medio de comunicación inalámbrica [31].

Por otra parte, existen empresas de base tecnológica y científica que en la actualidad lideran desarrollos tecnológicos al rededor de los sistemas VLC. Oledcomm fue creada en 2005 como un Spin-off en la Universidad de Versailles – Francia y en la actualidad tiene productos

VLC en el mercado orientado a las líneas de internet de alta velocidad, comunicación en hospitales, geolocalización en interiores, internet de las cosas, comunicación vehicular, entre otros [32]. pureLiFi fue creada en 2012 como un Spin-out en la universidad de Edimburgo – Alemania [33], gracias a los resultados de investigación en VLC aportados por el profesor Harald Haas, el cual introdujo el término LiFi (Light Fidelity) en el evento TED Global en el año 2011 [34]. Dichas compañías lideran actualmente proyectos ambiciosos en sistemas VLC.

Respecto al estándar IEEE 802.15.7, este define aspectos importantes de la comunicación óptica en medios no guiados, que se debe considerar al momento de diseñar enlaces VLC. El estándar define las especificaciones de la capa física (Physical Layer-PHY), y las clasifica en tres categorías que dependen de la velocidad de transmisión. Los rangos de velocidad (mínimos y máximos) para PHY I, PHY II y PHY III son (11.6 kb/s y 266.6 kb/s), (1.25 Mb/s y 16 Mb/s) y (16 Mb/s y 96 Mb/s) respectivamente. Adicionalmente, dicho estándar considera los formatos de modulación de encendido y apagado (On Off Keying-OOK) y Modulación por Posición de Pulso Variable (Variable Pulse Position Modulation-VPPM), para PHY I y PHY II empleando solo una fuente de luz. PHY III soporta múltiples fuentes de luz de diferentes colores (Rojo, Verde y Azul) y proponen un formato de modulación de color denominado (Color Shift Keying - CSK).

En la Figura 2-8 se presenta el mapa conceptual que muestra de forma generalizada la revisión bibliográfica realizada alrededor del tópico de la técnica de modulación por color empleada en los sistemas de comunicación por luz visible. En este se muestran desarrollos tecnológicos encaminados a la optimización de constelaciones CSK y maximizar la probabilidad de detección de símbolos con el fin de aumentar la capacidad de transmisión de datos del sistema, aunque esto último repercute en sistemas VLC mucho más complejos de implementar y analizar. Adicionalmente, se estudia la estrategia de diseño presentada por algunos autores, orientada a simplificar la estructura tradicional de los sistemas VLC basados en modulación por color.

El primer esquema de modulación CSK fue propuesto en el estándar IEEE 802.15.7, el cual define un sistema de comunicación basado en la codificación del color generado por tres LEDs RGB. La codificación del color se realiza teniendo en cuenta la capacidad de percepción del ojo humano, por lo cual consideran las propiedades del color y el espacio de cromaticidad presentado por la comisión internacional de la luz en 1931 CIE (Commission Internationale de l'Éclairage, por sus siglas en francés) [13], el cual se conoce como CIE-1931. Adicionalmente, la capacidad de transmisión del canal depende de la cantidad de datos binarios a codificar mediante el color, dicho proceso recibe el nombre de constelación (M), y es representado como $M - CSK$. Por tal razón, definen y establecen reglas de diseño para constelaciones de $4 - CSK$, $8 - CSK$, y $16 - CSK$. La máxima velocidad de bit se logra empleando el esquema de $16 - CSK$, la cual fue reportada en dicha norma a $96 Mb/s$. Cabe resaltar que el principal problema al momento de emplear la máxima resolución para el diseño de las

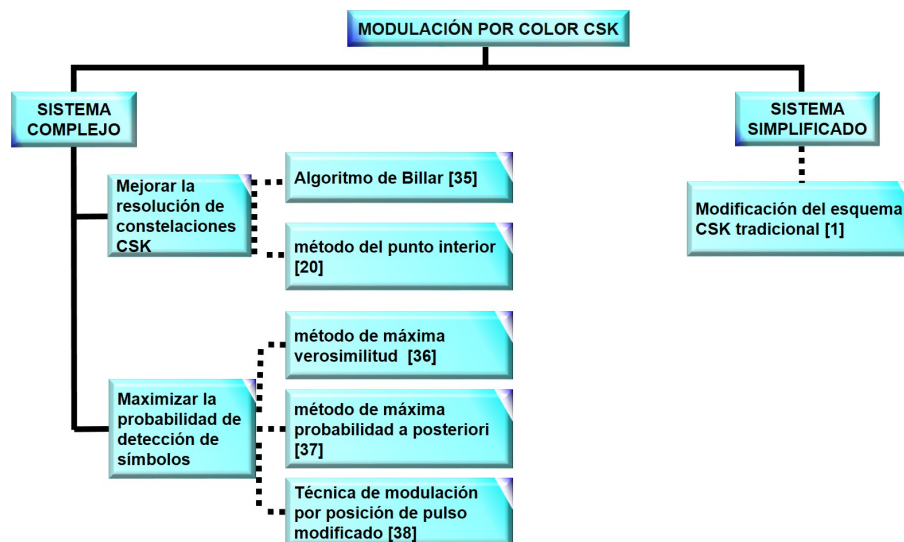


Figura 2-8.: Mapa conceptual de la revisión bibliográfica

constelaciones CSK, radica en la sincronización del receptor para la reconstrucción de las constelaciones, las cuales son transformadas al plano de cromaticidad para la decodificación de los datos. Por tal razón, proponen una combinación de las modulaciones PWM y PPM con el objetivo de mitigar dichos problemas [2].

Billiards Algorithms fue el primer método numérico propuesto en 2010 para la optimización de las constelaciones CSK. Inicialmente los autores analizaron el sistema CSK propuesto por el grupo de trabajo de la IEEE 802.15 y adoptaron un modelo de canal con Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (Additive White Gaussian Noise- AWGN) el cual tomaron como base para realizar las simulaciones pertinentes. Proponen la inclusión del balance de color blanco, el cual les permitió realizar modificaciones menos complejas al algoritmo propuesto, logrando una mejor optimización de las distancias euclidianas entre los símbolos pertenecientes al polígono formado por la constelación CSK [35].

En 2012, se propuso el método del punto interior, el cual busca maximizar la mínima distancia euclidiana entre un conjunto de puntos de constelación para encontrar los conjuntos de símbolos óptimos locales. El beneficio del trabajo propuesto radica en que el algoritmo puede operar con una gama de color deseado, permitiendo de esta forma la construcción de cualquier tamaño de constelación [20].

En el trabajo propuesto en [36] maximizan la probabilidad de detección de constelaciones multinivel empleando el método estadístico de máxima verosimilitud (máximum likelihood-ML). Adicionalmente proponen un sistema CSK basado en 4 LEDs (QLED) de color (Blue, Cyan, Yellow, Red - BCYR), en lugar de los tres LEDs RGB (TLED) que propone el estándar

IEEE802.15.7. El principal problema de la técnica CSK basada en tres colores (TLED) es que el mapeo de los símbolos está directamente relacionado con la sincronización del receptor y la optimización en el proceso de la reconstrucción de las constelaciones de los símbolos recibidos. Con el esquema CSK TLED propuesto por la IEEE802.15.7 la velocidad alcanzada fue de 96 Mbit/s, y con el esquema QLED propuesto en el trabajo [36], la velocidad registrada fue de 144 Mbit/s.

En [37] proponen la codificación de los datos binarios a transmitir mediante información extrínseca EXIT y un método estadístico muy similar al de máxima verosimilitud (máximo likelihood- ML) el cual nombran como (Maximum a posteriori probability- MAP) con lo cual buscan obtener una mejor probabilidad en la reconstrucción de los símbolos. Si se asume la recepción de la información en un canal con perfectas condiciones, el vector de estímulos de intensidad se puede obtener empleando el método ML, pero cuando el orden de las constelaciones es de 8, 16 CSK, la detección ML es bastante compleja para la estimación del vector de intensidad. La técnica propuesta mejora el desempeño del sistema VLC, la relación de ganancias entre el transmisor y el receptor, y aumenta la longitud del enlace de la comunicación.

En [38] proponen un sistema de sincronización entre el receptor y el transmisor, con lo cual logran mejorar la recuperación de los símbolos de la modulación por color, a la vez que aumenta la probabilidad de decodificación de los datos binarios, mediante el uso de la técnica de modulación por posición de pulso modificado.

Las técnicas mencionadas anteriormente buscan aumentar la resolución de constelaciones CSK, con lo cual se pretende mejorar el rendimiento de los sistemas VLC y la capacidad de transmisión de datos binarios. Aunque las características anteriores son objeto de investigación en la actualidad, también lo es el proponer sistemas de comunicación óptica con menor complejidad, tanto en implementación como en análisis numérico. Es por eso que en [1] proponen un sistema VLC con modulación CSK modificada, para reducir la complejidad de implementación y análisis de los esquema CSK tradicionales y mejorar la sincronización del receptor. Adicionalmente diseñan un circuito electrónico de recepción simplificado, donde emplean un solo fotodiodo y eliminan los tres filtros ópticos y dos módulos de conversión analógica a digital, empleados en la modulación CSK. Demuestran una reducción del 66 % en la complejidad del receptor comparado con la topología de recepción del estándar IEEE 802.15.7 que usa modulación CSK. Adicionalmente, realizan una detección directa de los símbolos empleando únicamente la correlación entre la potencia lumínica transmitida y la señal digital generada en el receptor, suprimiendo el proceso de mapeo cromático y decodificación binaria mediante la identificación del color.

Haciendo un análisis sobre el diseño del esquema del receptor presentado en los trabajos de

investigación mencionados anteriormente, es común encontrar receptores ópticos conformados por fotodiodos del tipo PIN o (APD, del inglés Avalanche Photodiode) y convertidores de señal analógica a digital ADC [18, 19] tal como lo propone el estándar IEEE 802.15.7 [2] orientado a los sistemas de comunicación por luz visible VLC basado en la modulación por color. Entre estos, aquellos con más presencia en sistemas VLC son los fotodiodos tipo PIN, puesto que tienen mejor inmunidad al ruido y presentan baja capacitancia parásita debido al material intrínseco entre la unión p-n, lo cual repercute en la disminución de la constante de tiempo y por ende mejor ancho de banda [19, 39]. De hecho los fotodiodos tipo PIN adaptados en los sensores RGB (Red, Green, Blue) son estudiados para aplicaciones en sistemas VLC, donde los autores buscan caracterizar dicho sensor y determinar la respuesta en frecuencia del mismo [40]. Adicionalmente, dichos fotodiodos están siendo adaptados a otros sistemas para percibir los niveles de intensidad de la luz y entregar señales eléctricas periódicas con frecuencias que corresponden a la potencia incidente en el fotodetector. Estos dispositivos se conocen como convertidores de luz a frecuencia LTF e internamente están conformados por fotodiodos tipo PIN y un módulo de transformación de fotocorriente a frecuencia que emplea un oscilador controlado por voltaje (VCO, del inglés Voltage Controlled Oscillator), que reduce y simplifica el circuito de acondicionamiento del fotodiodo, permitiendo su adaptación con sistemas embebidos de bajo costo, que no requieran de la conversión analógica a digital [21, 24]. Es en este orden de ideas, que los convertidores LTF se exponen como una solución atractiva para la detección de señales de comunicaciones en el rango visible del espectro electromagnético debido a la reducción de la complejidad del sistema [21]. Hasta el momento, los convertidores LTF están siendo investigados por ejemplo, en sistemas de comunicación óptica para el diseño de transceptores portables [22], en aplicaciones de la salud para detectar niveles de oxígeno en la sangre [41], aplicaciones en espectrofotometría orientado a la detección de cancer [42], entre otros.

3. Diseño, implementación y caracterización del sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y un convertidor de luz a frecuencia

3.1. Sistema de comunicación por luz visible propuesto

El montaje experimental del sistema VLC fue realizado en el laboratorio de Visión Artificial y Fotónica del ITM, donde fue posible controlar los niveles de iluminación externos con el fin de mitigar el problema de interferencia dado a la naturaleza del sistema en análisis. Por otra parte, el sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y en un convertidor de luz a frecuencia es mostrado de manera general en el esquema presentado en la Figura 3-1. En dicho esquema se muestran las condiciones físicas del experimento.

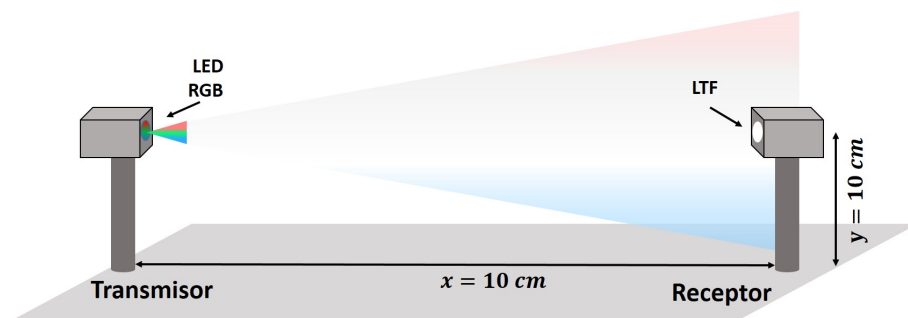


Figura 3-1.: Esquema general del sistema VLC

De manera específica, los subsistemas electrónicos que conforman el transmisor y el receptor del sistema VLC basado en la modulación M-CSK y en un convertidor de luz a frecuencia LTF, que en adelante se denominará M-CSK-LTF, son presentados como diagrama de bloques en la Figura 3-2. En adelante, se introduce respecto al funcionamiento general del sistema VLC y la función que cumple cada bloque en el enlace de comunicación por luz visible. Dado a que el presente texto es introductorio y no pretende abordar a profundidad

cada subsistema electrónico, en los apartados siguientes se brindará información detallada de referencias y características técnicas de los dispositivos electrónicos utilizados.

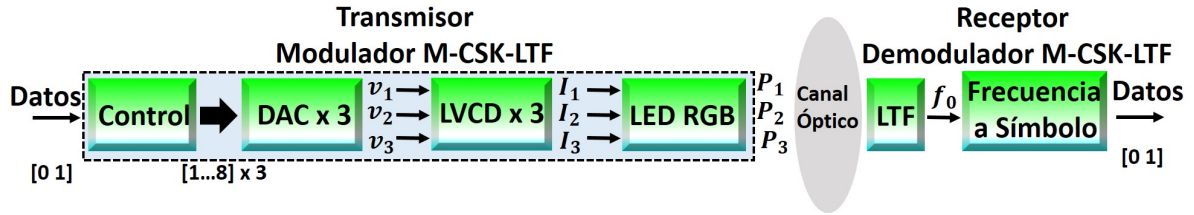


Figura 3-2.: Diagrama por bloques del sistema VLC

El sistema de control esta basado en un microcontrolador de bajo desempeño de la familia ATMEL, el cual tiene como función principal recibir o generar los códigos binarios y codificarlos mediante símbolos (potencias RGB). Esto último se conoce como codificación por color. Dicho sistema codifica un número determinado de bits B "0" o "1" lógico por cada símbolo m , según el tamaño M de la constelación CSK, tal como lo indica la siguiente ecuación

$$B = \log_2(M) \text{ (bits) para } m = 1, 2, \dots, M \quad (3-1)$$

Cada símbolo m es representado por tres potencias ópticas emitidas por el LED RGB, identificados como P_i , donde los canales son representados por $i = 1, 2, 3$. Para lograr emitir dichas potencias RGB, se debe realizar el siguiente procedimiento: el sistema de control utiliza 8 líneas o pines de control para cada canal, que son conectados a cada convertidor digital analógico (DAC - Digital to Analogue Converter), el cual permite generar niveles de voltaje v_i que son aplicados al driver de corriente variable lineal (LVCD - Linear Variable Current Driver), quien genera las corrientes I_i de polarización para cada LED. La potencia óptica P_i se propaga por el espacio libre hasta llegar a la superficie fotodetectora de un convertidor de luz a frecuencia LTF (Light To Frequency). Dicho LTF esta integrado por un fotodiodo que responde en el espectro visible y genera una fotocorriente proporcional a la potencia óptica incidente. Dicha fotocorriente es transformada a frecuencia mediante un convertidor de corriente a frecuencia CTF (Current to Frequency), la cual es utilizada para representar el conjunto de potencias ópticas transmitidas por el LED RGB que codifican cada símbolo de la modulación por color. Adicionalmente, la frecuencia de la señal cuadrada generada por el LTF se determina midiendo la duración de dichos pulsos empleando temporizadores integrados en un microcontrolador. Finalmente, se realiza la decodificación de los símbolos empleando una correlación lineal entre el símbolo transmitido y la frecuencia generada en el LTF, con lo cual se logra la extracción de los datos binarios B transmitidos.

3.1.1. Selección de componentes electrónicos para el transmisor y el receptor

La estrategia de selección de componentes electrónicos para el diseño del transmisor y del receptor, se realizó considerando los requerimientos del objetivo general de la tesis, lo cual involucra las siguientes características: bajo costo; componentes de fácil adquisición en el mercado electrónico nacional; emplear en lo posible hardware libre; el sensor óptico empleado para la recepción de los datos debe incorporar un módulo de transformación de fotocorriente a frecuencia. Finalmente, para el diseño del transmisor y del receptor, se consideró una búsqueda en artículos científicos sobre sistemas electrónicos empleados en VLC basado en la modulación por color, los cuales dieron las bases para proponer el sistema electrónico diseñado en el presente trabajo y que se expone a continuación.

3.2. Diseño, implementación y caracterización del transmisor

3.2.1. Diseño del transmisor

El diseño del circuito electrónico para el transmisor del sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color, fue abordado desde el estudio del sistema VLC presentado en el trabajo [20]. En dicho trabajo de investigación, los autores proponen un esquema del transmisor para un sistema VLC basado en CSK orientado a trabajar con: FPGA, para la modulación de los datos binarios; un DAC de 10 bits de resolución incorporado en un VGA (Video Graphic Array) de tres canales; un LVCD para el control de la corriente de polarización del LED RGB. De los 10 bits disponibles en dicho DAC, los autores sólo contemplaron utilizar 8 bits, dado a que el tamaño de la constelación M-CSK no es considerablemente grande (experimentaron para $M=8$). Considerando lo anterior, en el presente trabajo de investigación se proponen un transmisor VLC basado en componentes electrónicas de bajo costo y que están dentro de los parámetros técnicos demandados por el sistema de comunicación propuesto, tal como lo es el ancho de banda, el cual depende del receptor LTF empleado. Lo anterior se demostrará más adelante en la caracterización del receptor.

El circuito electrónico que representa el transmisor VLC basado en CSK es presentado en la Figura 3-3. Se consideró emplear la plataforma de hardware libre ARDUINO MEGA y tres módulos DAC 0808 con resolución de 8 bits, ya que son componentes de bajo costo y que permitieron trabajar con la modulación CSK. Adicionalmente, el esquema electrónico para el transmisor VLC mostrado en la Figura 3-3, se encuentra conformado por tres subsistemas electrónicos que representan el control de la corriente de polarización para el LED RGB. Por tanto, los conectores J1, J4 y J5 representan las entradas de los pines de control del ARDUINO MEGA y que tienen como propósito modificar las corrientes de salida I_{LED_R} , I_{LED_G} , I_{LED_B} aplicada al LED RGB respectivamente. Considerando lo anterior, en adelante

se expondrá el funcionamiento sólo del canal del LED RED (circuito eléctrico comprendido entre el conector J1 y la salida I_{LED_R}), dado a que los circuitos restantes tienen las mismas características. Se iniciará el análisis desde el punto de vista del sistema de control y del DAC0808. Como el DAC tiene una resolución de 8 Bits, se emplean 8 líneas en el ARDUINO MEGA, las cuales se identifican con D0-D7 y su combinación en dígitos binarios está entre 0-255. Se empleó la configuración del DAC dada por el fabricante [43], donde la ecuación (3-2) representa el voltaje V_1 de la conversión digital análogo, la cual depende del voltaje de referencia V_{ref} y de la combinación de los pines digitales D0-D7.

$$V_1 = V_{ref} \left(\frac{D0}{2} + \frac{D1}{4} + \frac{D2}{8} + \frac{D3}{16} + \frac{D4}{32} + \frac{D5}{64} + \frac{D6}{128} + \frac{D7}{256} \right) \quad (3-2)$$

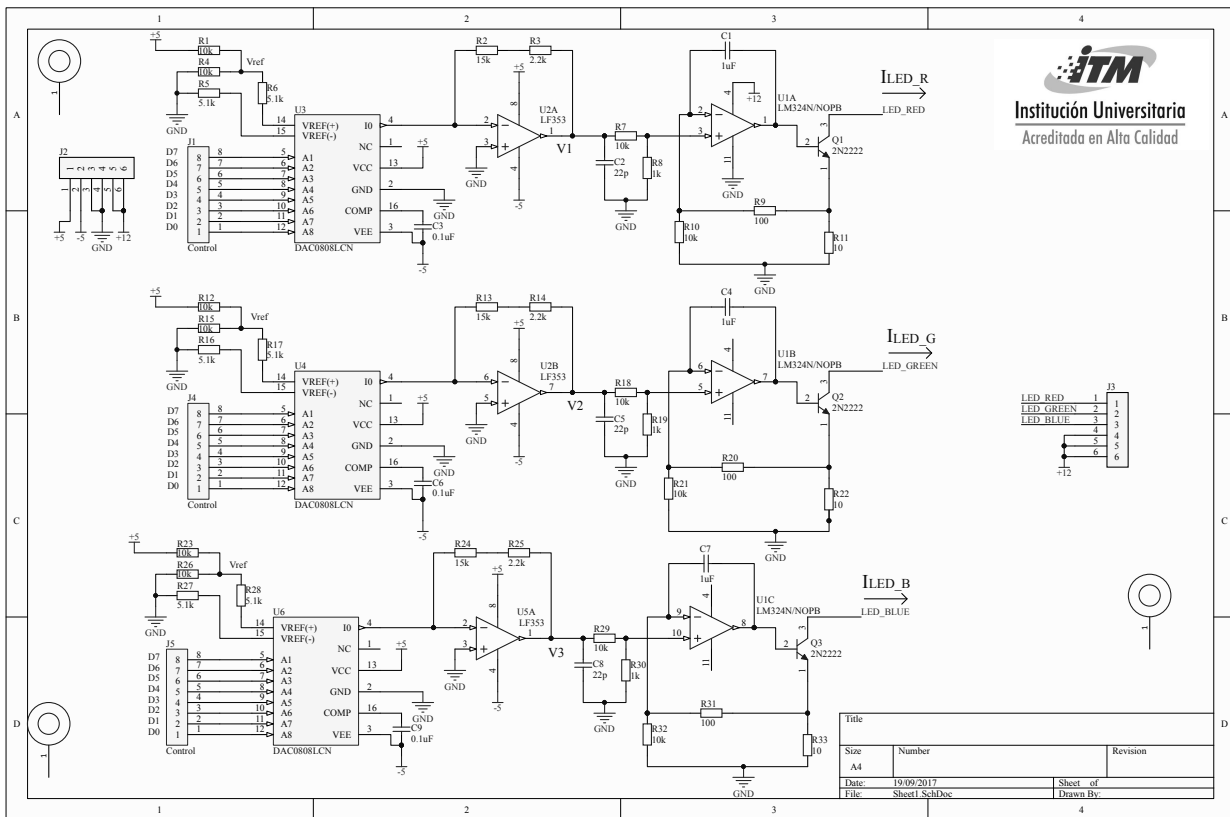


Figura 3-3.: Diseño electrónico del transmisor VLC

Posteriormente, se procedió a diseñar el driver de corriente lineal variable LVCD conformado por las componentes electrónicas asociadas a U1A y Q1, quienes se encargan de controlar la corriente de polarización I_{LED_R} aplicada al LED RED. Para dicho diseño, inicialmente se realizó el estudio del LVCD propuesto en el trabajo de investigación [20]. Los autores

proponen un sistema LVCD basado en un amplificador operacional con BW de 70 MHz y un transistor NPN con BW (Bandwidth) de 120 MHz y corriente de colector de 1A. Consideramos que los anchos de banda BW de las componentes anteriores y la corriente de colector del transistor, sobrepasan los requerimientos de diseño del sistema VLC propuesto en este trabajo. Por lo anterior, nosotros empleamos el amplificador operacional LM324 con BW de 1MHz [44] y el transistor 2n2222 con BW de 100MHz y corriente máxima de 600 mA [45]. Adicionalmente, se empleó el LED RGB VAOS-5050, los cuales tiene corrientes nominales de polarización menor a 50mA. La ecuación que representa la corriente de polarización I_{LED_R} [20] está determinada por la siguiente expresión

$$I_{LED_R} = V_1 \frac{R_8}{R_7 + R_8} \left(\frac{1}{R_{11}} + \frac{R_9}{R_{10}R_{11}} + \frac{1}{R_{10}} \right) \quad (3-3)$$

Finalmente, se puede observar que la corriente I_{LED_R} de polarización del LED RED, se puede escribir en términos del voltaje de referencia V_{ref} , la combinación de los pines digitales D0-D7 del ARDUINO MEGA aplicados al DAC0808 y una constante K. Lo anterior se logra reemplazando V_1 por la ecuación (3-2). Adicionalmente, se reemplaza el término $\frac{R_8}{R_7+R_8} \left(\frac{1}{R_{11}} + \frac{R_9}{R_{10}R_{11}} + \frac{1}{R_{10}} \right)$ por la constante K . En la siguiente expresión se muestra la ecuación simplificada

$$I_{LED_R} = V_{ref} \left(\frac{D0}{2} + \frac{D1}{4} + \frac{D2}{8} + \frac{D3}{16} + \frac{D4}{32} + \frac{D5}{64} + \frac{D6}{128} + \frac{D7}{256} \right) K \quad (3-4)$$

3.2.2. Implementación del transmisor

Las herramientas de diseño electrónico de uso libre, cada vez son más empleadas en el ámbito de la educación y la investigación [46, 47]. Por tal razón, en el presente trabajo se ha considerado emplear el software libre CIRCUITMAKER [46], para el diseño e implementación de la tarjeta electrónica del transmisor VLC. En la Figura 3-4 se muestra dicha tarjeta fabricada y ensamblada con sus respectivas componentes electrónicas. Se puede observar en dicha figura, que los conectores J1, J4 y J5 representan las entradas de los pines de control del Arduino MEGA, para los canales RED, GREEN y BLUE respectivamente. Finalmente, el conector J2 es utilizado para la fuente de alimentación de los diferentes circuitos eléctricos, mientras que J3 permite la conexión del LED RGB.

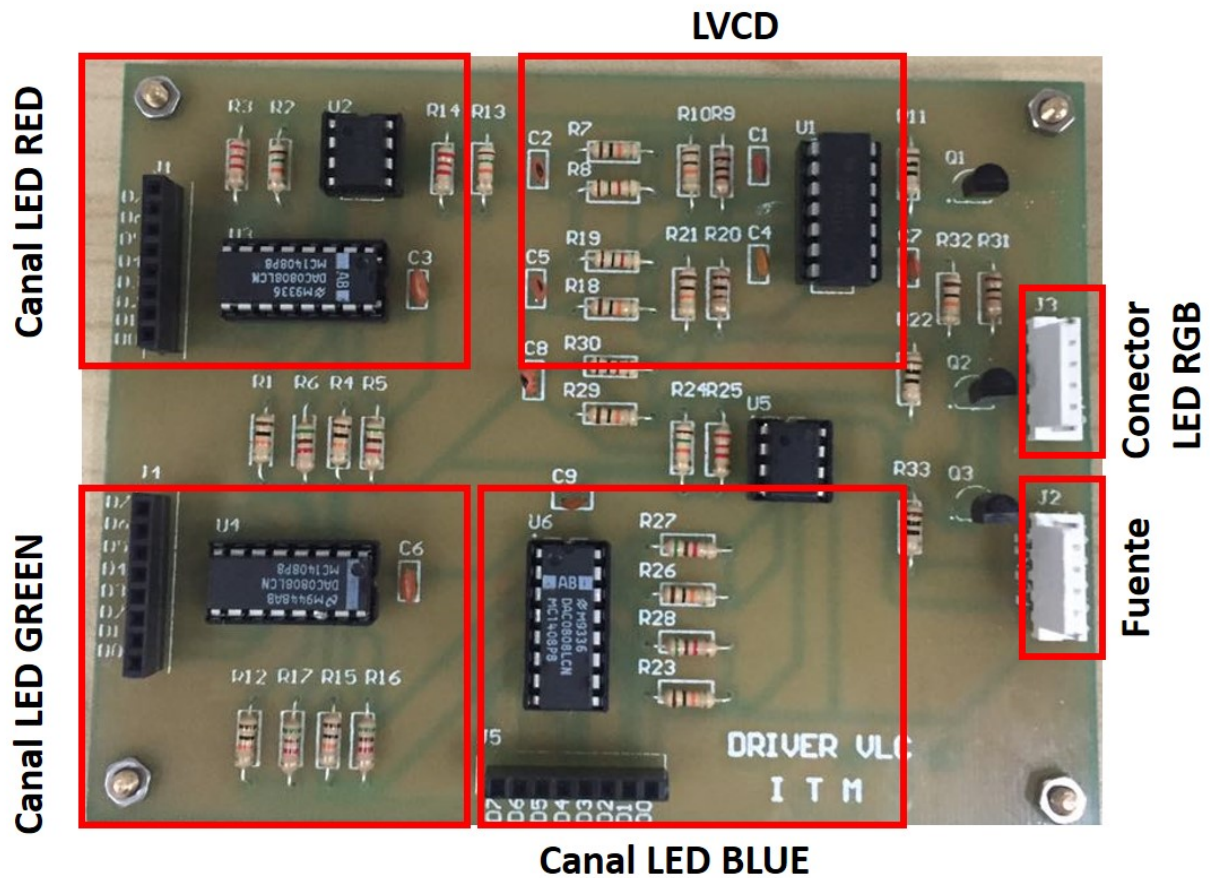


Figura 3-4.: Implementación del transmisor VLC

3.2.3. Caracterización del transmisor

Respecto a la caracterización del transmisor VLC, es fundamental conocer la respuesta óptica del LED RGB VAOS-5050 y su respuesta electro-óptica. La primera característica, permitirá conocer la longitud de onda central asociada a cada LED, con lo cual será posible realizar un análisis desde el punto de vista cromático, según el plano CIE 1931 [13]. Lo anterior permitirá conocer las coordenadas cromáticas que representarán cada color y que son la base para establecer los símbolos de la modulación CSK. Por otra parte, la respuesta electro-óptica de cada LED, se realizará mediante la medición de la potencia óptica emitida por cada LED versus la corriente de polarización aplicada en sus terminales, con lo cual será posible encontrar la función matemática que relacione la corriente de polarización y la potencia óptica emitida por el LED RGB, con el fin de ser considerada para el proceso de simulación del sistema propuesto.

En el proceso de medición de la longitud de onda central del LED RGB se empleó el espectrómetro LR1 de ASEQ Instruments [48] el cual tiene incorporado un sensor óptico Toshiba TCD1304DG que tiene un ancho de banda espectral desde 200 *nm* hasta 1100 *nm*. El

experimento se realizó en un ambiente de luz controlado, con el fin de no tener interferencias de longitudes de onda externas. Antes de dichas mediciones, se realizó la calibración del espectrómetro LR1 con el fin de obtener los errores mínimos posibles en la medición de longitud de onda central de cada LED, tal como se presenta en la Figura 3-5. Para dicha calibración se utilizó una fuente luminosa HL2000 [49] y un monocromador DMC1-02 [50] los cuales se interconectaron por medio de una fibra óptica - (F.O). En el monocromador se realizaron barridos de longitud de onda en todo el espectro visible desde 350 nm hasta 700 nm con pasos de 10 nm y para cada paso se tomaron muestras con el espectrómetro LR1 para ver que tanto desfase presentaba. Esto se hace ya que el instrumento LR1 presenta errores de medición diferentes según sea la longitud de onda que se esté midiendo. Cada dato de longitud de onda generado con el monocromador y el medido en el LR1 fue registrado en el programa MATLAB. La corrección de longitud de onda se realizó en el programa MATLAB, al cual se cargaron los datos medidos con el LR1 y la longitud de onda real a la cual se encontraba el monocromador, con el fin de calcular el desfase para cada muestra.

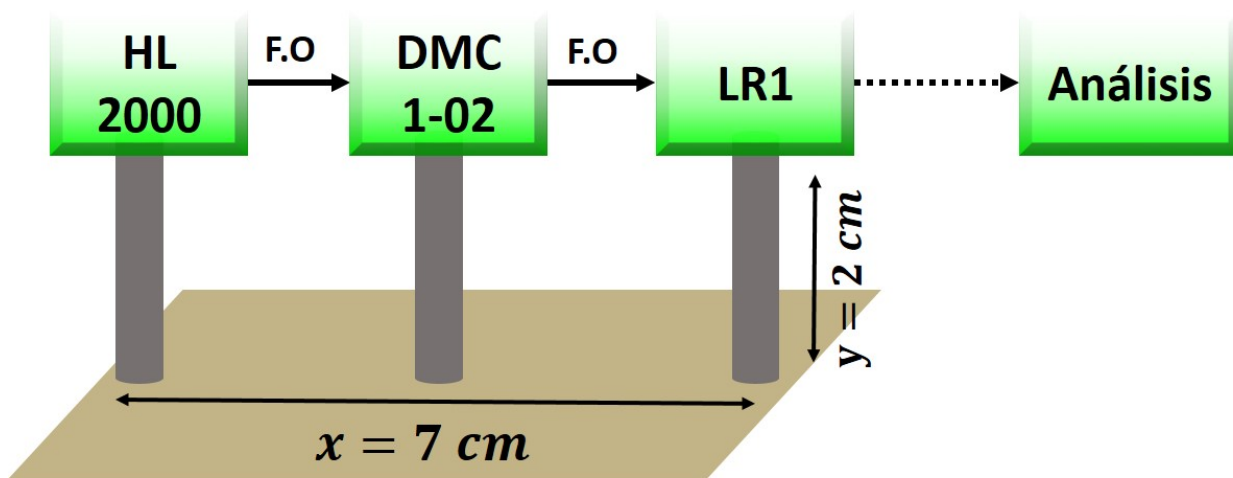


Figura 3-5.: Montaje experimental para calibrar el LR1

Finalmente, se procedió a medir el espectro óptico emitido por el LED RGB, para lo cual se realizó el montaje experimental representado por el diagrama mostrado en la Figura 3-6. Cada LED fue polarizado a una corriente eléctrica de 25 mA. Los datos correspondientes al espectro medido de cada LED con el LR1, fueron exportados a un archivo (.txt) y llevados al programa MATLAB. En este último, se procedió a realizar el respectivo ajuste de longitud de onda según el resultado del proceso de calibración descrito anteriormente.

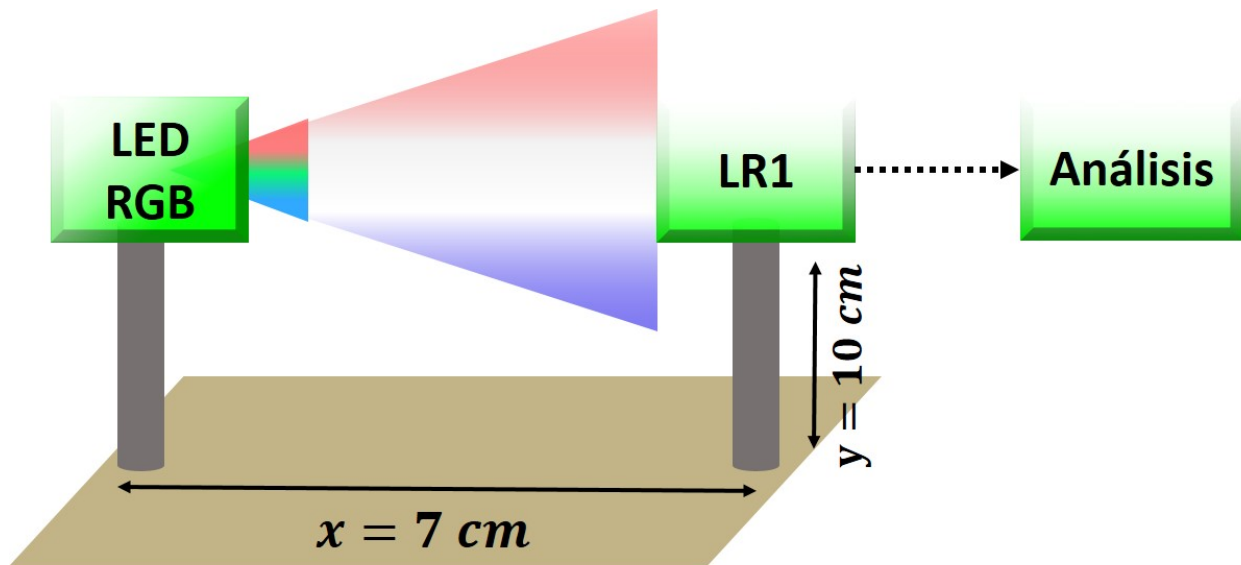


Figura 3-6.: Montaje experimental para medir la longitud de onda pico del LED RGB

En adelante se dará a conocer la metodología empleada para determinar la respuesta electro-óptica del LED RGB. El escenario sobre el cual se realizó la caracterización del LED RGB fue en el laboratorio de óptica del ITM, donde las condiciones de iluminación fueron controladas dejando sólo la proveniente del LED RGB.

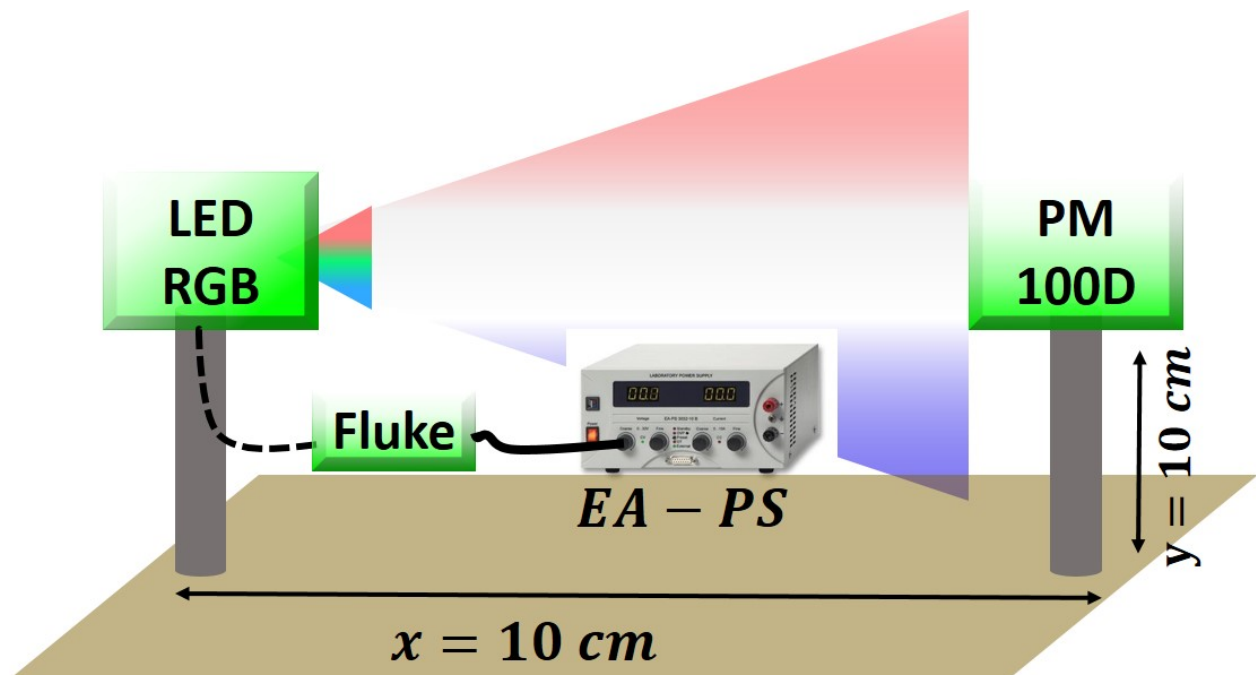


Figura 3-7.: Montaje experimental para caracterizar el LED RGB

En la Figura 3-7 se muestra el montaje experimental realizado para caracterizar el LED

RGB. Se empleó la fuente de corriente EA-PS 3016-20B [51], que fue configurada para generar corrientes desde 1 mA hasta 40 mA, la cual fue inyectada a cada LED para polarizarlo. La corriente de polarización aplicada a cada LED fue sensada con el multímetro FLUKE 117 [52]. La potencia óptica emitida por cada LED fue medida con el instrumento THORLABS PM100D [53], el cual tiene acoplado un sensor óptico S120C que tiene un ancho de banda espectral de 350 nm hasta los 1100 nm. Finalmente, se procedió a registrar los valores de corriente de polarización y la potencia óptica emitida por cada LED, con el fin de de realizar la gráfica que relacione dichas variables.

3.3. Diseño, implementación, caracterización y acondicionamiento del receptor

En esta sección se presenta la metodología empleada para diseñar, implementar y evaluar el receptor VLC basado en un convertidor de Luz a Frecuencia LTF (Light To Frequency). La caracterización del LTF se realizó midiendo la frecuencia que genera éste dado a la señal óptica incidente en su superficie detectora, la cual es generada por el LED RGB. Con lo anterior se busca tener las ecuaciones matemáticas que relacionen potencia óptica emitida por cada LED versus la frecuencia generada en el LTF, con el fin de integrarlas en el proceso de simulación del sistema VLC. Adicionalmente, se presenta el acondicionamiento del LTF con un sistema embebido que incluye módulos de temporización para la lectura de frecuencia generada por dicho sensor.

3.3.1. Diseño del receptor

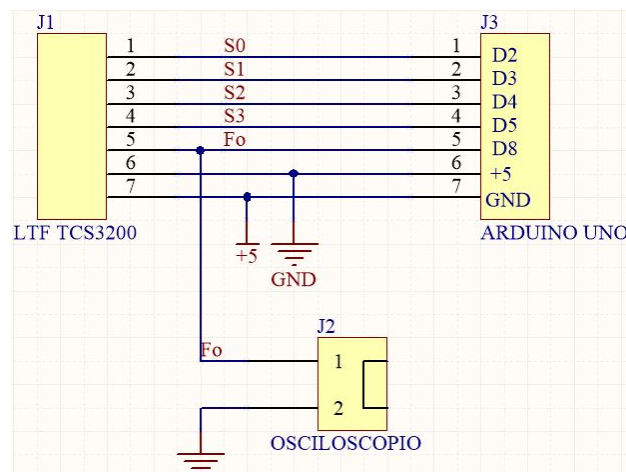


Figura 3-8.: Diseño electrónico del receptor VLC

El diseño del circuito electrónico para el receptor del sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y en un convertidor de luz a frecuencia, es mostrado en la Figura 3-8.

Para seleccionar el sensor, se realizó una investigación de diferentes dispositivos LTF fabricados por (Austria Mikro Systeme) (ams, por sus siglas en inglés) [54], por ser pionera en la investigación y desarrollo de dispositivos optoelectrónicos de alta calidad, reconocido por diferentes estándares de certificación [55]. Se empleó el LTF TCS3200 como receptor, ya que es el único dispositivo óptico que cuenta con filtros en el RGBW programables [54]. Aunque en este trabajo se consideró emplear sólo el sensor sin filtro W (white), dado a las características del sistema VLC propuesto, a futuro, se considera experimentar con los canales RGB para la clasificación del color de la modulación CSK. Por otra parte, el TCS3200 está conformado por un arreglo de 8 x 8 fotodiodos, donde 16 tienen filtro óptico Azul, 16 tienen filtro óptico en el Rojo, 16 tienen filtro Verde y 16 no tiene filtro [24]. El LTF TCS3200 tiene 4 líneas de control S_0 a S_3 empleadas para seleccionar un arreglo de fotodiodos en particular y para establecer la escala de frecuencia de salida, tal como se muestra en la tabla 3-3.

LTF TCS3200					
S_0	S_1	Escala de frecuencia de salida	S_2	S_3	Tipo de fotodiodo
L	L	sistema apagado	L	L	Red
L	H	2 %	L	H	Blue
H	L	20 %	H	L	Sin filtro
H	H	100 %	H	H	Green

Tabla 3-1.: Selección de la escala de frecuencia y arreglo de fotodiodos del LTF

Adicionalmente, como sistema de control y acondicionamiento del sensor, se utilizó una tarjeta ARDUINO UNO para seleccionar el tipo de fotodiodo, el rango de frecuencias del LTF y realizar lectura de frecuencia del LTF mediante el uso de timer (contador de tiempo). El conector J3 permite la conexión de pines del ARDUINO UNO con los pines de control del TSC3200 representado por el conector J1. Adicionalmente, el conector J2 permite extender la señal de frecuencia entregada por el LTF, con el fin de conectar un instrumento de medida como un osciloscopio para realizar dicha medición.

3.3.2. Implementación del receptor

Se empleó el software libre CIRCUITMAKER [46], para el diseño e implementación de la tarjeta electrónica del receptor VLC. En la Figura 3-9 se muestra el modelo en 3D de dicha tarjeta electrónica, donde el conector J3 representa los pines de entrada del ARDUINO y el conector J1 representa la señal de frecuencia de salida del LTF.

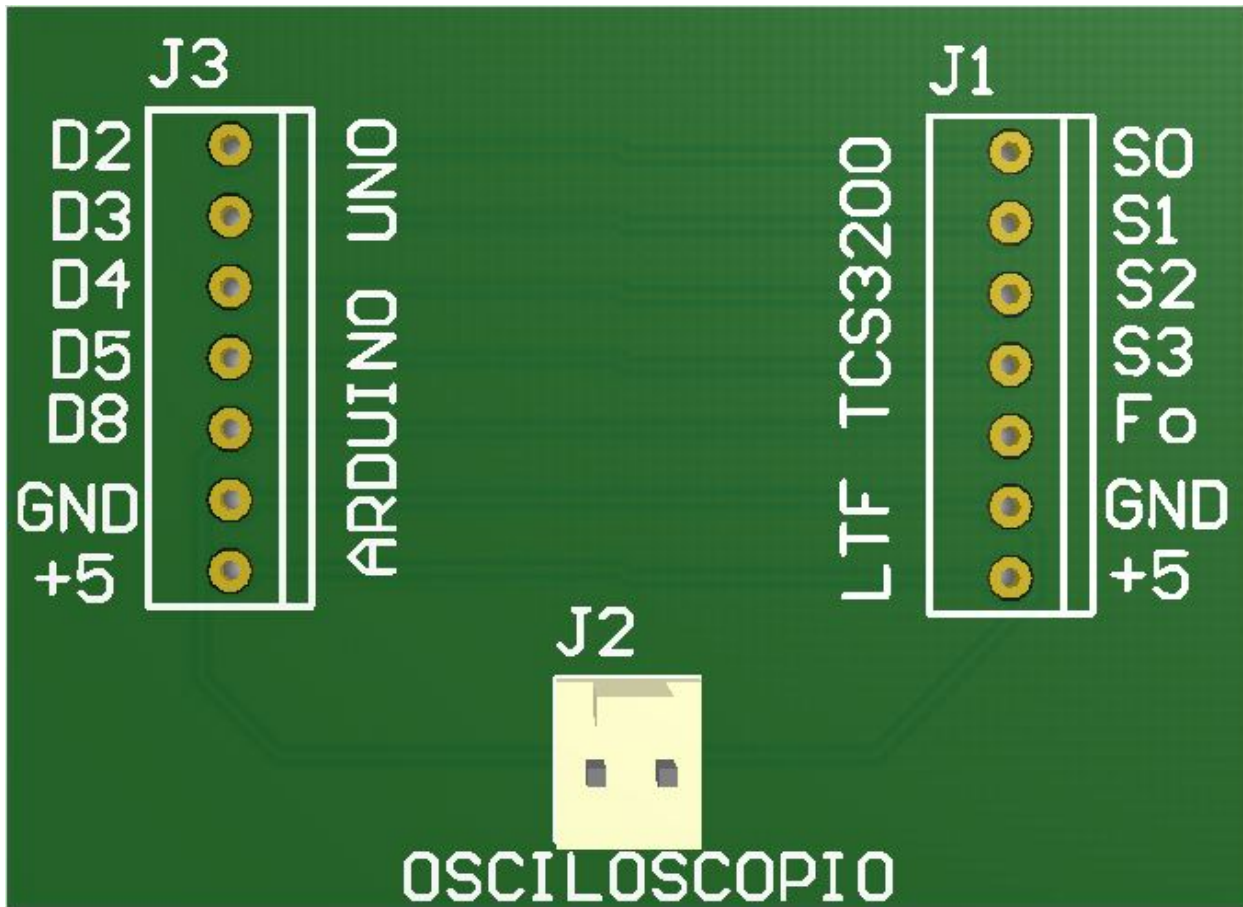


Figura 3-9.: Implementación del receptor VLC

3.3.3. Caracterización del receptor

El escenario sobre el cual se realizó la caracterización del LTF fue en el laboratorio de óptica del ITM, donde las condiciones de iluminación fueron controladas dejando sólo la proveniente del LED RGB 5050 como fuente de excitación del receptor.

El montaje experimental es mostrado en la Figura 3-10, el cual consta de un transmisor óptico basado en el LED RGB descrito anteriormente; un receptor VLC conformado por un convertidor de luz a frecuencia – LTF; un osciloscopio para registrar la frecuencia generada por el LTF f_0 ; y un medidor de potencia óptica de THORLABS para registrar el nivel de potencia óptica incidente en el receptor P_0 .

El LTF TCS3200 fue configurado para operar en su escala máxima de frecuencia de salida y experimentar sólo con el canal sin filtro. Esto último se debe a que el sistema VLC que se está proponiendo en la tesis de maestría, sólo considera un solo sensor que responde en el visible. Para el caso del LTF, el objetivo es analizar la respuesta del canal blanco, cuando se le hace incidir luz proveniente del LED rojo, verde y azul. El procedimiento realizado consistió en generar niveles de potencia lumínica con el LED RGB (un canal a la vez), desde un nivel

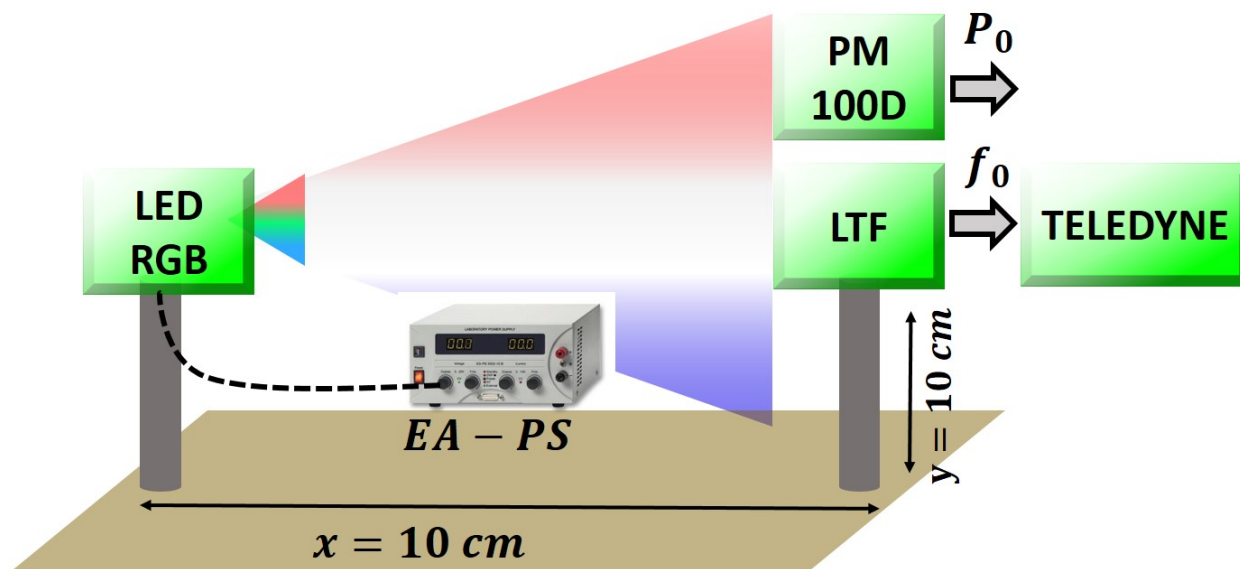


Figura 3-10.: Montaje experimental para caracterizar el LTF

mínimo hasta el máximo, el cual se logró controlando la corriente de polarización con el instrumento EA-PS 3016-20B. Posteriormente, con el THORLABS PM100D se registraron los niveles de potencia óptica generados por el LED RGB y adicionalmente se empleó el LTF el cual generó una frecuencia de salida en función de la potencia óptica incidente. Dicha frecuencia fue registrada con el osciloscopio TELEDYNE WWAVEACE 2032.

3.4. Evaluación del timer para la lectura de frecuencia del LTF

En la sección anterior se mostró el diseño del receptor y la manera en como el sistema de control ARDUINO UNO se interconecta con el LTF. En adelante se mostrará el algoritmo utilizado en dicho sistema de control para realizar la lectura de frecuencia generada por el sensor, empleando el contador de tiempo o timer. La razón por la cual se empleó la tarjeta de desarrollo ARDUINO UNO, se debe a su bajo costo; es una plataforma open hardware basada en un microcontrolador ATmega 328P de 8 bits con reloj de 16MHz [56]; incluye módulos de temporización hasta de 16 bits que pueden ser configurados para el propósito del presente trabajo [57]. Dado a lo anterior, en el presente trabajo se optó por usar el timer one del ARDUINO UNO, el cual tiene una resolución de 16 bits y permite medir la duración de un pulso con periodo del orden de los microsegundos. Antes de mostrar el algoritmo implementado en el ARDUINO UNO, se dará a conocer la respuesta del LTF frente a una señal óptica incidente generada por un LED de luz blanca. La señal eléctrica utilizada para polarizar la fuente de emisión LED fue una señal cuadrada con frecuencia de 1 kHz y ciclo

útil del 50%. En la Figura 3-11 se presenta una relación de la señal eléctrica aplicada al LED y la señal de salida del LTF.

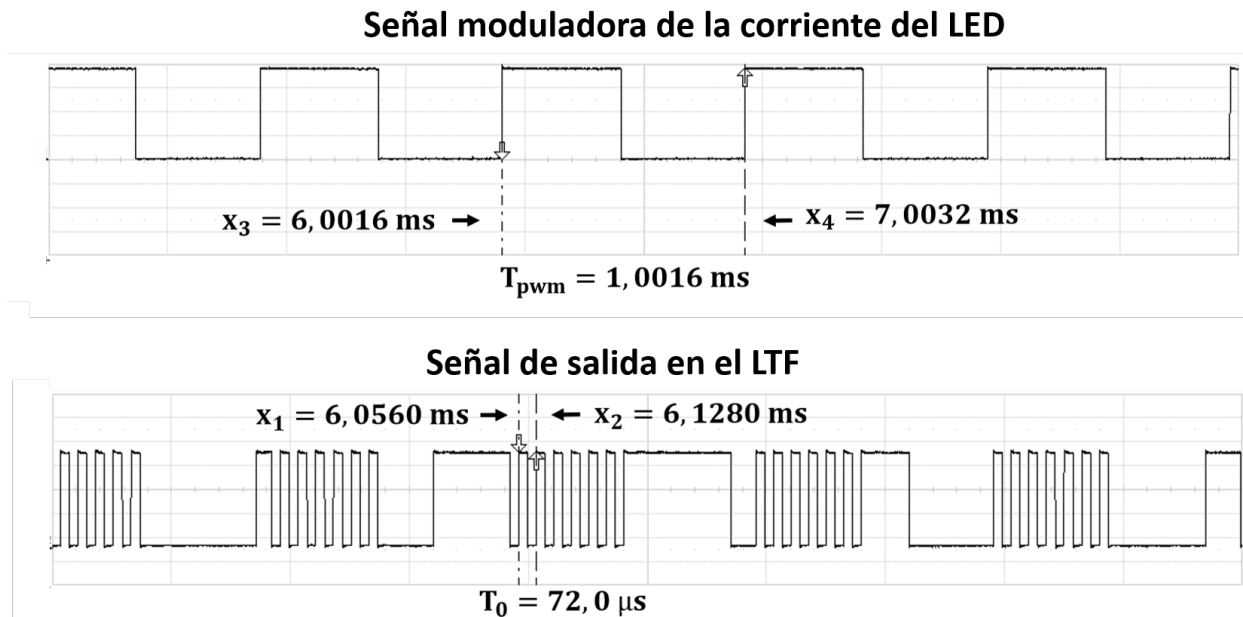


Figura 3-11.: Respuesta del LTF frente a una señal óptica periódica

Como se puede observar, el convertidor LTF genera una frecuencia alta (23.81 kHz) cuando el LED emite radiación óptica durante el ciclo de trabajo de la señal moduladora, y para el semiperiodo restante, la potencia óptica es cero, por tanto la frecuencia de salida del LTF es cercana a cero, la cual se conoce como frecuencia de oscuridad [3]. Para medir la frecuencia generada por el LTF, se debe contar con al menos medio periodo en estado alto para precisar su valor aproximado empleando un contador de tiempo o timer (dependiendo de la resolución del contador utilizado). Aun así, para un sistema de comunicación VLC realizar tal medida no requiere de precisión si se impone un umbral de conteo para determinar que un símbolo (combinación de potencias RGB) está presente.

El programa implementado en el ARDUINO UNO para la lectura de periodo de una señal cuadrada empleando la librería [58] que permite configurar el módulo timer one, es mostrado en el algoritmo (1). La señal cuadrada que entra al ARDUINO UNO pasa por un detector de flanco de subida, el cual activa el contador de tiempo timer one con periodo de $1\mu s$ con el fin de estimar el tiempo de duración de dicho semiciclo. Para lo anterior, se empleó la librería timer one. Finalmente, el sistema estima la frecuencia de salida empleando el siguiente cálculo $F_0 = \frac{1}{2 * tiempo\ estimado\ con\ timer\ one}$.

Dado ha la configuración realizada en timer one, técnicamente dicho contador estaría en la capacidad de medir frecuencias cercanas a los 500 kHz, ya que el tiempo mínimo que se

podría estimar es de $1\mu s$ y este corresponde a un semiciclo de la señal cuadrada de entrada.

Algoritmo 1 Algoritmo implementado en ARDUINO UNO para la lectura de frecuencia empleando timer one

Entrada: Señal cuadrada con frecuencia variable f_0 , importación de librería timer one.

Salida: Frecuencia estimada F_0 .

- 1: Configurar librería timer one con periodo de $1\mu s$.
 - 2: Detectar flanco de subida de la señal de entrada.
 - 3: Iniciar conteo de tiempo con timer one.
 - 4: **mientras** flanco de subida **hacer**
 - 5: no operar.
 - 6: **fin mientras**
 - 7: Detener conteo de tiempo con timer.
 - 8: Recuperar tiempo transcurrido y estimar frecuencia F_0 .
 - 9: Enviar dato de frecuencia al computador por puerto serial.
 - 10: **devolver** F_0
-

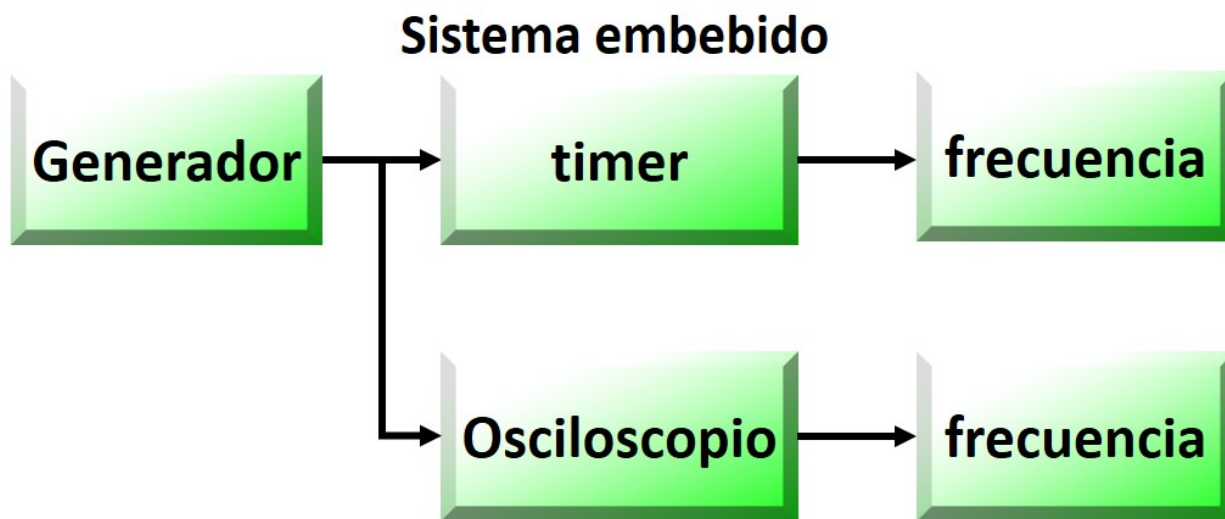


Figura 3-12.: Evaluación del sistema de lectura de frecuencia propuesto

Por otra parte, considerando que la señal cuadrada generada por del LTF tiene amplitud constante de 5 voltios y que la frecuencia está en función de la potencia óptica incidente, tal como se expuso en el capítulo 2, se propuso el siguiente experimento mostrado la Figura 3-12 como diagrama por bloques, con el fin de evaluar el algoritmo implementado en el ARDUINO UNO para lectura de frecuencia. Como se puede observar, se propuso reemplazar el LTF por el generador de señales AWG (Arbitrary Waveform Generator) con referencia RLGOL DG4162 [59], configurado con las características de la señal del convertidor de luz

a frecuencia, el cual permitió realizar un barrido en frecuencia. El periodo de dicha señal fue medido con el timer del sistema embebido con lo cual fue posible estimar la frecuencia asociada a dicha señal. Adicionalmente, se empleó el osciloscopio TELEDYNE WWAVEACE 2032 [60] para realizar lectura de frecuencia de la señal entregada por el generador, con el fin de establecer una comparación entre los dos sistemas de medida para evaluar el sistema propuesto.

3.5. Resultados

En la Figura 3-13 se muestra la respuesta espectral para cada uno de los LEDs empleados, donde se observa la medición real del LR1 y la corrección de longitud de onda realizada. El proceso de calibración del instrumento LR1, arrojó un desajuste promedio de 5.926 nm, 9.191 nm y 8.112 nm para los LEDs Rojo, Verde y Azul, respectivamente. La longitud de onda pico para cada LED luego de ser corregida, fue de 623.483 nm para el LED Rojo, 518.778 nm para el LED Verde y 452.718 nm para el LED Azul.

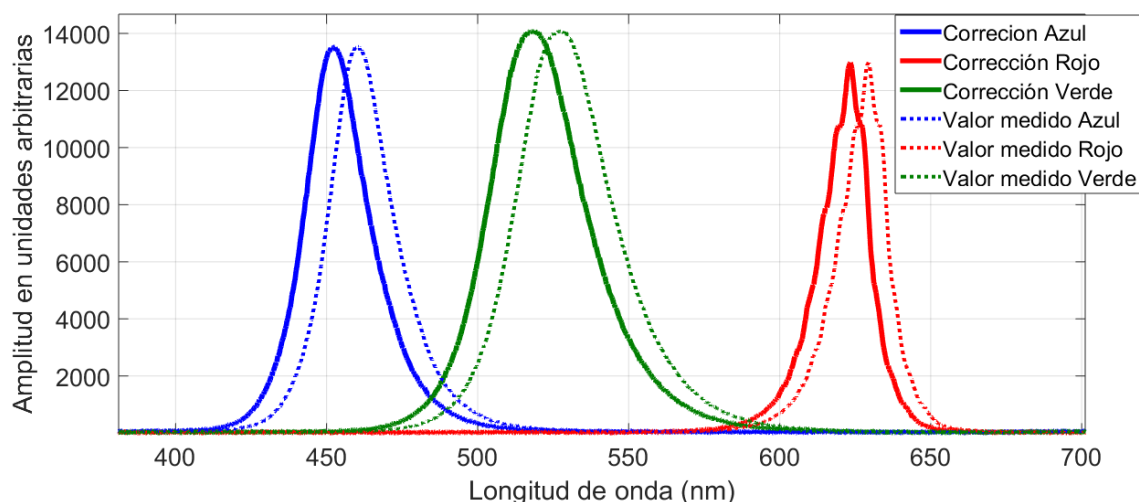


Figura 3-13.: Medición y ajuste de la longitud de onda de los LEDs RGB.

Los valores de longitud de onda del LED RGB fueron considerados para calcular las coordenadas xy [61] y realizar el mapeo en el plano de cromaticidad, el cual es mostrado en la Figura 3-14, donde los vertices del triangulo cromático delimita el área para la selección de los símbolos de la constelacion M-CSK. Adicionalmente, la coordenada xy asociada al LED RGB, es mostrada en la tabla (3-2).

Por otra parte, en la Figura 3-15 se presenta la respuesta electro-óptica del LED RGB, donde se puede apreciar la relación entre la corriente de polarización aplicada a cada LED y la potencia óptica emitida por éste. Se puede notar que el sistema es no-lineal tal como

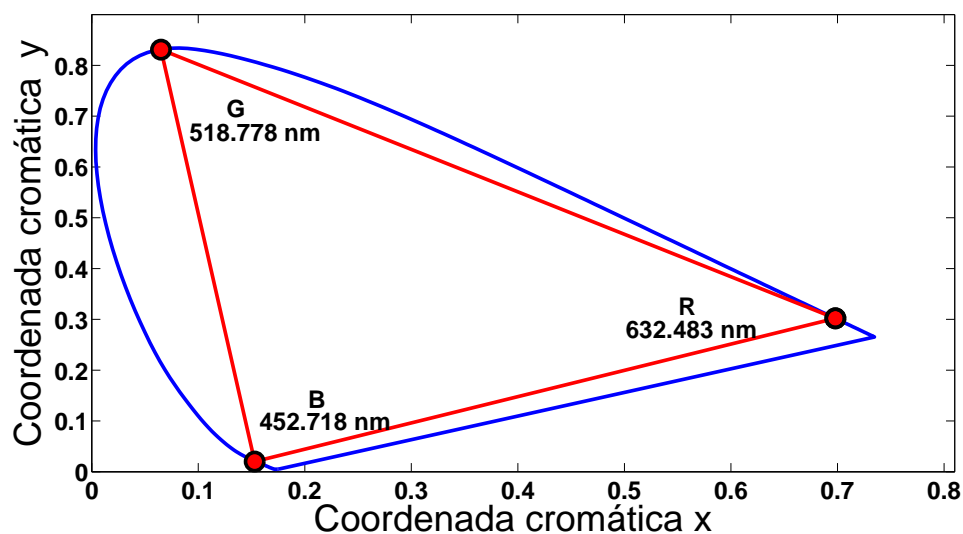


Figura 3-14.: Triángulo cromático formado por el LED RGB

Valores cromáticos RGB			
Coordenada	<i>R</i>	<i>G</i>	<i>B</i>
<i>x</i>	0.7	0.19	0.09
<i>y</i>	0.3	0.78	0.13

Tabla 3-2.: Coordenadas cromáticas del LED RGB

se ha encontrado en otros experimentos [20] y que el LED Verde es el que muestra un comportamiento menos lineal con respecto a los otros.

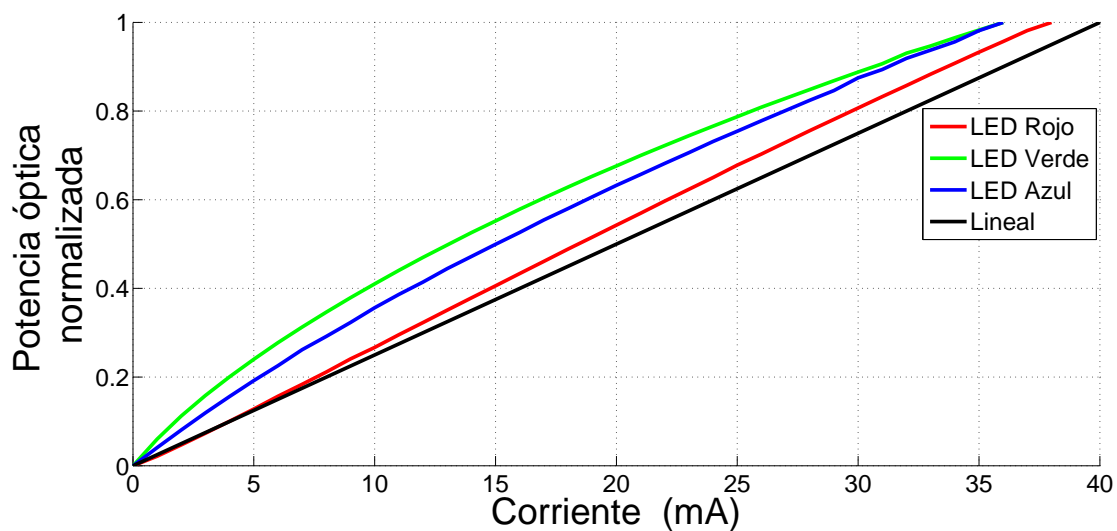


Figura 3-15.: Respuesta electro-óptica del LED RGB

Se encontraron las siguientes potencias ópticas máximas P_{ot} de emisión para cada LED y corrientes máximas I_{max} de polarización, mostradas en la tabla **3-3**, los cuales fueron considerados para normalizar el sistema.

Potencia óptica y corriente de polarización para cada LED			
Parámetro	LED Rojo	LED Verde	LED Azul
$I_{max} mA$	38	36	36
$P_{ot} \mu W$	38	92	160

Tabla 3-3.: Características electro-ópticas de LED RGB

El proceso de linealización de las curvas para la respuesta electro-óptica del LED Rojo, Verde y Azul mostrado en la ecuación (3-5), fue realizado mediante una regresión polinomial de tercer orden empleando la función *polyfit* del software MATLAB, siguiendo los lineamientos empleados en el trabajo de investigación [20].

$$\begin{aligned}
 P_r &= -2,384^{-6}I_r^3 + 9,019^{-5}I_r^2 + 0,02652I_r - 0,004876 \\
 P_g &= 1,085^{-5}I_g^3 - 0,0009573I_g^2 + 0,04792I_g + 0,01634 \\
 P_b &= 5,142^{-6}I_b^3 - 0,0005186I_b^2 + 0,0398I_b + 0,003353
 \end{aligned}
 \tag{3-5}$$

Donde, P_r , P_g y P_b representan las potencias ópticas normalizadas para el LED Rojo, Verde y Azul, respectivamente e I_r , I_g , I_b representan las corrientes de polarización para cada LED.

Por otra parte, respecto a la caracterización del receptor, la frecuencia de salida del LTF debido a las potencias ópticas RGB incidentes en su superficie detectora, es mostrado en la Figura **3-16**.

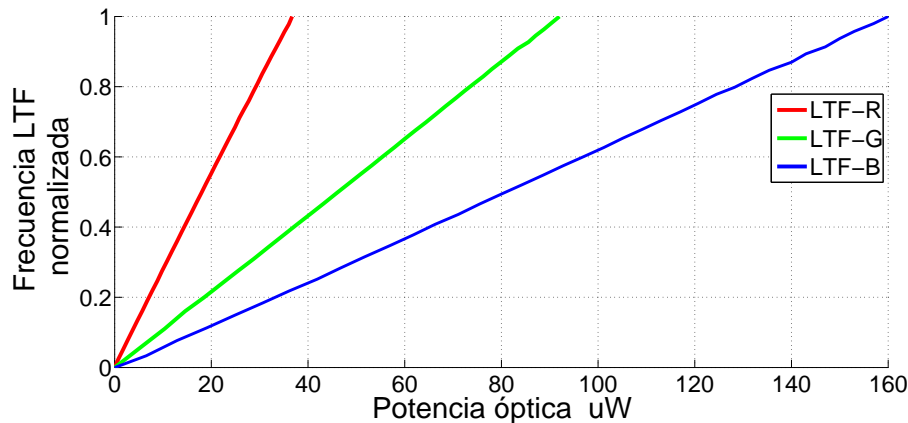


Figura 3-16.: Respuesta de frecuencia del LTF frente a la potencia óptica del LED RGB

El proceso de normalización de frecuencias generadas por el LTF fue realizado considerando la frecuencia máxima generada para cada potencia óptica del LED RGB incidente. Donde se encontró $f_{max_r} = 33kHz$, $f_{max_g} = 64,367kHz$ y $f_{max_b} = 87,7kHz$, generado por el LTF para el LED Rojo, Verde y Azul respectivamente. Se puede observar que la frecuencia de salida del LTF dado a la potencia óptica incidente del LED Rojo, Verde y Azul, tiene un relación lineal perfecta, ya que se logró comprobar que el coeficiente de correlación es igual a 1. Lo anterior se determinó mediante el programa MATLAB empleando la función *corrcoef* [62] entre las variables de potencia óptica y frecuencia generada en el LTF, para cada LED. Por lo anterior, y con el fin de encontrar una expresión matemática que represente el mapeo que realiza el LTF de potencia óptica a frecuencia, se aplicó a dichos datos una regresión polinomial de primer grado, el cual es similar a determinar la pendiente de las rectas mostradas en la Figura 3-16. Portanto, la expresión matemática $f_i = K_i P_i$ es mostrada en la ecuación (3-6), la cual indica la relación que existe entre la potencia óptica incidente al LTF y la frecuencia que este genera. Dicha expresión matemática es utilizada en el proceso de simulación y el análisis matemático del sistema VLC propuesto.

$$\begin{aligned} f_r &= 895 * P_r \\ f_g &= 700 * P_g \\ f_b &= 544 * P_b \end{aligned} \tag{3-6}$$

Donde, f_i representa la frecuencia de salida del LTF, P_i es la potencia óptica incidente a la superficie fotodetectora del sensor y las constantes numéricas K_i indican la ganancia de conversión del LTF dada en $\frac{Hz}{\mu W}$.

Finalmente, en la Figura 3-17 se presenta el resultado de la lectura de frecuencia de la señal cuadrada generada con el AWG, la cual fue medida con el timer one del ARDUINO y el osciloscopio.

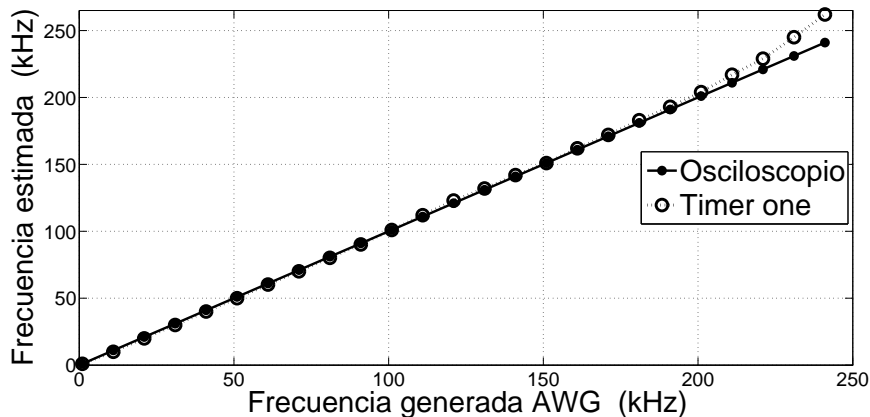


Figura 3-17.: Lectura de frecuencia con osciloscopio y timer one

Se puede observar que el sistema de medición de frecuencia propuesto presenta dificultades para realizar una correcta estimación cuando se trata de frecuencias mayores a los 200 kHz, ya que existe una mayor desviación respecto a la frecuencia estimada con el osciloscopio.

A modo de conclusión del presente capítulo, se logró identificar la respuesta electro-óptica del LED RGB y el comportamiento del LTF frente a la potencia óptica RGB incidentes en su superficie fotosensible. Fue necesario aplicar un proceso de linealización sólo para la respuesta del LED RGB, ya que la respuesta del LTF mostró un comportamiento lineal. Lo anterior es ventajoso para el sistema VLC propuesto, dado a que la relación entre el transmisor y el receptor se determina por una constante de transformación dada en $\frac{Hz}{\mu W}$, tal como se demostró anteriormente. Las expresiones matemáticas obtenidas en el presente capítulo y el rango de frecuencias que pueden ser medidas con el sistema propuesto, son considerados como la base para abordar el diseño de la constelación M-CSK-LTF, el cual será presentado en el siguiente capítulo.

Adicionalmente, parte de los resultados de este capítulo fueron tomados como base para la edición de un artículo de investigación “Characterization of Light-to-Frequency Converter for Visible Light Communication System” que fue sometido a revisión en la revista IEEE Latin America Transactions en 2017.

4. Diseño de la constelación M-CSK-LTF

En la actualidad, los algoritmos de optimización que se han propuesto para diseñar constelaciones M-CSK [20, 35], han tomado como referencia las distancias euclidianas entre puntos cromáticos del plano de color CIE 1931 [13], con el objetivo de optimizar el área cromática del triángulo generado por la longitud de onda central del LED RGB empleado. Lo anterior permite diseñar constelaciones M-CSK de muy alta resolución, ya que se ha propuesto constelaciones hasta de 128 símbolos [20]. Es pertinente aclarar que la optimización se realiza desde el punto de vista del transmisor, ya que el enlace VLC basado en CSK es considerado como un sistema de transformación lineal para la transmisión y recepción de los datos binarios. Lo anterior es válido si se utiliza un receptor basado en fotodiodos y filtros ópticos con longitud de onda central igual o cercanas a las del LED RGB empleado en el transmisor.

Por otra parte, para los sistemas de comunicación por luz visible basados en la modulación CSK considerando un solo fotodiodo sin filtro óptico para el diseño del receptor, no es válido el enfoque de diseño de constelaciones M-CSK empleado tradicionalmente, por lo que se ha propuesto otra estrategia de diseño de constelaciones CSK donde se involucran las restricciones del sistema generadas por las limitaciones del sensor empleado [1]. Por lo anterior, y teniendo presente que en esta tesis de maestría se propone el uso de un convertidor de luz a frecuencia LTF para el diseño del receptor de un sistema VLC basado en la modulación CSK, en adelante se introduce el nuevo enfoque de diseño de constelaciones M-CSK-LTF empleando el algoritmo de optimización por enjambre de partículas PSO (Particle Swarm Optimization), donde se consideran las restricciones tanto del transmisor como del receptor. Finalmente, se muestra el proceso de diseño de la constelación 4-CSK-LTF con diferentes distancias euclidianas entre las frecuencias generadas en el receptor.

4.1. Algoritmo de optimización propuesto

El principal objetivo del algoritmo de optimización PSO que se expondrá en esta sección, es encontrar el conjunto de puntos cromáticos óptimos S_m que generen un conjunto de frecuencias en el LTF F_m perfectamente espaciados a una distancia mínima d_{min} . Dicha distancia mínima es considerada como un parámetro de diseño. Con el ánimo de profundizar en lo anterior, se expone en la Figura 4-1 el esquema general del sistema M-CSK-LTF. Donde S_m representa un símbolo y S es el conjunto de símbolos de la constelación CSK.

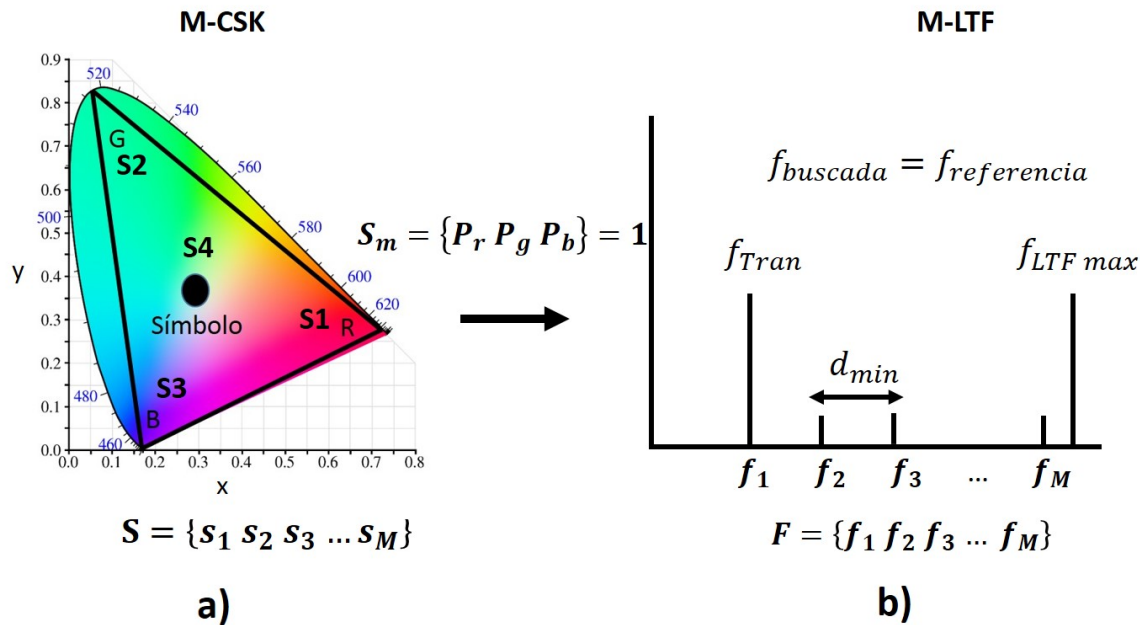


Figura 4-1.: Esquema general del sistema M-CSK-LTF. a) constelación M-CSK y b) frecuencias generadas en el LTF

En primer lugar, el usuario debe establecer los parámetros de diseño del sistema M-CSK-LTF, los cuales son: Tamaño de la constelación M-CSK, que define la cantidad de códigos binarios a representar por cada símbolo; frecuencia del transmisor, que indica la señal de reloj del sistema VLC la cual debe ser tomada en cuenta al momento de sincronizar los elementos del enlace de comunicación; distancia mínima entre frecuencias, es de vital importancia ya que de esta depende la probabilidad de error de símbolo del sistema. Adicionalmente se consideran otros parámetros y restricciones para el algoritmo de optimización PSO, los cuales serán mencionados en la explicación de cada subproceso que conforman dicho algoritmo, tal como se muestra en el diagrama por bloques de la Figura 4-2. En adelante se explica el funcionamiento de cada subsistema del algoritmo propuesto:

1. Inicio: representa el comienzo del programa y también la definición de variables y parámetros, como lo es el tamaño de la constelación, frecuencia del transmisor, distancia mínima entre frecuencias, definición del tamaño de las partículas a utilizar por el PSO, definición del espacio de búsqueda en el plano de cromaticidad CIE 1931 el cual es representado por la longitud de onda central asociada a cada LED Rojo, Verde y Azul.
2. Establecer el punto de la constelación (x_p, y_p) : mediante el PSO, se lanzan partículas de manera aleatoria sobre el espacio de búsqueda definido por el plano cromático CIE 1931 y se establecen puntos cromáticos para ser evaluados en lo que sigue del algoritmo.

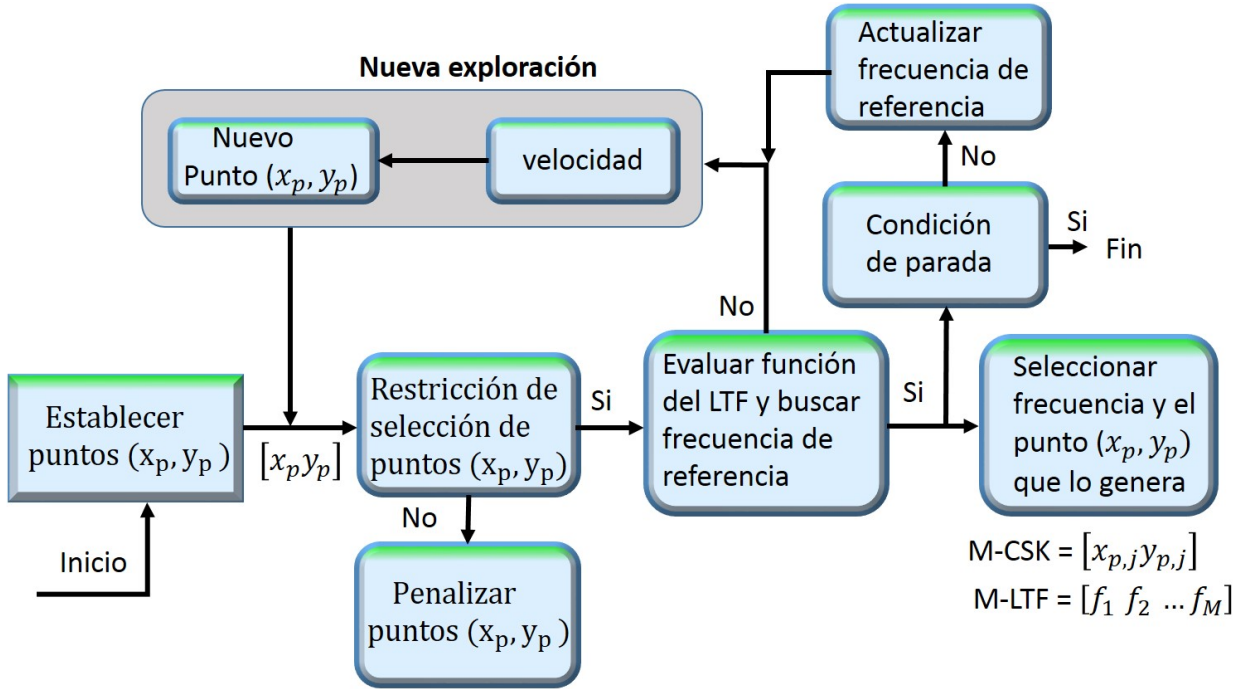


Figura 4-2.: Algoritmo de optimización propuesto

3. Restricciones de selección de los valores x_p , y_p : cada punto cromático es evaluado mediante condiciones de restricción que indican si son aptos para ser transmitidos a través del canal VLC. Se consideran tres restricciones, las cuales se definen como sigue:

- Restricción 1: para el conjunto de símbolos $\{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ la suma del vector de potencia óptica normalizado debe ser igual a la unidad, esto es $P_r + P_g + P_b = 1$
- Restricción 2: se debe garantizar el balance del color blanco [20]. Esto se logra respetando el límite de flujo lumínico, el cual está limitado por la siguiente relación $L_{min} \leq \{S_j\} \leq L_{max}$ para todo $j: 1, 2, \dots, M$.
- Restricción 3: la corriente de polarización $\{i_r i_g i_b\}$ asociada al LED Red, Green y Blue, respectivamente, está limitada a la mínima y máxima corriente soportada por cada LED [20]. Por tanto, cada punto cromático (x_p, y_p) que representa cada símbolo de la constelación CSK, al ser representado en términos de corriente eléctrica debe estar entre $i_{min} \leq \{i_r i_g i_b\} \leq i_{max}$.

Si un punto cromático (x_p, y_p) no cumplen con alguna de las restricciones mencionadas, serán descartados y penalizados asignándole un valor de cero. Esto significa que para futuras exploraciones del PSO, dichos puntos no se tomarán en cuenta.

4. Evaluar función del LTF y buscar frecuencia de referencia: en este proceso, todos los puntos cromáticos (x_p, y_p) que pasaron las restricciones iniciales, son transmitidos a

través del canal VLC y llegan a la superficie del LTF para ser representados en términos de frecuencia, tal como se muestra en la ecuación 4-1 del LTF. Dicha ecuación fue mostrada y explicada en el capítulo 3, en la expresión (3-6).

$$f = f_r + f_g + f_b \quad (4-1)$$

Lo anterior puede ser interpretado como un mapeo de símbolos a una señal eléctrica con frecuencia variable, mas no está relacionado con la transformación al plano de la frecuencia. Por otra parte, la frecuencia de referencia está relacionada con los valores iniciales que el usuario definió para la constelación M-CSK-LTF, esto se puede entender con el siguiente ejemplo: si se define una constelación de 4 símbolos 4-CSK-LTF, y se desea que la distancia mínima sea de $5000 Hz$, el usuario puede establecer el siguiente conjunto de símbolos $\{50, 55, 60, 65\} * 1000 Hz$. Lo anterior indica que la frecuencia de referencia que el algoritmo comienza a buscar considerando los puntos cromáticos (x_p, y_p) seleccionados es $f = 50000 Hz$. Una vez encuentre el punto cromático que genera dicha frecuencia, para la siguiente iteración del algoritmo, la frecuencia de referencia se actualiza a $55000 Hz$. Lo anterior se realiza hasta encontrar el conjunto de puntos cromáticos que generan las frecuencias establecidas. Adicionalmente, existen 2 restricciones que deben cumplir los puntos cromáticos que son evaluados en la función del LTF para seleccionar la frecuencia que generan, estas son:

- a) El rango de frecuencias generadas por el LTF $f_{LTF,j}$ está limitada por la frecuencia del transmisor f_{trans} y la frecuencia máxima capaz de generar el LTF f_{maxLTF} , tal como se indica en la siguiente relación $f_{trans} \leq \{f_{LTF,j}\} \leq f_{maxLTF}$ para $j = 1, 2, \dots, M$. Lo anterior se puede analizar en el diagrama mostrado en la Figura 4-1.
- b) Del conjunto de frecuencias generadas por el LTF $f_{LTF,j}$ dado ha los puntos cromáticos (x_p, y_p) evaluados, sólo se considera la frecuencia más cercanas a la de referencia $f_{referencia}$, lo cual se determina empleando la métrica de distancia (dis). Adicionalmente se considera un margen de tolerancia $f_{tolerancia} < 10 Hz$ que permite clasificar la frecuencia evaluada. Lo anterior se resume como sigue $dis |f_{LTF,j} - f_{referencia}| \leq f_{tolerancia}$

Al finalizar la evaluación de todos los puntos cromáticos y al realizar la búsqueda de la frecuencia de referencia, puede ocurrir dos casos. El primero, si la frecuencia deseada es obtenida, se procede a guardar el punto cromático que la genera y se continúa en la sección de **condición de parada**; por otra parte, si no es encontrada dicha frecuencia, se debe realizar una **nueva exploración** de puntos cromáticos. Con el fin de darle continuidad a la explicación del sistema y siguiendo la lógica secuencial dada hasta el momento, se propone iniciar el análisis del

último caso, adentrándonos un poco en la explicación de las ecuaciones utilizadas por el algoritmo PSO para una **nueva exploración** de puntos cromáticos, y finalmente se retoma el análisis del primer caso, el cual permitirá concluir el método propuesto.

5. Nueva exploración: su función principal es generar una nueva exploración de puntos cromáticos de manera aleatoria sobre el espacio de búsqueda. Con el ánimo de explicar la configuración del PSO, se presenta la ecuación 4-2 que representa la velocidad asociada a las partículas y la posición j -ésima de cada partícula 4-3. Adicionalmente se define cada componente y su configuración para el presente trabajo.

$$v_j^n = (cv)v_j^{n-1} + ccpsp\alpha(Mp_j - x_j^{n-1}) + ccpsg\alpha(Mg - x_j^{n-1}) \quad (4-2)$$

$$x_j^n = x_j^{n-1} + v_j^n \quad (4-3)$$

Donde

v_j^n , velocidad ajustada para cada partícula y toma valores aleatorios que dependen de las variables asociadas a la ecuación 4-2

v_j^{n-1} , representa la inercia del propio movimiento asociado a cada partícula

cv , coeficiente de velocidad de cada partícula. Fue configurada con 0.0002

$ccpsg$, coeficiente de confianza en la experiencia del enjambre. Fue configurada con 0.7

$ccpsp$, coeficiente de confianza en la experiencia propia de cada partícula. Fue configurada a 0.3

Mp , mejor posición encontrada de la partícula.

Mg , mejor posición previa encontrada por el grupo. Esto se refiere al punto cromático que genera una frecuencia más cercana a la buscada.

x_j^n , posición actual de la partícula.

x_j^{n-1} , posición anterior de la partícula.

Dado a que no existe método alguno para seleccionar los valores numéricos para las constantes cv , $ccpsg$, $ccpsp$, fue necesario realizar varias simulaciones para determinar los valores numéricos a prueba y error.

6. Condición de parada: La condición de parada está condicionada al tamaño de la constelación que se esté diseñando. Esto es, si se requiere una constelación 4-CSK-LTF, el algoritmo termina si se encontraron los 4 puntos cromáticos que generan las 4 frecuencias en el LTF que se están buscando.

7. Actualizar frecuencia de referencia: La actualización de frecuencia se realiza luego de que el algoritmo encuentre cada frecuencia buscada. Dicha actualización se realiza considerando la suma entre la frecuencia actual f_{actual} y la distancia entre frecuencias d_{min} establecida por el usuario: $f_{referencia} = f_{actual} + d_{min}$

4.1.1. Diseño de la constelación 4-CSK-LTF con $d_{min} = 5000Hz$ y $10000Hz$

Se diseñaron 2 constelaciones 4-CSK-LTF, con distancias mínimas $d_{min} = 5000Hz$ y $10000Hz$, empleando el algoritmo de optimización PSO planteado en la sección anterior. Es importante aclarar que los datos utilizados para realizar los cálculos de corrientes de polarización del LED RGB, potencias ópticas del LED RGB y el mapeo de frecuencias que genera en el convertidor de luz a frecuencia - LTF, fueron extraídos del proceso de caracterización tanto del transmisor como del receptor VLC, el cual fue expuesto en el capítulo 2. La razón por la cual se decidió diseñar la misma constelación pero con distancias diferentes, fue con el fin de comparar el rendimiento del error de símbolo para demostrar que a menor distancia entre símbolos, es posible diseñar constelaciones M-CSK-LTF de mayor resolución pero el rendimiento del error del sistema VLC se ve afectado negativamente. Lo anterior se demostrará en el capítulo 5. Por otra parte, para el diseño de la constelación 4-CSK-LTF, se estableció la frecuencia de referencia $f_{referencia}$ a $50000Hz$, lo cual indica que el algoritmo PSO debe buscar dos conjuntos de puntos cromáticos (x_p, y_p) , que generen en el LTF un primer conjunto de frecuencias que inicie en $50000Hz$ con distancia mínima de $d_{min} = 5000Hz$ y un segundo conjunto de frecuencias que inicie en $50000Hz$ con distancia mínima de $10000Hz$.

Constelación 4-CSK-LTF con $d_{min} = 5000Hz$									
B_m	S_m	(x_p, y_p)	P_1	P_2	P_3	I_1	I_2	I_3	f_{LTF}
00	S1	(0.5456,0.4039)	28.5667	28.8442	7.7764	28.6704	7.5975	1.2410	50
01	S2	(0.5309,0.3410)	27.2133	20.9380	29.3724	27.2506	5.2721	4.9115	55
10	S3	(0.4074,0.4966)	20.3024	48.4387	14.5485	20.2102	14.4983	2.3552	60
11	S4	(0.4562,0.1975)	21.3804	3.7546	79.4655	21.2907	0.8666	14.9633	65
Constelación 4-CSK-LTF con $d_{min} = 10000Hz$									
00	S1	(0.5472,0.4006)	28.6424	28.2837	8.3712	28.7503	7.4253	1.3376	50
01	S2	(0.3670,0.5492)	18.0029	55.7190	8.9629	17.9201	17.5892	1.4339	60
10	S3	(0.4093,0.2516)	18.6666	16.8842	76.2256	18.5794	4.1598	14.2387	70
11	S4	(0.2312,0.4456)	8.1704	52.5045	66.0505	8.2141	16.1843	12.0339	80

Tabla 4-1.: Constelación 4-CSK-LTF.

Luego de lanzar el algoritmo PSO, los resultados de puntos cromáticos encontrados (x_p, y_p) para cada símbolo S_m , los dígitos binarios B_m que codifica, las corrientes de polarización y

potencias ópticas RGB que los representan, son mostrados en el cuadro (4-1). El vector de potencia $p = [P_1 \ P_2 \ P_3]$ está dado en μW , el vector de corrientes de polarización del LED RGB $i = [I_1 \ I_2 \ I_3]$ está dado en mA , las frecuencias generadas en el convertidor de luz a frecuencia - f_{LTF} está dado en kHz y las constantes de conversión del LTF para el LED Rojo, Verde y Azul fue de $K_1 = 895$, $K_2 = 700$ y $K_3 = 544$, respectivamente.

En la Figura 4-3 se presenta la constelación 4-CSK-LTF que genera en el LTF frecuencias con separación de $5kHz$, tal como se muestra en Figura 4-4.

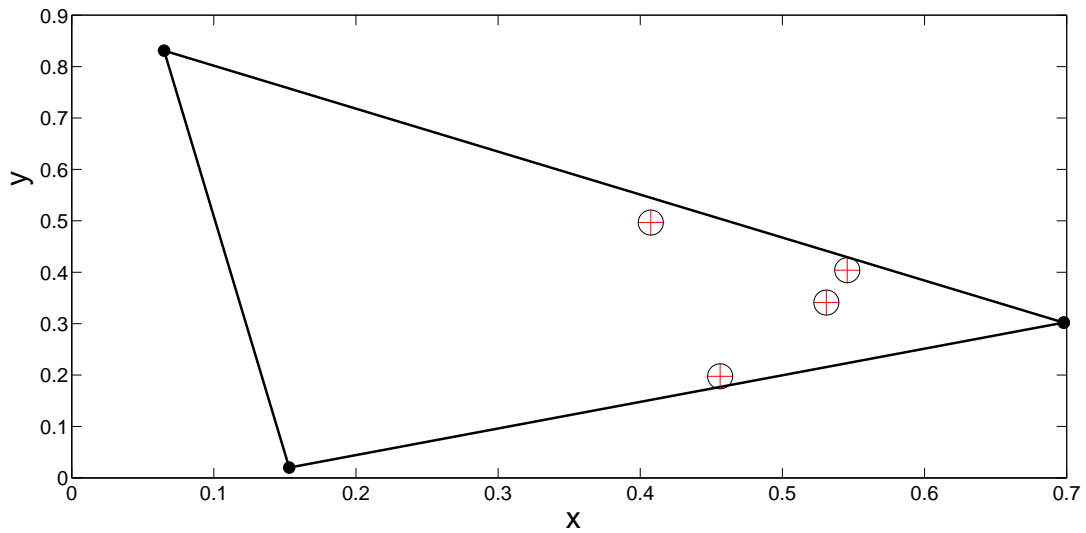


Figura 4-3.: Constelación 4-CSK para $d_{min} = 5kHz$

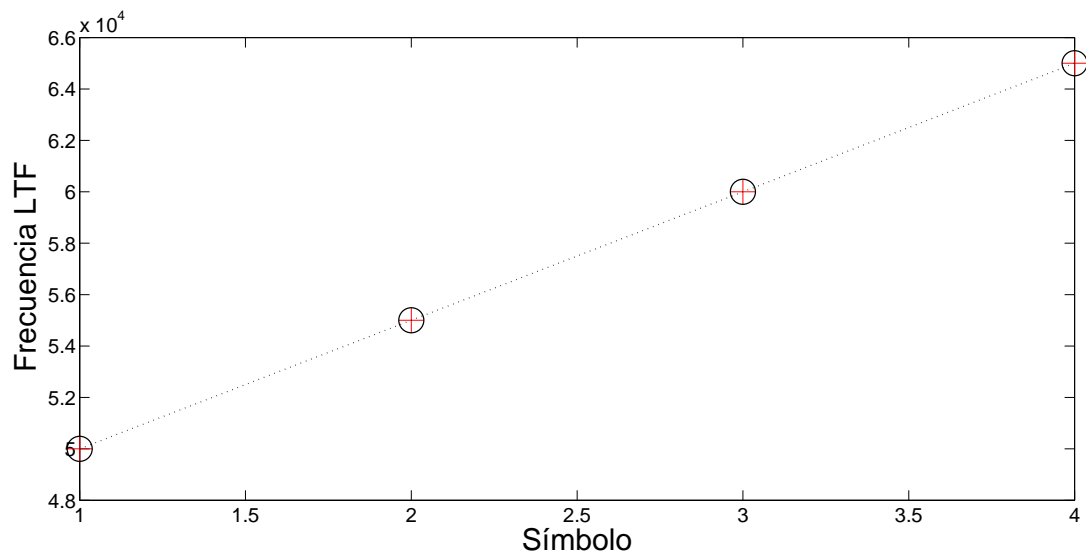


Figura 4-4.: Frecuencias generadas en el LTF

Adicionalmente, en la Figura 4-5 se presenta la constelación 4-CSK-LTF que genera en el LTF frecuencias con separación de 10kHz, la cual es mostrada en la Figura 4-6.

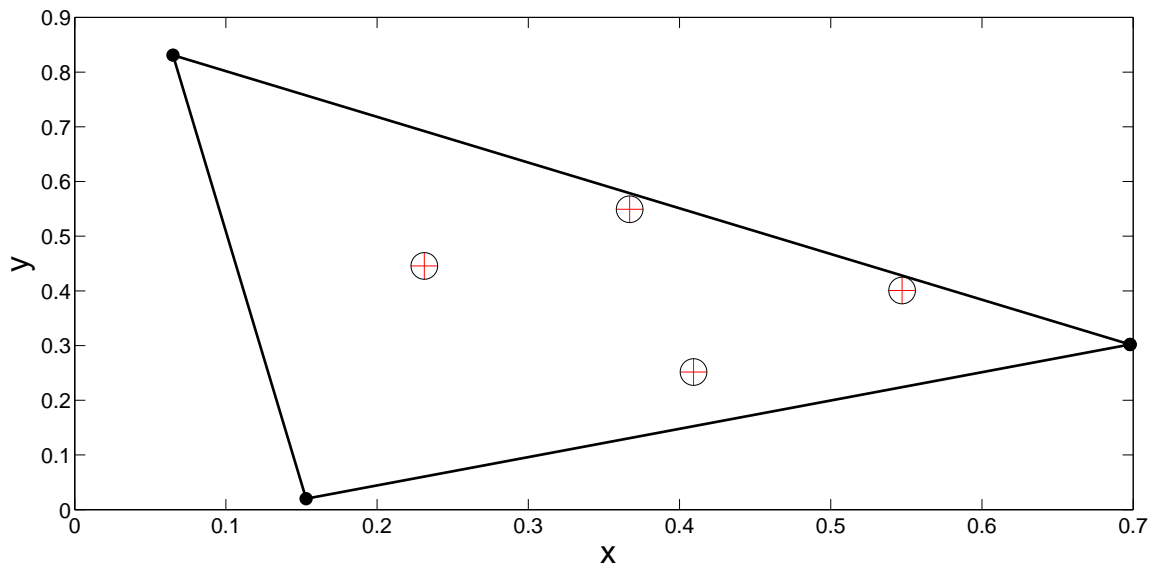


Figura 4-5.: Constelación 4-CSK para $d_{min} = 10kHz$

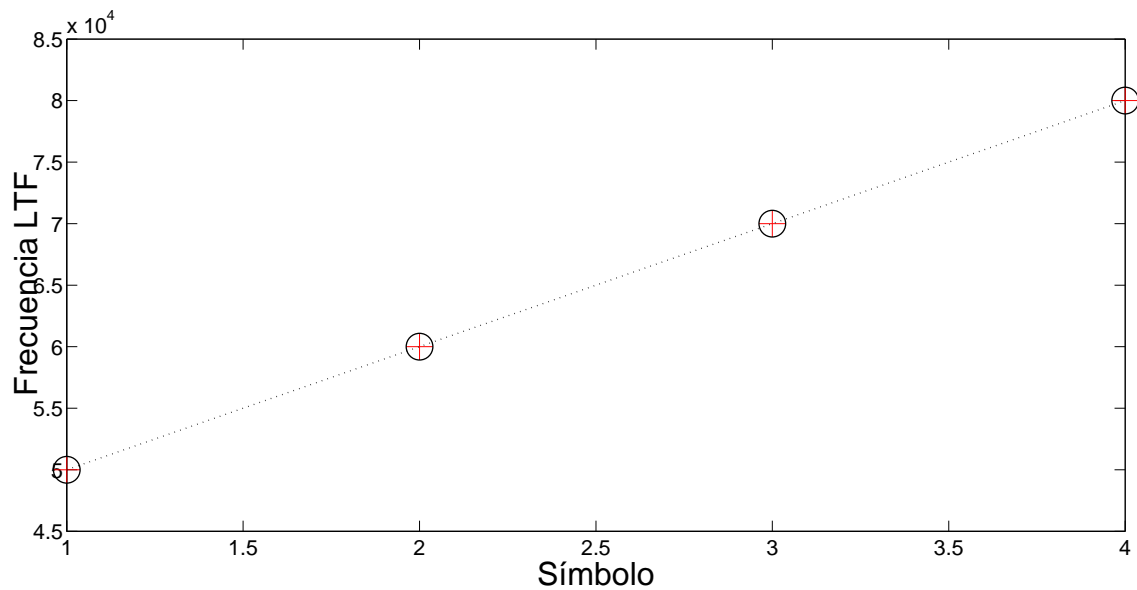


Figura 4-6.: Frecuencias generadas en el LTF

4.2. Conclusiones

En el presente capítulo se logró el diseño de constelaciones M-CSK-LTF empleando el algoritmo de optimización PSO. Los resultados de la constelación 4-CSK-LTF, serán empleados para abordar el análisis por simulación, teórico y experimental del sistema VLC en estudio. El algoritmo de optimización PSO propuesto para diseñar constelaciones M-CSK-LTF, permitió determinar el conjunto de puntos cromáticos para representar la constelación 4-CSK-LTF considerando diferentes distancias mínimas entre frecuencias. Dicha constelación será utilizada en capítulos posteriores para evaluar el rendimiento del error de símbolo del sistema de comunicación por luz visible propuesto. Una característica del PSO propuesto es que los datos de entrada al algoritmo están basados en los resultados experimentales de la caracterización del transmisor y del receptor, lo cual considera las pérdidas del canal óptico y las limitaciones de ancho de banda de los elementos electro-ópticos empleados. Adicionalmente, el enfoque de la optimización de símbolos que se le dio al PSO, fue considerando la distancia mínima entre las frecuencias generadas en el receptor LTF y no considerando las distancias euclidianas entre puntos cromáticos del plano CIE-1931, tal como lo proponen en los algoritmos de optimización M-CSK tradicionales [20, 35]. Lo anterior permitirá diseñar constelaciones M-CSK-LTF donde los símbolos establecidos por el algoritmo propuesto podrían ser comparables con los reproducidos en un montaje práctico. Una posible desventaja del PSO propuesto, podría presentarse en el balance del color blanco, debido a que las distancias mínimas entre puntos cromáticos toman valores totalmente aleatorios.

5. Análisis de error de símbolo teórico, por simulación, práctico y velocidad de bit del sistema VLC basado en la modulación por color y en un convertidor de luz a frecuencia

5.1. Análisis de error de símbolo teórico

La probabilidad de error de símbolo SER (Symbol Error Rate) para analizar el rendimiento del error del sistema M-CSK-LTF, se abordó de una manera análoga a la modulación multinivel M-PAM [63], con el fin de encontrar una expresión matemática para el análisis del SER. Por tanto, la señal moduladora S_m para el sistema M-CSK-LTF, se define mediante la siguiente expresión

$$S_m = \sqrt{E_m} \text{ para } m = 1, 2, \dots, M \quad (5-1)$$

donde $E_m = (K_1P_{1,m} + K_2P_{2,m} + K_3P_{3,m})^2$ representa la energía asociada del símbolo S_m . K_i es el valor de conversión del LTF dado en $\frac{Hz}{\mu W}$ y $P_{i,m}$ es el valor de potencia óptica incidente en la superficie detectora del LTF, dada en μW , para los canales $i = 1, 2, 3$. Adicionalmente, la energía total promedio E_{av} , es la suma de las energías aportadas por cada símbolo E_m de la constelación M-CSK-LTF, representada por la siguiente ecuación

$$E_{av} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E_m \quad (5-2)$$

La representación gráfica de cada símbolo para una constelación de tamaño M se presenta en la Figura 5-1. Donde d es la distancia entre los símbolos S_m vecinos. Es posible observar y

deducir en dicha gráfica, que si los símbolos tienen igual separación entre ellos, la distancia mínima de la constelación es $d_{min} = d$. Lo anterior se puede expresar como sigue

$$d_{min} = \min |S_m - S_{m+1}| \text{ para } m = 1, 2, \dots, (M - 1) \quad (5-3)$$

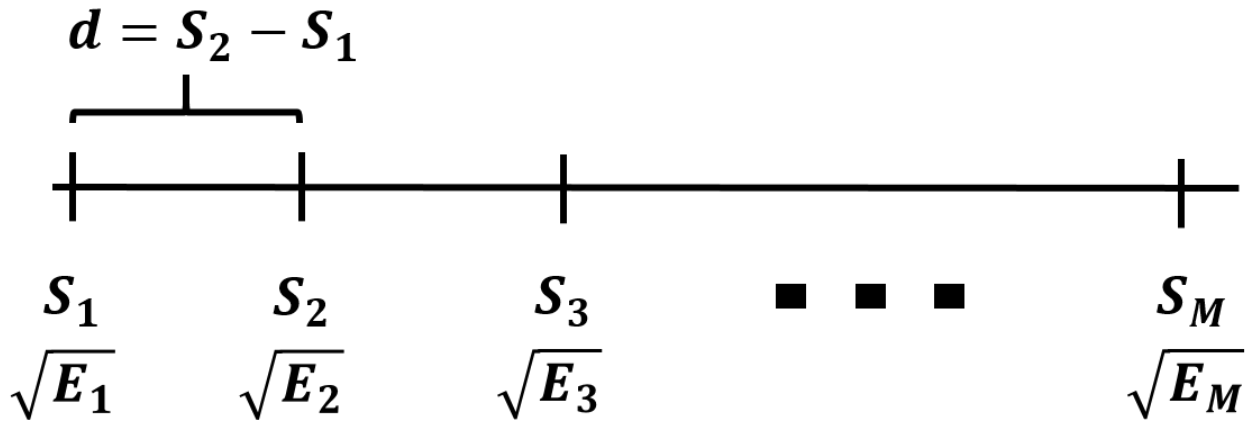


Figura 5-1.: Representación espacial de cada símbolo para el sistema M-CSK-LTF.

El vector de potencias ópticas $P_{i,m}$ que conforman cada símbolo S_m , son transmitidos a través del canal óptico hasta el receptor, el cual demodula las señales incidentes y genera la respuesta r . El equivalente en banda base de un sistema óptico inalámbrico basado en un esquema de intensidad modulada (IM) y detección directa (ID) se puede expresar como

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (5-4)$$

donde $s(t)$ es la salida de la fuente óptica, $*$ denota la operación de la convolución, $h(t)$ la respuesta del canal y $n(t)$ es el ruido de disparo del fotodetector, modelado como ruido aditivo blanco Gaussiano AWGN (Additive White Gaussian Noise) y $r(t)$ es la salida del enlace óptico. Asumiendo que $h(t) = 1$, el equivalente discreto a (5-4) es

$$r = S_m + n \quad (5-5)$$

donde n es la muestra de ruido AWGN con $n \sim N(0, \frac{1}{2}N_0)$ [63]. Para realizar el análisis de la probabilidad de error de símbolo del sistema, se presenta la distribución que puede tomar un símbolo dado a la influencia y naturaleza del ruido n , tal como se muestra en la Figura 5-2.

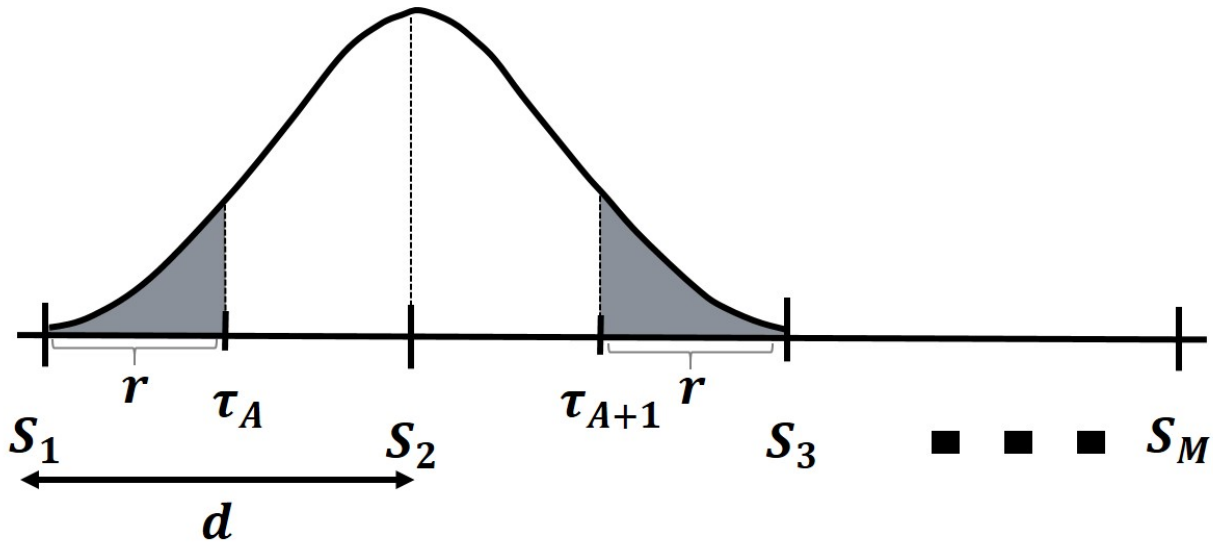


Figura 5-2.: Distribución normal del ruido sobre un símbolo en particular

La toma de decisión óptima para la detección de los símbolos S_m transmitidos, se encuentra relacionada con el umbral delimitado por $S_m \pm \tau_A$, la señal recibida r_m que no se encuentre en dicho límite se considera un error.

Para el par de símbolos S_1 y S_M , ubicados en los extremos, la probabilidad de error sólo puede ocurrir en una dirección. Adicionalmente, un error es cometido cuando el símbolo transmitido S_j es detectado como un S_k , donde $j \neq k$ para $j, k = 1, 2, \dots, M$. La probabilidad de error de símbolo total es la suma de la probabilidad de error de que se transmita el símbolo S_j y se detecte el símbolo S_k para todo j diferente de k , que conforma la constelación M-CSK-LTF del sistema. Dado a que todos los símbolos tiene igual probabilidad de ocurrencia, es posible determinar la probabilidad de error promedio P_M de la constelación de tamaño M , de la siguiente forma:

$$P_M = \frac{M-1}{M} P_e \quad (5-6)$$

donde,

$$P_e(|r - S_2| > \frac{d}{2}) \rightarrow P_e(|r - S_m| > |S_m - \tau|) \quad (5-7)$$

P_e es la probabilidad de error, el cual ocurre cuando la distancia $|r - S_m|$ entre la señal recibida r y el símbolo transmitido S_m es mayor que la distancia $|S_m - \tau|$ entre el símbolo transmitido y el umbral τ . Por tanto, la probabilidad de error para un símbolo S_m en particular, se estima

como sigue

$$P_e(|r - S_m| > |S_m - \tau|) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \int_{-\infty}^{\tau_A} e^{-\frac{(r-S_m)^2}{2\sigma^2}} d_r + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \int_{\tau_{A+1}}^{\infty} e^{-\frac{(r-S_m)^2}{2\sigma^2}} d_r \quad (5-8)$$

Reemplazando en la ecuación (5-8) la expresión $\tau_{A+1} = S_m + \frac{d}{2}$ y considerando que la distancia $|S_m - \tau| = \frac{d}{2}$, esta se reescribe como sigue

$$P_e(|r - S_m| > \frac{d}{2}) = \frac{2}{\sqrt{\pi}2\sigma^2} \int_{S_m + \frac{d}{2}}^{\infty} e^{-\frac{(r-S_m)^2}{2\sigma^2}} d_r \quad (5-9)$$

Al realizar el siguiente cambio de variable, $x = r - S_m$, el diferencial $d_x = d_r$ y asumiendo que la señal demodulada se encuentra en el límite $r = S_m + \frac{d}{2}$, al reemplazar en la expresión de la variable x , esta toma el valor de $x = \frac{d}{2}$ y la ecuación (5-9) se transforma en

$$P_e(|r - S_m| > \frac{d}{2}) = \frac{2}{\sqrt{\pi}N_0} \int_{\frac{d}{2}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{N_0}} d_x \quad (5-10)$$

Donde $N_0 = 2\sigma^2$. Por otra parte, algunos programas de cálculo computacional y simulación como lo es MATLAB, incorpora una función para determinar la probabilidad de error complementaria *erfc* (Complementary Error Function) [64], la cual se define matemáticamente como

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (5-11)$$

Por tanto, con el fin de transformar la ecuación (5-10) en la expresión (5-11) para emplear el software MATLAB en dicho cálculo, se realizaron las siguientes sustituciones y cambios de variables. La expresión $\frac{x^2}{N_0} = (\frac{x}{\sqrt{2}\sigma})^2$, si se sustituye $t = \frac{x}{\sqrt{2}\sigma}$ el diferencial se transforma en $dt = \frac{dx}{\sqrt{2}\sigma}$, adicionalmente, elevando al cuadrado cada término de la expresión anterior se deduce que $t^2 = \frac{x^2}{N_0}$. Luego si se sustituye el límite inferior de la integral $x = \frac{d}{2}$ entonces $t = \frac{d}{2\sqrt{2}\sigma}$, lo que es lo mismo $t = \sqrt{\frac{d^2}{4N_0}}$. Al reemplazar las sustituciones anteriores en la ecuación (5-10), se tiene

$$P_e(|r - S_m| > \frac{d}{2}) = \frac{2}{\sqrt{\pi}N_0} \int_{\sqrt{\frac{d^2}{4N_0}}}^{\infty} e^{-t^2} dt \sqrt{2}\sigma \quad (5-12)$$

Luego de sustituir $N_0 = 2\sigma^2$ en la ecuación (5-12), se tiene la siguiente expresión

$$P_e(|r - S_m| > \frac{d}{2}) = \frac{2}{\sqrt{\Pi}} \int_{\sqrt{\frac{d^2}{8\sigma^2}}}^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (5-13)$$

Se puede observar en la expresión dada, que la probabilidad de error está dominada por la distancia entre símbolos y la varianza del ruido, por tanto, si una constelación determinada tiene símbolos con distancias diferentes, predominará la distancia mínima entre ellos $d = d_{min}$, tal como se definió en la ecuación (5-3). Finalmente, la probabilidad de error total se calcula como sigue

$$P_M = \frac{M-1}{M} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{d_{min}^2}{8\sigma^2}} \right) \quad (5-14)$$

5.2. Análisis de error de símbolo por simulación

El análisis de error de símbolo por simulación se realizó empleando el software MATLAB. El objetivo es determinar los errores que puede cometer el receptor al momento de tomar la decisión de la correspondencia entre la señal recibida r con un símbolo en particular S_m ,

Algoritmo 2 Algoritmo implementado en MATLAB para determinar el SER

Entrada: $M, K_1, K_2, K_3, SNR_{dB-max}, MC_{max}$, Vector de potencias ópticas P_1, P_2, P_3 para cada símbolo S_m .

Salida: SER.

```

para  $SNR_{dB} = 0$  hasta  $SNR_{dB-max}$  hacer
  para  $mc = 0$  hasta  $MC_{max}$  hacer
    Establecer el símbolo  $S_m$  de manera aleatoria.
    Determinar la varianza del ruido  $\sigma^2 = \frac{E_m}{10^{SNR/10}}$ .
    Determinar la señal  $r = S_m + \sigma * randn$ .
    para  $m = 1$  hasta  $M$  hacer
      Determinar  $d_{min}$  y detectar símbolo.
    fin para
    si  $S_m \neq$  símbolo detectado entonces
      error = erro +1
    fin si
  fin para
   $SER = \left[ SER \quad \frac{error}{MC_{max}} \right]$ 
fin para
devolver SER
  
```

empleando la métrica de mínima distancia $d_{min} = \min|r - S_m|$. Donde r fue definida en la ecuación (5-5). Se empleó el método de simulación Monte Carlo, donde se experimentó con la constelación 4-CSK-LTF para diferentes valores de la distancia mínima. El SNR (Signal to Noise Ratio) fue determinado mediante la expresión $SNR = \frac{E_{av}}{\frac{1}{2}N_0}$. Se realizó la transmisión y recepción de $MC_{max} = 1 \times 10^6$ símbolos de manera aleatoria, para cada constelación diseñada. El programa mostrado en el algoritmo (2) fue implementado en MATLAB, donde K_i y P_i ya fueron definidos anteriormente. La constante SNR_{dB-max} define la máxima relación señal a ruido del sistema, que para el presente trabajo fue definida a 40 dB. Con el fin de extender el presente apartado, en el anexo (A) se incluye el código implementado en el software MATLAB.

5.3. Análisis de error de símbolo práctico

El objetivo principal de esta sección es transmitir y recibir la constelación 4-CSK-LTF con distancia de 5000 Hz y 10000 Hz, la cual fue diseñada y mostrada en el capítulo 4. Adicionalmente, cada símbolo transmitido genera una frecuencia determinada en el LTF, dicha frecuencia será considerada para determinar el error de símbolo práctico, empleando el algoritmo mostrado anteriormente. Por lo tanto, y con el ánimo de realizar el análisis de error de símbolo con resultados experimentales, se realizó el siguiente experimento. Se empleó el montaje experimental del sistema de comunicación por luz visible diseñado y mostrado en el capítulo 3, donde se consideraron las mismas condiciones físicas para el experimento, contempladas en dicho capítulo.

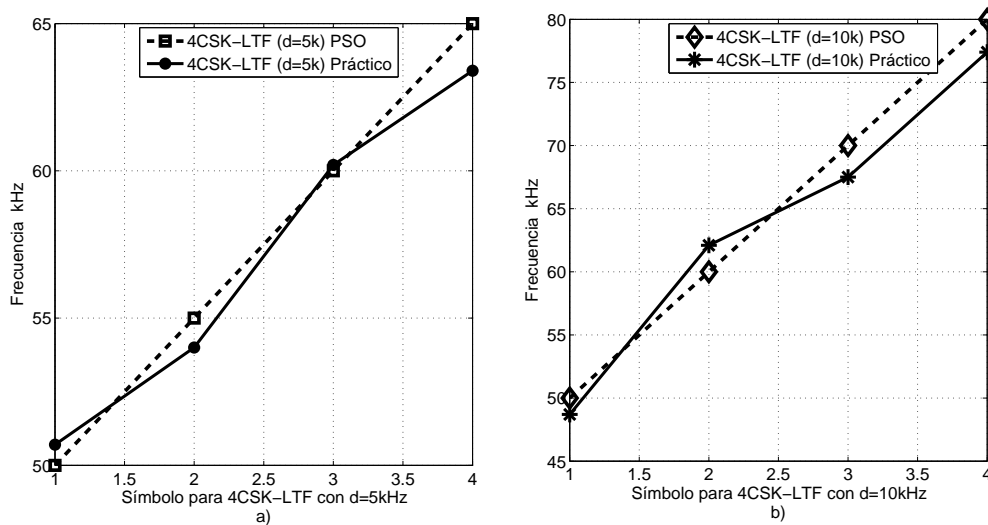


Figura 5-3.: Frecuencias obtenidas por el PSO y de manera práctica para 4-CSK-LTF con a). $d_{min} = 5\text{kHz}$ y b). $d_{min} = 10\text{kHz}$

5 Análisis de error de símbolo teórico, por simulación, práctico y velocidad de bit del sistema VLC basado en la modulación por color y en un convertidor de luz a frecuencia

Posteriormente, se procedió a transmitir cada símbolo de la constelación 4-CSK-LTF y se registró la frecuencia generada en el LTF mediante el uso del osciloscopio TELEDYNE WWAVEACE 2032. Se obtuvieron dos conjuntos de frecuencias que representan la constelación 4-CSK-LTF con distancias de 5000 Hz y 10000 Hz.

En la Figura 5-3 se muestra las frecuencias obtenidas con el algoritmo de optimización PSO y las frecuencias obtenidas de manera práctica, para la constelación 4-CSK-LTF con distancia mínima de 5kHz y 10kHz, representadas por la parte a) de la Figura 5-3 y parte b) de la Figura 5-3 respectivamente. Adicionalmente, se puede evidenciar que para las frecuencias obtenidas de manera práctica, las distancias mínimas entre símbolos se vieron alteradas, siendo 3.2kHz para la constelación mostrada en la Figura a).5-3 y 5.4kHz para la constelación mostrada en la Figura b).5-3. Lo anterior podría tener repercusiones negativas en el rendimiento del sistema VLC, ya que dichas distancias mínimas son predominantes en la evaluación del error de símbolo.

5.4. Análisis de Resultados

En esta sección, el desempeño del sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y un convertidor de luz a frecuencia es presentado en términos del error de símbolo SER y la relación señal a ruido SNR, para los resultados de simulación, teórico y práctico. Por tanto, en la Figura 5-4 se presenta el resultado del SER como función del valor SNR para el proceso de: simulación, donde se empleó el método Monte Carlo;

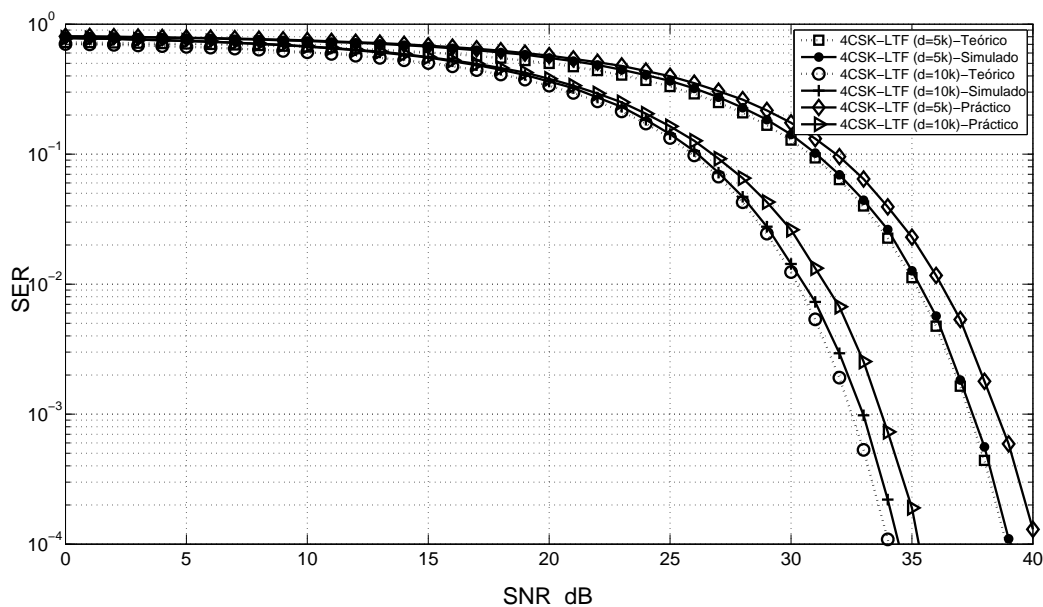


Figura 5-4.: Probabilidad de error de símbolo para la constelación 4-CSK-LTF con $d_{min} = 5kHz$ y $d_{min} = 10kHz$

teórico empleando la ecuación (5-14); práctico, mediante los resultados de frecuencia obtenidos de manera experimental y los cuales fueron mostrados anteriormente. En dicha figura, es posible diferenciar los resultados por simulación y teóricos para cada constelación, lo cual toma sentido desde el punto de vista de las pocas iteraciones realizadas en el proceso de simulación Monte Carlo. Adicionalmente, se puede evidenciar que los resultados del SER para los datos prácticos se encuentran más desfazados que los obtenidos por simulación, tomando como referencia los resultados teóricos. Lo anterior se debe a que la distancia mínima entre símbolos se redujo a 3.2kHz y 5.4kHz, para la constelación 4-CSK-LTF, tal como se demostró en la sección anterior. Dichas distancias mínimas afectan negativamente el rendimiento del sistema VLC, lo cual genera un compromiso de potencia de la señal óptica respecto a la potencia del ruido considerable. Por otra parte, se consideró mostrar el SER hasta 10^{-4} , puesto que dicha medida indica la aceptabilidad de error en un sistema de comunicación por luz visible [1, 2].

Respecto a la velocidad de bit τ del sistema propuesto, se empleó la siguiente expresión matemática $\tau = \log_2(M) \frac{1}{T_s}$, donde T_s representa el periodo de símbolo, y M el tamaño de la constelación CSK. Se consideró mostrar resultados para la constelación CSK con 4, 8, y 16 símbolos, contemplando frecuencias del transmisor de 50kHz, 200kHz y 400kHz. Esto último, considerando que el rango dinámico del convertidor de luz a frecuencia se encuentra entre 10Hz y 600kHz [24]. Se consideró una frecuencia del transmisor máxima de 400kHz con el fin de no llevar el sistema de recepción al límite al momento de configurar una constelación mayor a 4 símbolos. Lo anterior sólo fue considerado desde el punto de vista del cálculo de la ecuación para determinar la velocidad de bit del sistema VLC con diferentes tamaños de constelaciones y frecuencias del transmisor, tal como se muestra en la Figura 5-5. Se puede observar que para la constelación 4-CSK-LTF con frecuencia del transmisor de 50kHz,

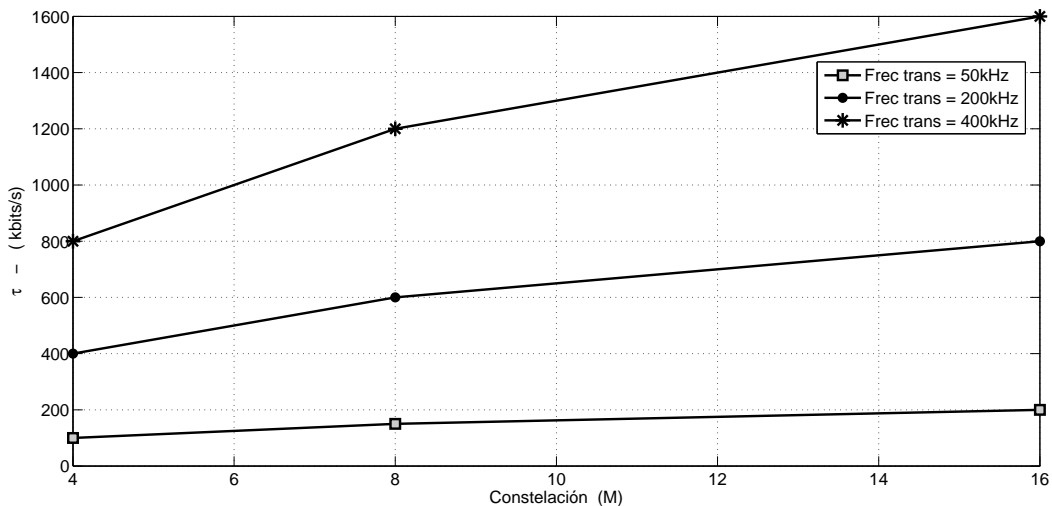


Figura 5-5.: Velocidad de bit para diferentes constelaciones y frecuencias del transmisor

5 Análisis de error de símbolo teórico, por simulación, práctico y velocidad de bit del sistema VLC basado en la modulación por color y en un convertidor de luz a frecuencia

200kHz y 400kHz, las velocidades obtenidas son de 100 kbits/s, 400 kbits/s y 800 kbits/s respectivamente. En el caso de la constelación de 16-CSK-LTF configurando el transmisor a una frecuencia de 400kHz, se logra una velocidad máxima de 1.6 Mbit/s.

A modo de conclusión, en el presente capítulo se logró el análisis del error de símbolo y velocidad de bit, para un sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y un convertidor LTF como receptor, donde se consideró el proceso teórico, por simulación y experimental. En cuanto al modelo matemático propuesto para el sistema VLC basado en CSK y en un LTF como receptor, fue desarrollado gracias a la asesoría recibida por el Dr. José Martín Luna Rivera de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí - UASLP México [65], durante las 6 semanas de estancia en dicha universidad, en el marco del programa de pasantías de Investigación realizado por el Instituto Tecnológico Metropolitano - ITM según convenio 161 suscrito con Sapiencia en 2016.

6. Conclusiones y Perspectivas

6.1. Conclusiones

En la presente tesis de maestría, el desarrollo del objetivo general “Implementar y evaluar un sistema de comunicación por luz visible mediante un conversor de intensidad de luz a frecuencia, y la correlación entre la potencia lumínica transmitida y la frecuencia generada en el receptor, orientado a la detección de símbolos generados por la modulación del color”, está soportada en los resultados presentados en el capítulo 3, el cual reporta el alcance de los tres primeros objetivos específicos, y el cuarto objetivo específico que es soportado con los resultados presentados en el capítulo 5.

En el capítulo 3, se mostró la metodología empleada para diseñar, implementar y caracterizar el transmisor para el sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y un convertidor de luz a frecuencia LTF, con lo cual se da soporte al desarrollo del primer objetivo específico “Diseñar e Implementar un transmisor para un sistema de comunicación por luz visible empleando LEDs RGB, que permita la transmisión de símbolos generados por la modulación del color”. En relación con la respuesta electro-óptica del LED RGB, este mostró un comportamiento no lineal tal como se ha demostrado en la literatura [20], por lo que fue necesario aplicar un proceso de linealización empleando la regresión polinomial de tercer grado, que permitió estimar las expresiones matemáticas que relacionan la potencia óptica emitida y la corriente de polarización aplicada a cada LED. De lo anterior, las expresiones matemáticas obtenidas fueron consideradas para el proceso de simulación y diseño de la constelación M-CSK-LTF empleando el algoritmo PSO descrito en el capítulo 4. Adicionalmente, la caracterización del LED RGB permitió identificar la longitud de onda central asociada a cada LED, las cuales fueron utilizadas para determinar las coordenadas cromáticas (x, y) y mapear dichos valores en el plano de cromaticidad CIE-1931 [13], lo cual es el punto de partida para el diseño de la constelación de tamaño M de la modulación por color M-CSK-LTF.

Respecto al segundo objetivo específico “Acondicionar el sistema de conversión de intensidad de luz a frecuencia, mediante el uso de contadores de tiempo, que permita identificar los símbolos de la modulación del color”, se logró un sistema de lectura de frecuencia empleando el timer o contador de tiempo incorporado en el microcontrolador ATmega 328P de bajo desempeño computacional incluido en la plataforma de desarrollo ARDUINO UNO,

como se demostró en el capítulo 3. Aunque el sistema de medición de frecuencia propuesto presenta dificultades para realizar una correcta estimación cuando se trata de frecuencias mayores a los 200kHz, se considera que dicho límite fue suficiente para el sistema experimental propuesto, ya que los símbolos de la constelación M-CSK-LTF diseñada son menores a los 100kHz, tal como se demostró en el capítulo 4. Adicionalmente, es posible mejorar la resolución de lectura de frecuencia del sistema propuesto, si se consideran microcontroladores con contadores de tiempo de mayor resolución (32 bits) y reloj de trabajo con frecuencia de operación mayor a 16MHz.

En cuanto al tercer objetivo específico “Caracterizar las señales recibidas por el receptor correspondiente a cada símbolo, mediante técnicas de correlación entre la potencia lumínica transmitida y la frecuencia generada en el receptor, que permita la detección de los datos binarios codificados por la modulación CSK”, se logró identificar una relación lineal perfecta entre las variables de potencia óptica del LED RGB incidente en la superficie fotosensible del LTF y la frecuencia generada en este, como se demostró en el capítulo 3. La respuesta del LTF mostró un comportamiento lineal, lo cual es ventajoso para el sistema VLC propuesto, dado a que la relación entre el transmisor y el receptor se determina por una constante de conversión dada en $\frac{Hz}{\mu W}$, que permitió correlacionar los símbolos (potencias ópticas RGB) transmitidos en términos de una señal periódica con frecuencia variable. Es importante anotar, que el sistema de transmisión y recepción realizan un proceso de conversión entre el campo eléctrico y óptico y que los símbolos transmitidos son interpretados en el receptor mediante un proceso de mapeo que se encuentra en el dominio del tiempo y no como un proceso de transformación en el dominio de la frecuencia.

Referente al cuarto objetivo específico “Evaluar el sistema de comunicación propuesto, mediante el análisis del error de símbolo versus la relación señal a ruido de la constelación CSK y la velocidad de transmisión del sistema”, se realizó el análisis del error de símbolo y velocidad de bit, para un sistema de comunicación por luz visible basado en la modulación por color y un convertidor LTF como receptor, donde se consideró el proceso teórico, por simulación y práctico, el cual fue mostrado en el capítulo 5. Se demostró que el esquema de la modulación M-CSK-LTF mantiene una estructura similar al esquema de modulación multinivel M-PAM. Bajo dicha estructura se logró obtener una expresión analítica para la probabilidad de error de símbolo del esquema M-CSK-LTF propuesto. Por otra parte, los resultados de la probabilidad de error de símbolo por simulación empleando el método Monte Carlo y la ecuación teórica propuesta, demuestran que la expresión analítica determinada en el análisis teórico, satisface la evaluación del rendimiento del error de la modulación M-CSK del sistema VLC basado en un convertidor LTF como receptor. Respecto a los resultados del SER para los datos de frecuencia obtenidos de manera práctica, se encontró un bajo rendimiento del sistema, el cual fue generado por las distancias mínimas entre símbolos, pero,

consideramos que dicho resultado es relevante para determinar que el sistema VLC propuesto puede ser llevado a la práctica, teniendo un especial cuidado en el acondicionamiento de los dispositivos electro-ópticos, lectura de frecuencia del LTF y caracterización del transmisor y receptor VLC. Lo anterior es vital para que el sistema funcione moderadamente bien, ya que afecta directamente la distancia mínima entre símbolos, del cual depende el SER. Respecto a la velocidad de bit (100 kbits/s) del sistema propuesto, se puede maximizar dicha velocidad a 1.6 Mb/s considerando la frecuencia máxima del transmisor a 400kHz y una constelación CSK-LTF de 16 símbolos, tal como se expuso en el capítulo 5. Es importante tener presente que la frecuencia del transmisor no sea muy cercana a la frecuencia máxima que puede generar el sensor LTF (600kHz), ya que podría presentar problemas para representar los símbolos empleados en la modulación CSK. Por tal razón, se recomienda experimentar con frecuencias del transmisor menores o iguales a 400kHz.

De manera general, los resultados presentados en cada capítulo permiten afirmar que el convertidor LTF adoptado para el diseño del receptor, permitió eliminar los módulos de acoplamiento electrónico empleado por fotodiodos [20] y la conversión análogo a digital - ADC que normamente son empleados en un sistema VLC basado en CSK [1, 20], dando como resultado un nuevo esquema de recepción de menor complejidad de implementación y de bajo costo debido a los componentes electrónicos y electro-ópticos propuestos en el presente trabajo. Adicionalmente, se demostró que el uso de timer o temporizadores de sistemas embebidos de baja capacidad computacional (ARDUINO UNO), permitió la lectura de frecuencia de la señal entregada por el LTF. Aunque dicho sistema de medida funciona moderadamente bien con frecuencias menores a los 200kHz, dicho rango fue suficiente para el sistema VLC propuesto experimentalmente.

La principal aplicación que se le puede dar al sistema VLC propuesto radica en escenarios de baja velocidad y alta seguridad de la información, tal como sistemas de control de acceso, targets de información para aplicaciones en domótica, robotica, geolocalización a nivel de interiores y la posibilidad de emplear pantallas digitales de celulares para codificar información a través del color. En esta última, se abre un nuevo mundo de potenciales aplicaciones VLC dado a la convergencia tecnológica y la interrelación con el usuario final.

Para finalizar y respecto al artículo de investigación “RGB Sensor Frequency Response for a Visible Light Communication System” publicado en la revista IEEE Latin America Transactions en 2016, este hace parte del primer estudio que realicé en sistemas VLC orientado aplicaciones de baja velocidad de datos. Dicho trabajo permitió identificar las características y funcionalidades de un sensor RGB aplicado a un sistema VLC y fue el antecedente más relevante para explorar y estudiar nuevos sensores ópticos para el diseño de sistemas VLC de baja complejidad de implementación y de análisis.

6.2. Perspectivas

Bajo la línea de investigación que soporta la presente tesis, el autor está adelantando estudios sobre el control del color generado por pantallas digitales de dispositivos celulares, con el fin de codificar información binaria a través de CSK. Lo anterior, permitirá el desarrollo de aplicaciones para dispositivos móviles donde se podrá integrar la tecnología VLC orientado a crear enlaces de comunicación de corto alcance con la característica de muy alta seguridad en la protección de los datos transmitidos.

Por otra parte, se pretende estudiar con mayor profundidad la técnica de lectura de frecuencia empleando módulos de temporización de sistemas embebidos, donde dichos módulos podrían ser conectados en serie con el fin de aumentar la resolución de lectura de periodo de señales cuadradas, con el fin de aprovechar al máximo la capacidad de conversión del LTF para la recepción de datos binarios codificados por CSK.

Respecto al algoritmo de optimización PSO, se podría diseñar constelaciones CSK de diferentes tamaños para sistemas VLC basados en un solo sensor como receptor [1], con el fin de maximizar el área cromática permitida. Dicha área es acotada por las restricciones aportadas por el receptor dado ha las características de superposición óptica generada por el LED RGB. Adicionalmente, se proyectan estudios respecto a la optimización de la temperatura del color y la delimitación de la distancia euclidiana entre puntos cromáticos que garantice el balance del color blanco, permitiendo que las luminarias basadas en LEDs RGB generen un espectro óptico acorde a los exigidos por algunos estándares de iluminación [13].

Bibliografía

- [1] J. M. Luna-Rivera, C. Suarez-Rodriguez, V. Guerra, R. Perez-Jimenez, J. Rabadan-Borges, and J. Rufo-Torres, “Low-complexity colour-shift keying-based visible light communications system,” *IET Optoelectronics*, vol. 9, no. 5, pp. 191–198, 2015.
- [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, Sept 2011.
- [3] *Light-to-Frequency Converter*, AG ams. TSL230RD., 4 2016, v1-00, Available at: <http://ams.com/eng/Products/Light-Sensors/Light-to-Frequency/TSL230RD>.
- [4] Y. Zou, J. Zhu, X. Wang, and L. Hanzo, “A survey on wireless security: Technical challenges, recent advances, and future trends,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 104, no. 9, pp. 1727–1765, Sept 2016.
- [5] Y. Wang, D. A. Basnayaka, X. Wu, and H. Haas, “Optimization of load balancing in hybrid lifi/rf networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 4, pp. 1708–1720, April 2017.
- [6] K. J. Hole, E. Dyrnes, and P. Thorsheim, “Securing wi-fi networks,” *Computer*, vol. 38, no. 7, pp. 28–34, July 2005.
- [7] J. J. George, M. H. Mustafa, N. M, and N. H. A. adn D. M. Hamed, “A survey on visible light communication,” *International Journal of Engineering and Computer Science*, vol. 3, no. 2, pp. 3905–3908, 2014.
- [8] F. Barnes and B. Greenenbaum, “Some effects of weak magnetic fields on biological systems: Rf fields can change radical concentrations and cancer cell growth rates,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 60–68, March 2016.
- [9] M. Figueiredo, L. N. Alves, and C. Ribeiro, “Lighting the wireless world: The promise and challenges of visible light communication,” *IEEE Consumer Electronics Magazine*, vol. 6, no. 4, pp. 28–37, Oct 2017.
- [10] D. Karunatilaka, F. Zafar, V. Kalavally, and R. Parthiban, “Led based indoor visible light communications: State of the art,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 17, no. 3, pp. 1649–1678, thirdquarter 2015.

-
- [11] P. H. Pathak, X. Feng, P. Hu, and P. Mohapatra, “Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2047–2077, Fourthquarter 2015.
- [12] F. Behar-Cohen, C. Martinsons, F. Viénot, G. Zissis, A. Barlier-Salsi, J. Cesarini, O. Enouf, M. Garcia, S. Picaud, and D. Attia, “Light-emitting diodes (led) for domestic lighting: Any risks for the eye?” *Progress in Retinal and Eye Research*, vol. 30, no. 4, pp. 239 – 257, 2011. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1350946211000267>
- [13] “Cie-1931, international commission on illumination, colorimetry - part 3: Cie tristimulus values,” 2017, [Retrieved October 25, 2017, from]. [Online]. Available: [URL{fromhttp://www.cie.co.at/index.php/index.php?i_ca_id=465}](http://www.cie.co.at/index.php/index.php?i_ca_id=465)
- [14] J. Grubor, S. Randel, K. D. Langer, and J. W. Walewski, “Broadband information broadcasting using led-based interior lighting,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 24, pp. 3883–3892, Dec 2008.
- [15] *Light emitting diode*, Vishay - Product Literature., 8 2016, available at: <http://www.vishay.com/leds/>.
- [16] *Lumileds*, LUXEON Z UV., 4 2016, available at: <http://www.lumileds.com/products/uv-leds/luxeon-z-uv>.
- [17] *LED News and Knowledge*, OSRAM., 4 2016, available at: <https://www.osram.com>.
- [18] Z. Ghassemlooy, W. popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB*. CRC Press Taylor and Francis Group, 2013.
- [19] T. Cevik and S. Yilmaz, “An overview of visible light communication systems,” *CoRR*, vol. abs/1512.03568, 2015. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1512.03568>
- [20] E. Monteiro and S. Hranilovic, “Constellation design for color-shift keying using interior point methods,” in *2012 IEEE Globecom Workshops*, Dec 2012, pp. 1224–1228.
- [21] R. Barrales-Guadarrama, A. Mocholí-Salcedo, E. R. Vázquez-Cerón, M. E. Rodríguez-Rodríguez, and V. R. Barrales-Guadarrama, “A technique for adapting a quasi-digital photodetector to a frequency-to-digital converter,” in *2012 IEEE Ninth Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference*, Nov 2012, pp. 343–348.
- [22] A. A. Ehsan, S. Shaari, M. K. A. Rahman, and K. M. Khan, “Optical transceiver design for pof portable optical access-card system using light-to-frequency converter,” in *2008 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics*, Nov 2008, pp. 345–349.

- [23] *TSL230RD, TSL230ARD, TSL230BRS Programmable Light-to-Frequency Converters*, AG ams, 4 2016, v1-00, Available at <http://ams.com/eng/Products/Light-Sensors/Light-to-Frequency>.
- [24] *TCS3200, TCS3210, Programmable Color light-to-frequency converter*, AG ams, 7 2015, v1-00, Available at <http://ams.com/eng/Products/Light-Sensors/Color-Sensors/TCS3200>.
- [25] S. Yurish, "Intelligent opto sensors' interfacing based on universal. frequency-to-digital converter," *Sensors and Transducers Magazine (S and T e-Digest)*, vol. 56, no. 6, pp. 326–334, June 2005.
- [26] M. Clerc, *Particle Swarm Optimization*. Science/Lavoisier, 2005.
- [27] A. G. Bell, W. G. Adams, Tyndall, and W. H. Preece, "Discussion on "the photophone and the conversion of radiant energy into sound" ," *Telegraph Engineers, Journal of the Society of*, vol. 9, no. 34, pp. 375–383, 1880.
- [28] C. P. Kuo, R. M. Fletcher, T. D. Osentowski, M. C. Lardizabal, and M. G. Craford, "High performance algainp visible light-emitting diodes," *Applied Physics Letters*, pp. 2937–2939, January 1990.
- [29] "Ieee working group for wireless personal area networks - wpans, visible light communication: Tutorial," *IEEE P802.15*, pp. 1–78, Sept 2008.
- [30] D. C. O'Brien, L. Zeng, H. Le-Minh, G. Faulkner, J. W. Walewski, and S. Randel, "Visible light communications: Challenges and possibilities," in *2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept 2008, pp. 1–5.
- [31] *LIGHT COMMUNICATION (LC) STUDY GROUP (SG) - MEETING UPDATE*, IEEE P802.11, (2017), [Online]. Available: http://www.ieee802.org/11/Reports/lcsg_update.htm.
- [32] "Oledcomm: The lifi technology," 2005, [Retrieved October 21, 2017, from]. [Online]. Available: [URL{fromhttp://www.oledcomm.com/}](http://www.oledcomm.com/)
- [33] "Company - purelifi," 2012, [Retrieved October 21, 2017, from]. [Online]. Available: [URL{fromhttps://purelifi.com/company/}](https://purelifi.com/company/)
- [34] "Ted, harald haas: Wireless data from every light bulb," 2011, [Retrieved October 1, 2017, from]. [Online]. Available: [URL{fromhttps://www.ted.com/talks/harald_haas_wireless_data_from_every_light_bulb}](https://www.ted.com/talks/harald_haas_wireless_data_from_every_light_bulb)

- [35] R. J. Drost and B. M. Sadler, “Constellation design for color-shift keying using billiards algorithms,” in *2010 IEEE Globecom Workshops*, Dec 2010, pp. 980–984.
- [36] R. Singh, T. O’Farrell, and J. P. R. David, “An enhanced color shift keying modulation scheme for high-speed wireless visible light communications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 14, pp. 2582–2592, July 2014.
- [37] J. Jiang, R. Zhang, and L. Hanzo, “Analysis and design of three-stage concatenated color-shift keying,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 11, pp. 5126–5136, Nov 2015.
- [38] F. A. D. Rajó, V. Guerra, J. A. R. Borges, J. R. Torres, and R. Pérez-Jiménez, “Color shift keying communication system with a modified ppm synchronization scheme,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 18, pp. 1851–1854, Sept 2014.
- [39] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. New York: NY: Wiley, 2011.
- [40] R. A. M. Ciro, F. E. L. Giraldo, and A. F. B. Perez, “Rbg sensor frequency response for a visible light communication system,” *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 12, pp. 4688–4692, Dec 2016.
- [41] F. Tang, Z. Shu, K. Ye, X. Zhou, S. Hu, Z. Lin, and A. Bermak, “A linear 126-db dynamic range light-to-frequency converter with dark current suppression upto 125 for blood oxygen concentration detection,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 63, no. 10, pp. 3983–3988, Oct 2016.
- [42] R. G. Correia, S. Pimenta, and G. Minas, “Cmos integrated photodetectors and light-to-frequency converters for spectrophotometric measurements,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 11, pp. 3438–3445, June 2017.
- [43] *National Semiconductor*, DAC0808 8 Bit DAC Converter, (2016), [Online]. Available: <https://it327.groups.et.byu.net/files/DAC0808.pdf>.
- [44] *Quad-Operational Amplifiers 1MHz*, Texas Instruments, 1 2015, available at: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm224-n.pdf>.
- [45] *Amplifier Transistors NPN Silicon*, ON Semiconductor, 1 2013, available at: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/P2N2222A-D.PDF>.
- [46] P. Loughhead, “Circuitmaker documentation,” 8 2015, available at: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm224-n.pdf>.
- [47] Y. D. Save, R. Rakhi, N. D. Shambhulingayya, A. Srivastava, M. R. Das, S. Choudhary, and K. M. Moudgalya, “Oscad: An open source eda tool for circuit design, simulation, analysis and pcb design,” in *2013 IEEE 20th International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, Dec 2013, pp. 851–854.

- [48] *ASQ instruments*, LR1 – Broad spectral range spectrometer, (2016), [Online]. Available: <http://www.aseq-instruments.com/LR1.html>.
- [49] *OSEAN OPTICS*, HL2000-FAMILY, (2016), [Online]. Available: <https://oceanoptics.com/product/hl-2000-family/>.
- [50] *Monochromator by Optometrics Corporation*, DMC1-02, (2017), [Online]. Available: <https://www.gophotonics.com/products/monochromators/optometrics-corporation/51-409-dmc1-02>.
- [51] *Farnell*, ea-ps-3016-20b power-supply-1ch-16v-20a-adjustable, (2016), [Online]. Available: <http://es.farnell.com/ea-elektro-automatik/ea-ps-3016-20b/power-supply-1ch-16v-20a-adjustable/dp/1437543>.
- [52] *FLUKE*, Multímetro FLUKE-117, (2017), [Online]. <http://www.fluke.com/fluke/coes/multimetros-digitales/fluke-117.htm?pid=55996>.
- [53] *THORLABS*, PM100D - Compact Power and Energy Meter Console, Digital 4”LCD, (2016), [Online]. Available: <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=PM100D>.
- [54] *AMS*, LTF - Light to Frequency Sensors, (2017), [Online]. Available: <http://ams.com/eng/Products/Light-Sensors/Light-to-Frequency>.
- [55] *AG*, Quality Management System, (2017), [Online]. Available: <http://ams.com/eng/About-ams/Quality>.
- [56] *ARDUINO*, ARDUINO UNO REV3, (2017), [Online]. Available: <https://store.arduino.cc/usa/arduino-uno-rev3>.
- [57] *Atmel*, ATmega 328P – 8-bit AVR Microcontrollers, (2017), [Online]. Available: http://www.atmel.com/Images/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P_datasheet.pdf.
- [58] “Timerone timerthree libraries,” 2016, [Web; Retrieved 20 august 2016]. [Online]. Available: URL{https://www.pjrc.com/teensy/td_libs_TimerOne.html}
- [59] “Rigol, dg4162 series, 160 mhz arbitrary waveform generator,” 2016, [Web; Retrieved 20 august 2016]. [Online]. Available: URL{<https://www.rigolna.com/products/waveform-generators/dg4162/>}
- [60] “Teledyne lecroy, waveace 2032, 300 mhz, 1 gs/s, 2 ch,” 2016, [Web; Retrieved 20 October 2016]. [Online]. Available: URL{<http://teledynelecroy.com/oscilloscope/oscilloscopemodel.aspx?modelid=6887&capid=102&mid=504>}
- [61] Ledtuning, “Cie convertor ledtuning.nl,” 1996, [Web; Retrieved 17 April 2017]. [Online]. Available: URL{<https://www.ledtuning.nl/en/cie-convertor>}

- [62] “Correlation coefficients - matlab corrcoef - mathworks united kingdom,” 2017, [Web; Retrieved 20 October 2017]. [Online]. Available: URL{<https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/corrcoef.html>}
- [63] J. Proakis, *Digital communications*. McGraw-Hill International Edition, 2001, pp. 267–269.
- [64] “Complementary error function - matlab erfc - mathworks united kingdom,” 2017, [Web; Retrieved 15 June 2017]. [Online]. Available: URL{<https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/erfc.html>}
- [65] “Uaslp - universidad autónoma de san luis potosí, facultad de ciencias, méxico,” 2017, [Web; Retrieved 20 october 2016]. [Online]. Available: URL{<http://www.fciencias.uaslp.mx/Paginas/academicos-electronica.aspx>}

A. Anexo: Código implementado en MATLAB para determinar el SER

```

% Determinar el error de símbolo por simulación y teórico de la modulación
% M-CSK basada en la respuesta de un LTF

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% ALGORITMO
% 1. Definir los símbolos de la constelación M-CSK, empleando el PSO
% 2. Para un SNR determinado, transmitir N veces la constelación M-CSK
% 3. Para cada símbolo recibido determinar la mínima distancia respecto a
los símbolos de referencia. Identificar los símbolos recibidos según la
% métrica de distancia mínima
% 4. Determinar los símbolos erróneos y contabilizar. Si los Símbolos
transmitidos son diferentes de los símbolos detectados.
% 5. Calcular la probabilidad de error teórica para la distancia mínima
% encontrada y almacenarla.
% 6. Actualizar el valor del SNR y repetir desde el paso 2
% 7. Determinar la probabilidad del error SER
% 8. Determinar la probabilidad total del error teórico. Esto es la suma
de todos los errores encontrados según la distancia mínima dividido N
% 9. Hacer gráfica SER vs SNR
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% limpiar pantalla y registros
clear all;
clc;
close all;
% Definir los símbolos de la constelación 4-CSK. Para ello se utilizó el
% algoritmo de búsqueda PSO, donde se consideró lo siguiente:
% Frecuencia del transmisor = 50 kHz
% Distancia entre frecuencias generadas en el LTF = 5 kHz
distancia=10000;

% Potencias RGB generadas por cada punto cromático [R G B] para los 4
% símbolos. Para una distancia de 10K
RGB=[28.8859 26.3474 10.4655
23.9822 29.4792 32.8878
16.9742 40.6309 48.4559
11.2120 31.5661 87.9854];

% cada punto cromático genera un conjunto de potencias RGB, que al ser
% propagadas por el espacio libre induce en el LTF una señal o símbolo
% a(l), donde l=1,2..M Tamaño de la constelación. El algoritmo PSO
retornó los siguientes valores para el vector a=[a1 a2 a3 a4].
%a=[5 5.500 6.000 6.500]*1.0e+04;
% frecuencia del transmisor
ft=50000;
% definir la K de ganancia del sistema LTF
m1=895;m2=700;m3=544;
m=[m1 m2 m3];
K=(m1+m2+m3);
% Determinar la frecuencia que genera el LTF dado a cada potencia óptica
% incidente. Esto es el símbolo a
A=RGB*m';
L=4; % tamaño de la constelación
a = RGB*[1;1;1]; % esto realiza la suma de cada potencia RGB asociada a
cada símbolo
Ea=A.^2;

```

```

% definir el tamaño de los símbolos a transmitir durante cada valor del
SNR
N=1000000;
% variable para guarda el resultado del SER (error de símbolo) simulado
SER=[];
% variable para guarda el resultado del SER teórico
SERteorico=[];
% definir el número máximo de SNR en dB
maxSNR = 35;
minSNR=10;
tic; % para iniciar el tiempo de simulación
% La simulación se realiza durante el barrido del SNR del sistema
for SNR=minSNR:maxSNR
    p=1;
    if p==1
        % variable para contar los símbolos erróneos
        ser=0;
        serteorico=0;
        No=0;
        varianza=0;
        % los L símbolos de la constelación se transmiten N veces de manera
        % aleatoria
        for i=0:N;
            % se define el símbolo a(k) a transmitir de manera aleatoria
            k=round(3*rand+1);
            s=A(k);
            var=Ea(k)/(10^(SNR/10));
            % determinar la varianza de ruido para el valor del SNR
            %var=Ea(k)/(10^(SNR/10));
            %var2=Ea(k)/(m2^2*10^(SNR/10));
            %var3=Ea(k)/(m3^2*10^(SNR/10));
            %var=2*3*distancia^2/(K^2*10^(SNR/10));
            % símbolo + ruido
            r=s+sqrt(var)*(randn);
            %r=s+(m1+m2+m3)/6*(sqrt(var))*(randn);
            % determinar la mínima distancia entre la señal recibida y los
simbolos
            % de la constelación L-CSK, para la identificación de la señal
            % recibida
            dismenor=1000000000000; % establecer una distancia de referencia
muy grande
            for j=1:length(a)
                % distancia entre el símbolo j y la señal recibida r(k)
                % decidir que la señal recibida pertenece al simbolo de
menor
                % distancia
                dis=abs(A(j)-r);
                if (dis<dismenor)
                    % almacena el simbolo detectado
                    simDetectado = A(j);

```

```

% distancia utilizada para clasificar los simbolos
    dismenor=dis;
    end

    end
    % se hace el conteo de los símbolos erroneos.
    if s~=simDetectado
        ser=ser+1;
    end

    end
end
% determinar la probabilidad de error teórico para el SNR actual
Et=(Ea(1)+Ea(2)+Ea(3)+Ea(4))/L;
VAR=Et/(10^(SNR/10));

SERteorico =[SERteorico 3/4*erfc(sqrt((distancia^2/(8*VAR))))];
% se determina el error de símbolo. Símbolos erróneos dividido el total
de datos enviados
% Probabilidad de error de símbolo por simulación
    SER=[SER ser/N];
end

% medir el tiempo de simulación
t=toc;
% crear el vector SNR desde cero en dB
SNRdB=minSNR:maxSNR;

figure
% grafica del SNRdB vs el SER teorico
semilogy(SNRdB,SERteorico,'--b.','MarkerSize',30);
hold on
% grafica del SNRdB vs el SER obtenido por simulación
semilogy(SNRdB,SER,'--k.','MarkerSize',30);
grid on;
legend('Teorico', 'Simulado');
xlabel('SNR dB','FontSize',30);
ylabel('Pe','FontSize',30);

```