



Universidad Nacional  
**SAN LUIS GONZAGA**



### **Atribución-NoComercial-SinDerivadas 4.0 Internacional**

Esta licencia es la más restrictiva de las seis licencias principales Creative Commons, permitiendo a otras solo descargar sus obras y compartirlas con otras siempre y cuando den crédito, pero no pueden cambiarlas de forma alguna ni usarlas de forma comercial.

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0>



N° 062-2023

## CONSTANCIA

El que suscribe, director de la Unidad de Investigación de la Facultad de Ingeniería Mecánica Eléctrica y Electrónica, hace constar que se ha realizado el análisis con el software de verificación de similitud de la Tesis cuyo título es:

### **"ANÁLISIS DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN POR LUZ VISIBLE Y LOS EFECTOS DE LA ECUALIZACIÓN ADAPTATIVA"**

Presentado por:

**AMORETTI YRRIBARI WALTHER REDSY**

**TITULANDO EGRESADO** del nivel de **PREGRADO** de la Facultad **INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA** – Escuela Profesional de **INGENIERÍA ELECTRÓNICA**. El resultado obtenido es un porcentaje de **SEIS POR CIENTO (6%)**, por el cual se le otorga el calificativo de:

**APROBADO**

Se adjunta al presente, el reporte de evaluación con el software de verificación de originalidad.

Ica, 15 de agosto del 2023

UNIVERSIDAD NACIONAL "SAN LUIS GONZAGA"  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA  
UNIDAD DE INVESTIGACIÓN



Mag. Zoraida Pacheco Casavilla  
DIRECTORA DE UNIDAD

UNIVERSIDAD NACIONAL "SAN LUIS GONZAGA"  
VICERRECTORADO DE INVESTIGACIÓN  
Facultad de Ingeniería Mecánica Eléctrica y Electrónica



## **Análisis de un sistema de comunicación por luz visible y los efectos de la ecualización adaptativa**

Línea de investigación

Ciencias naturales, ingeniería y tecnologías sostenibles

### **INFORME FINAL DE TESIS**

AUTOR:

WALTHER REDSY AMORETTI YRRIBARI

**Ica, Perú**

**2022**

Dedicatoria.

Hoy, al culminar mi tesis, deseo expresarles mi más profunda gratitud por su constante apoyo, amor incondicional y por ser mi mayor fuente de inspiración a lo largo de este emocionante viaje académico. Vuestra influencia ha sido fundamental en mi crecimiento y desarrollo, y me siento profundamente agradecido por tenerlos como mis padres.

A ti, papá loquito, quiero dedicarte unas palabras especiales. Tus consejos sabios y tu sabiduría infinita han sido una guía invaluable en cada paso que he dado. Tus palabras alentadoras y tus experiencias compartidas han sido una brújula que me ha mantenido en el camino correcto. Tu dedicación para ayudarme a alcanzar mis metas y tu constante presencia me han fortalecido en momentos de duda y han sido la base de mi determinación. Hoy, mi tesis es el testimonio de tu sabiduría transmitida de generación en generación. Te agradezco por ser mi amigo, mi confesor y mi mentor. Este logro también es tuyo.

Y a ti, madrecita, quiero expresarte mi profundo agradecimiento por tu bondad inigualable y tu incansable lucha. Tu amor incondicional y tu dedicación desinteresada han sido un faro de esperanza en los momentos más oscuros. Tu generosidad y compasión han sido ejemplos vivientes de cómo impactar positivamente en la vida de los demás. Tu apoyo inquebrantable y tus palabras de aliento han sido mi mayor motivación. Tu fuerza y tu valentía en enfrentar los desafíos de la vida son una inspiración constante para mí. En cada página de esta tesis, se refleja tu espíritu de lucha y tu amor infinito. Este logro también es tuyo.

Hoy, al culminar esta etapa, quiero honrar su presencia en mi vida y agradecerles por ser los pilares fundamentales que me han sostenido en cada paso del camino. Vuestra dedicación, sacrificio y amor incondicional han hecho posible que hoy celebre este logro. Mi tesis es más que un documento académico, es un tributo a ustedes, mis padres.

Con todo mi amor y agradecimiento,

Agradecimiento:

Hoy, al finalizar esta etapa de mi vida, quiero tomar un momento para expresar mi más sincero agradecimiento a cada uno de ustedes. Su presencia en mi camino universitario y profesional ha sido fundamental, y no puedo más que sentirme afortunado de contar con amigos tan maravillosos y motivadores como ustedes.

A mis amigos de universidad, quiero darles las gracias por haber estado a mi lado durante cada ciclo académico. Desde los primeros días de clases hasta las noches de estudio interminables, hemos compartido risas, esfuerzo y también momentos de estrés. Su unión y apoyo constante han sido una fuente inagotable de aliento y fortaleza. En los momentos difíciles, siempre encontré en ustedes un hombro en el que apoyarme y en los momentos de celebración, compartimos juntos las victorias. Vuestra presencia en mi vida universitaria ha sido una bendición, y agradezco profundamente haber compartido esta etapa tan significativa con amigos tan leales y verdaderos. Sin duda, nuestras amistades perdurarán más allá de estos años universitarios.

Y a mis amigos de trabajo, quiero expresar mi gratitud por recordarme constantemente la importancia de no rendirme y de seguir persiguiendo mi título. Vuestra constante motivación y recordatorios de que el esfuerzo vale la pena han sido un impulso invaluable en mi camino profesional. Vuestras palabras de aliento y vuestro ejemplo de perseverancia me han recordado que cada paso que doy me acerca a mis metas. Vuestra confianza en mis habilidades y vuestro estímulo para seguir creciendo profesionalmente han sido esenciales en mi desarrollo. Agradezco de corazón vuestro compromiso en mantenerme enfocado y motivado durante esta etapa de mi vida. Vuestra amistad y respaldo me han impulsado a alcanzar lo mejor de mí mismo.

Hoy, al mirar hacia atrás y reflexionar sobre mi recorrido, no puedo evitar reconocer el papel esencial que cada uno de ustedes ha desempeñado en mi vida. Vuestra amistad, apoyo y ánimos inquebrantables han hecho una diferencia significativa en mi camino hacia el logro de mi título universitario y profesional. Cada paso que he dado, cada desafío que he superado, ha sido en parte gracias a ustedes.

Desde lo más profundo de mi corazón, les agradezco por estar a mi lado, por creer en mí y por inspirarme a alcanzar mis metas. Nuestra amistad ha sido un regalo invaluable que atesoraré por siempre.

Con gratitud y cariño.

## INDICE

Dedicatoria.....	ii
Agradecimientos .....	iii
Índice.....	iv
Índice de tablas.....	vii
Índice de figuras.....	viii
Resumen.....	x
Abstract.....	xi
I. Introducción.....	1
II. Estrategia metodológica .....	3
2.1. Bases teóricas.....	3
2.1.1. Comunicación con luz visible .....	3
2.1.2. Requisitos para sistemas VLC.....	5
2.1.3. Ejemplos de aplicaciones de comunicación con luz visible.....	6
a. Red doméstica inteligente .....	7
b. Conectividad móvil.....	7
c. Entornos de riesgo.....	7
d. Vehículos y tráfico.....	7
e. Seguridad.....	7
f. Hospitales y relaciones de asistencia sanitaria .....	7
g. Expansión del espectro wifi.....	8
h. Aviación.....	8
i. Comunicación subacuática .....	8
j. Aplicaciones de sonido .....	8
2.1.4. La historia de la comunicación con luz visible .....	8
2.1.5 Revisión de la literatura.....	9
2.1.6 Contribución y organización de tesis .....	13
2.2. Diodo emisor de luz.....	14
2.2.1. Leds blancos a base fósforo.....	15

2.2.2. Leds blancos basados en ultravioleta .....	16
2.2.3. Leds RGB.....	16
2.3. Leds blancos como elemento de alimentación e iluminación.....	16
2.4. Fotodiodo .....	18
2.5. Propagación de la luz.....	20
2.6. Modelo de canal.....	23
2.6.1. Retraso medio y dispersión del retardo cuadrático medio de la raíz.....	24
2.6.2. Ruido de canal.....	25
2.7. Filtros utilizados en sistemas VLC .....	25
2.7.1. Filtro de coseno elevado.....	26
2.7.2. Ecuación de canal adaptable.....	29
2.8. Implementación del medio de simulación.....	33
2.8.1. Medio de simulación.....	33
2.8.2. Cálculo de la iluminación.....	35
2.8.3. Cálculo de la potencia recibida .....	37
2.8.4. Cálculo de la respuesta al impulso .....	39
2.8.5. Retraso medio y propagación del retardo RMS de la sala simulada .....	41
2.8.6. SNR teórico y tasa de error de bits teórico .....	42
2.8.7. Implementación del filtro de coseno elevado.....	45
III. Resultados .....	47
3.1. Pasos de las pruebas .....	47
3.2. Efecto del campo de visión .....	50
3.3. Efecto de la duración del símbolo.....	50
3.4. Efecto del ruido.....	53
3.5. Efecto de los parámetros LMS y RLS.....	53
3.6. Efecto de la longitud de la secuencia del tren .....	54
3.7. BER vs SNR bajo diferentes períodos de símbolos y campo de visión.....	54
3.8. Comparación de la complejidad temporal de LMS y RLS.....	56
IV. Conclusiones.....	58

V. Recomendaciones.....	58
VI. Referencias bibliográficas.....	59

Índice de tablas

Tabla I: Parámetros de simulación.....	34
Tabla II: El consumo de tiempo de RLS y LMS bajo diferentes señales longitudes (segundo) .....	56

## Índice de figuras

Figura N°1: Lugar de la luz visible en el espectro electromagnético .....	3
Figura N°2: Diagrama de bloques del canal de detección directa de intensidad modulada.....	4
Figura N°3: Ejemplo de VLC en entorno de oficina .....	4
Figura N°4: Predicción del tráfico móvil global.....	6
Figura N°5: Coeficiente de desarrollo en eficiencia espectral .....	6
Figura N°6: Led y principio de funcionamiento .....	14
Figura N°7: Espectro óptico normalizado de un Led blanco .....	15
Figura N°8: Disposición y construcción de polarización básica y representación de símbolo de circuito de fotodiodo.....	18
Figura N°9: Potencia recibida en el fotodiodo.....	19
Figura N°10: Valores de reflectancia espectral de diferentes materiales según la longitud de onda de la luz.....	20
Figura N°11: Rayos de luz emitidos desde una sola fuente, que inciden en un punto de cada una de las dos superficies en ángulo recto entre sí.....	21
Figura N°13: Demostración de la potencia óptica producida por la reflexión de 1er orden...22	
Figura N°14: Modelo de canal de comunicación de luz visible.....	24
Figura N°15: a) Señal enviada en el dominio del tiempo mediante modulación OOK; b) Componentes de frecuencia de la señal enviada; c) Señal recibida en el dominio del tiempo; d) Componentes de frecuencia de la señal recibida .....	26
Figura N°16: Respuesta de frecuencia y respuesta de impulso de filtro de coseno elevado...29	
Figura N°17: Diagrama de bloques del ecualizador de retroalimentación de decisiones .....	30
Figura N°18: Medio de simulación.....	34
Figura N°19: Rayos que se originan en múltiples fuentes y llegan directamente a la superficie .....	35
Figura N°20: Iluminación directa en el escritorio.....	36
Figura N°21: Iluminación por reflexión directa y de primer orden en el escritorio.....	37
Figura N°22: Potencia recibida con iluminación directa .....	38
Figura N°23: Potencia recibida con iluminación directa y de 1er orden .....	38

Figura N°24: Respuesta de impulso en (0.1 0.1 0.85) para 60 grados FOV a) con 1ra reflexión b) sólo iluminación directa c) con 1er reflexión en el tiempo [6 22] c) solo iluminación directa en el rango de tiempo [6 22] .....	40
Figura N°25: a) Nivel de señal transmitida $X(t)$ b) Nivel de señal recibida $Y(t)$ en $N(t)=0$ ...	41
Figura N°26: Tiempo medio de demora en cualquier lugar del escritorio.....	42
Figura N°27: RMS Delay Spread en cualquier lugar del escritorio.....	42
Figura N°28: SNR teórica bajo iluminación directa .....	44
Figura N°29: SNR teórica bajo iluminación de reflexión directa y de 1er orden .....	44
Figura N°30: BER teórico.....	45
Figura N°31: Respuesta de frecuencia del filtro de coseno elevado.....	45
Figura N°32: a) Señal recibida antes del filtro de coseno elevado b) Señal recibida después del filtro de coseno elevado.....	46
Figura N°33: Diagrama de bloques del sistema.....	48
Figura N°34: Símbolo obtenido sin ecualización .....	49
Figura N°35: Símbolo obtenido con ecualización .....	49
Figura N°36: Efecto del campo de visión .....	50
Figura N°37: Efecto de la duración del símbolo.....	51
Figura N°38: Efecto del SNR .....	52
Figura N°39: Efecto del parámetro de control en el algoritmo LMS.....	53
Figura N°40: Efecto del parámetro de control en el algoritmo RLS.....	54
Figura N°41: Efecto de la longitud de la secuencia del tren .....	54
Figura N°42: Resultados de BER .....	55

## RESUMEN

La comunicación por luz visible es una tecnología de nuevo desarrollo que se ha planteado como una alternativa a los actuales sistemas de comunicación basados en electromagnética. Los estudios realizados recientemente llevaron al uso de la tecnología led para fines de iluminación y para que esta tecnología tenga una ventaja sobre los dispositivos que consumen energía excesiva como actualmente siendo utilizado por nosotros. Se están realizando estudios para utilizar leds de manera efectiva como antena transmisora de transmisión óptica y aplicación de técnicas de modulación utilizadas en sistemas electromagnéticos a la tecnología VLC con el fin de lograr resistencia contra ruido blanco, reflejos, refracciones y ecos. En esta tesis, se utilizó una sala vacía en forma de prisma rectangular de dimensiones predeterminadas con paneles de led, en número y posición previamente determinados, que enviaban datos, por lo que, la respuesta al impulso mostrada por el canal hasta los datos enviados que llegaban al fotodetector se analizaba según diferentes ángulos de FOV en entorno informático y posteriormente, los datos se enviaban al receptor a través de estos canales que tienen diferente respuesta al impulso en función de los grados de FOV específicos. Los resultados de la simulación se han mostrado en gráficos de cambio de tasa de error de bits basado en SNR, y se ha observado que el filtro adaptativo en el que se utiliza el algoritmo RLS proporcionó mejores resultados que el filtro adaptativo en el que se utilizó el algoritmo LMS.

Palabras clave: Comunicación con luz visible, ecualización, LMS, RLS.

## ABSTRACT

Visible light communication is a newly developed technology that has been proposed as an alternative to current electromagnetic-based communication systems. Recent research has shown that LED technology is being used for lighting purposes and that this technology has advantages over the high power devices we currently use. Research is currently underway to efficiently use LEDs as transmitting antennas for light transmission, and to apply modulation techniques used in electromagnetic systems to VLC technology to achieve immunity to random noise, reflections, refractions, and echoes. In this work, a blank space was created in the form of a rectangular prism of a given size using predetermined numbers and positions of LED panels, and data was sent. Thus, the impulse response appears through the channel to the data sent. Visible light communication is a newly developed technology that has been proposed as an alternative to current electromagnetic-based communication systems. Recent research has shown that LED technology is being used for lighting purposes and that this technology has advantages over the high power devices we currently use. Research is currently underway to efficiently use LEDs as transmitting antennas for light transmission, and to apply modulation techniques used in electromagnetic systems to VLC technology to achieve immunity to random noise, reflections, refractions, and echoes. In this work, a blank space was created in the form of a rectangular prism of a given size using predetermined numbers and positions of LED panels, and data was sent. Thus, the impulse response appears through the channel to the data sent.

Keywords: Communication with visible light, equalization, LMS, RLS.

## I. INTRODUCCIÓN

Antes de que la discusión pase a la comunicación por luz visible, es importante que entendamos las tecnologías de comunicación utilizadas actualmente. El método de comunicación puede ser por cable o inalámbrico. Las tecnologías de comunicación podrían emplear cables de cobre típicos, cables de categoría CAT5, CAT6 y, más popularmente, cables de fibra óptica como medio. Por otro lado, las tecnologías de comunicación inalámbrica utilizan aire en lugar de cables como medio de transmisión de información. El aporte de la propuesta de investigación a nivel práctico se ciñe a la estructura y simulación en un entorno de desarrollo integrando la implementación y observación de los efectos del sistema a través del cálculo de la iluminación creada en el laboratorio, cálculo de la fuerza óptica total que afecta la superficie, cálculo de la respuesta de impulso del canal de comunicación según la posición de un transmisor especial, retardo medio y dispersión del retraso en el valor eficaz y el cálculo de los valores teóricos de la relación señal-ruido y de la tasa de errores de bits. En el 2020, Chi, et al. [1] tuvieron como objetivo de estudio comparar el diodo emisor de luz (LED) blanco integrado con chip multicolor; el LED blanco está basado en fósforo es más atractivo para la iluminación diaria debido a su menor costo y complejidad, por tanto, es preferible para el uso comercial de los sistemas de comunicación por luz visible (VLC). En el 2020, Baykaş, et al. [2] tuvieron como objetivo de estudio lograr un aumento significativo en la velocidad de datos mediante el diseño de un receptor optoelectrónico para el sistema de comunicación de luz visible. El diodo emisor de luz (LED) utilizado en el lado del transmisor en el sistema de comunicación de luz visible no permiten transmitir altas velocidades de datos debido al ancho de banda limitado. En el 2020, Hao, et al. [3] tuvieron como objetivo de estudio la tecnología de comunicación de luz visible (VLC) tiene alta seguridad y anti-interferencia en el entorno de interferencia electromagnética. El uso de dispositivos led en transmisores ópticos tiene las ventajas de bajo costo y bajo consumo de energía, pero también está limitado por el bajo ancho de banda de los componentes. En el 2018, Martínez [4] tuvo como objetivo de estudio proponer un sistema de comunicación por luz visible (VLC) de baja complejidad, la realización de un algoritmo de optimización PSO para el diseño de constelaciones M-CSK-LTF, considerando las restricciones del transmisor y del receptor y la tasa de error de símbolo (SER), y la relación de señal a ruido (SNR). En el 2017, H. Asif, A. Khalid, y A. Zafar [5] tuvo como objetivo de estudio el proponer la transmisión de datos y la iluminación. Los resultados de la simulación muestran que la pendiente de la curva de tasa de error de bits (BER) de FSE es paralela a la del ecualizador de probabilidad máxima (ML) con mucha menos complejidad. En el 2018, Banda [6] tuvo como objetivo de estudio proponer un diseño e implementar un prototipo de transceptor de comunicación por luz visible e infrarroja para ambientes interiores, utilizando elementos de hardware compuesto de interfaces analógicas para el transmisor y receptor, cuyos circuitos esquemáticos son diseñados, simulados,

implementados y medidos en laboratorio, los resultados de estas mediciones son graficados y explicados; el software libre empleado es el sistema operativo GNU. a) La importancia de la propuesta de investigación se ciñe a la existencia de varios factores a considerar en un diseño, implementación y simulación de iluminación que cumplan las condiciones de luminosidad en un determinado entorno interno, es decir, optimizar las características luminarias, el ángulo de emisión, de potencia, el entorno, localización de las luminarias, requisitos que normalmente se omite o desestima en la evaluación del rendimiento y necesidades para un enlace de datos del sistema de comunicación por luz visible.

## II. ESTRATEGIA METODOLÓGICA

### 2.1. Bases teóricas.

**2.1.1. Comunicación con luz visible.** Existen señales de radio de luz en el espectro electromagnético que contiene señales como los rayos X. La luz es el único tipo de luminiscencia que es visible entre los rayos electromagnéticos.

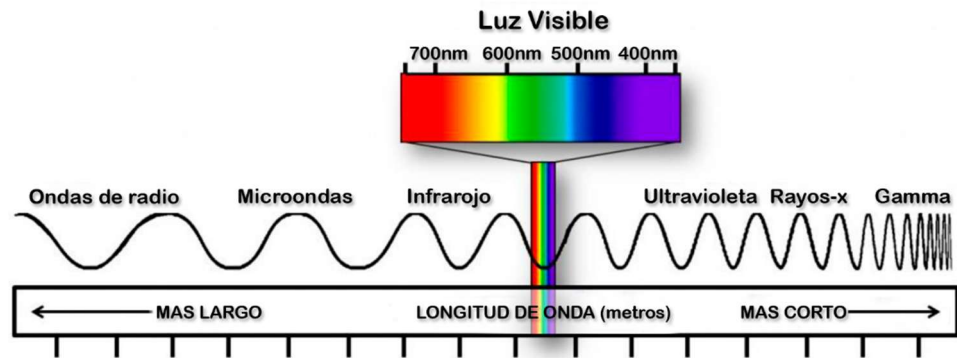


Figura N°1: Lugar de la luz visible en el espectro electromagnético.

La longitud de onda de la luz visible está en un rango de 375 nm – 780 nm. La comunicación por luz visible se realiza mediante led que se utilizan para la iluminación en longitudes de onda entre 375 nm y 780 nm. Cuando miramos el sistema en términos del ancho de onda, vemos que el ancho de banda de comunicación es de aproximadamente 400 THz de ancho. El lugar de las longitudes de onda de luz visible en el espectro electromagnético se muestra en la figura N°1. Cuando separamos el espectro visible en términos de colores, se puede observar una separación de colores en los siguientes rangos; color púrpura 380 - 450 nm, color azul 450 - 495 nm, color verde 495 - 570 nm, color amarillo 570 - 590 nm, color naranja 590 - 620 nm y color rojo 620 - 750 nm. Mediante el uso de esta información es posible utilizar un rango de banda de transmisión en relación con el color de la luz que irradia el led. Los leds difieren según el uso de los colores en el espectro visible. Hay una diversificación en forma de led RGB (rojo, verde, azul) y blancos basados en fósforo. Además de los leds, los fotodetectores también son importantes debido al hecho de que se utilizan como fuentes receptoras. VLC, de manera similar a las otras tecnologías de comunicación óptica inalámbrica, toma como base los canales de detección directa de intensidad modulada (IM / DD). Cuando mencionamos IM/DD se trata de los circuitos mediante los cuales tienen lugar transformaciones eléctrico-ópticas como se muestra en la Figura 2. La densidad óptica instantánea  $i(t)$ , se modula en proporción directa a la señal de entrada,  $x(t)$ . Esta modulación de densidad es realizada por las lámparas led en la comunicación de luz visible. Después de la modulación, los datos se transmiten a

través del canal de señal de densidad. El fotodiodo que está disponible como fotodetector en el receptor, transforma la señal óptica intensa recibida en corriente eléctrica  $y(t)$  después de detectarla.

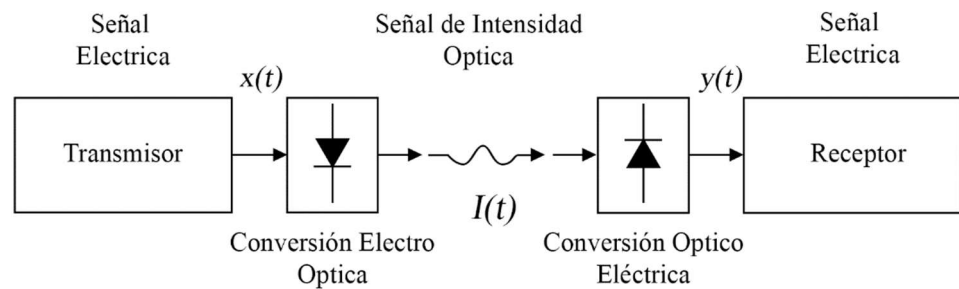


Figura N°2: Diagrama de bloques del canal de detección directa de intensidad modulada.

La luz que se emite desde los leds que se utilizan tanto para la iluminación como para la comunicación, llega a los fotodetectores ya sea directamente o por reflexión. Cuando consideramos cómo se dispersa la luz en un cierto ángulo, podemos entender que muchas señales llegan al receptor directamente o al ser reflejadas. Las señales enviadas a través de la difusión de la luz se pueden recibir mediante la conexión de los fotodetectores a los ordenadores portátiles en una oficina con conexión a Internet.

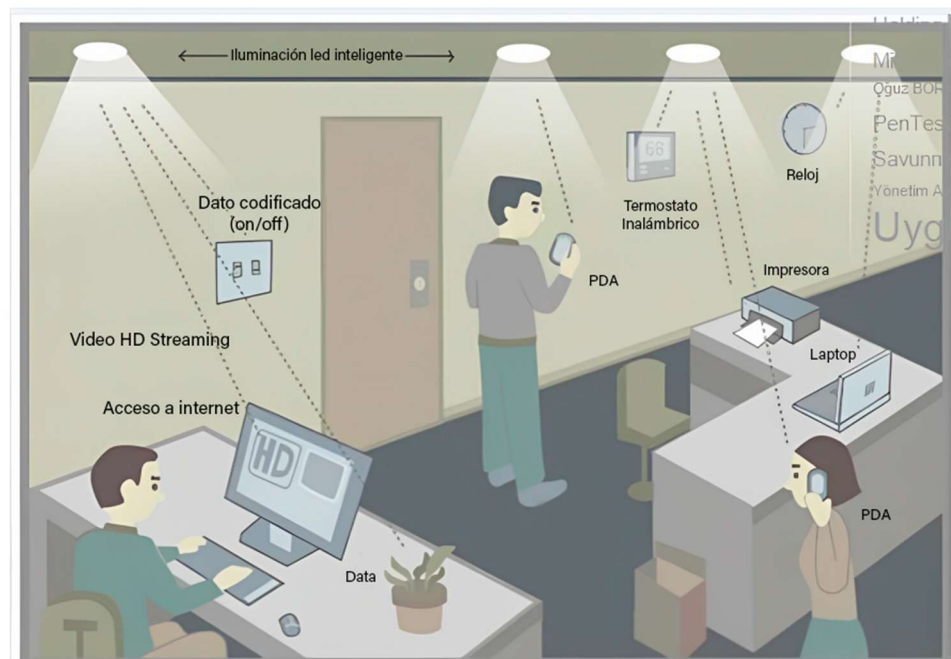


Figura N°3: Ejemplo de VLC en entorno de oficina [7].

Además, el requisito de salida también podría satisfacerse mediante un comando directo a la impresora. En el ejemplo que muestra el uso de sistemas VLC en un entorno de oficina en la figura N°3, la comunicación proporcionada es

unidireccional. Para una comunicación dúplex, todas las fuentes que intervienen en la transmisión de datos deben estar en posesión de fuentes led. Para VLC, la luz recogida como resultado de los reflejos también es importante, además de la luz transmitida directamente. La razón de esto es el hecho de que las señales reflejadas conducen a Inter Symbol Interference (ISI). Por esta razón, se requiere que se conozca la propagación retardada del canal para determinar sus características. La comunicación con luz visible tiene ventajas y desventajas como las comunicaciones RF e IR. La comunicación VLC es más ventajosa en términos de servicio y ancho de banda en comparación con las comunicaciones IR y RF. Sin embargo, en términos de cobertura y uso móvil, VLC tiene algunas desventajas en lo que respecta a la comunicación de RF. Es posible hacer que el uso en interiores de VLC, donde se dispone de iluminación adecuada, sea más atractivo gracias a algunas mejoras. Considerado desde esta perspectiva, hay muchas áreas de uso. El rápido desarrollo de VLC ha estado en progreso y, como tal, ha comenzado a tener lugar en la tecnología de RF en entornos interiores. El hecho de que, con esta tecnología, el consumo de energía sea bajo y las fuentes puedan obtenerse fácilmente es bastante ventajoso [8]. Otra calidad superior de los sistemas VLC se revela en el campo de la salud y la seguridad. Debido al uso de la luz como alternativa a las ondas de radio en los sistemas VLC, su efecto sobre la salud de los humanos es insignificante. Las ondas radioeléctricas tienen el potencial de afectar el funcionamiento de, en particular, los productos sanitarios por interferencia. En la comunicación por luz visible tal interferencia no existe. Las ondas de radio se emiten desde las paredes sin protección/aislamiento especial. En entornos que requieren seguridad, esto causa una brecha de seguridad. Sin embargo, no es posible que la luz cruce a través de una pared y, por lo tanto, VLC proporciona una seguridad superior en comparación con las ondas de radio.

**2.1.2. Requisitos para sistemas VLC.** Con cada día que pasa, la necesidad de datos aumenta exponencialmente. Por otro lado, las nuevas tecnologías intentan satisfacer esta necesidad cada vez mayor. Por poner un ejemplo, el último sistema 4G implementa el uso repetido de las frecuencias disponibles a medida que aumenta el dispositivo móvil y se encuentran problemas de capacidad en el sistema. A pesar del uso de algoritmos serios, según las predicciones de Cisco, el tráfico global de información móvil alcanzará el nivel de 24.3 Exabytes en 2019, como se muestra en la figura N°4.

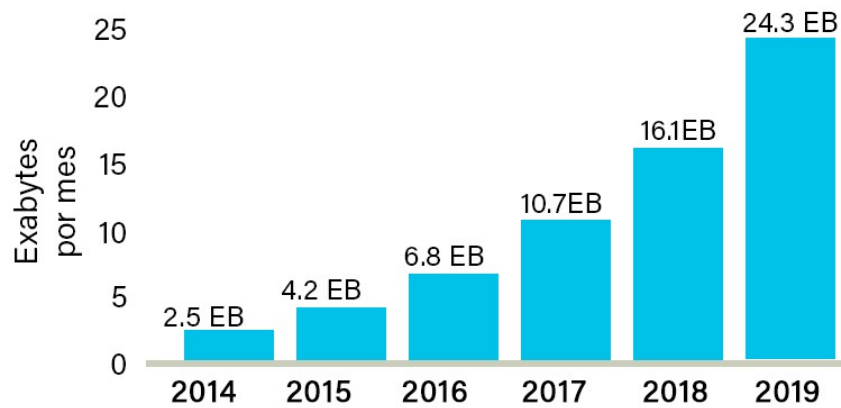


Figura N°4: Predicción del tráfico móvil global [8].

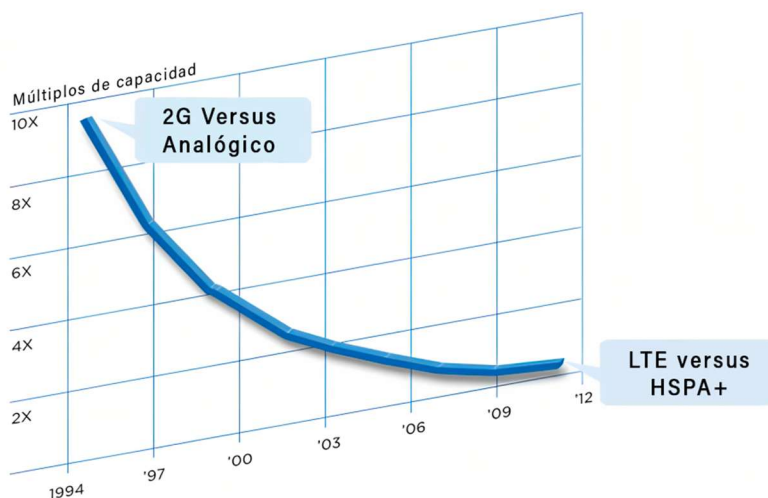


Figura N°5: Coeficiente de desarrollo en eficiencia espectral [9].

Cuando examinamos el gráfico de desarrollo de las tecnologías de comunicación móvil que se muestra en la figura N°5 en este punto, podemos ver que el coeficiente de desarrollo de la eficiencia espectral se ha reducido desde alrededor de 2012 y últimamente se ha observado que se aproxima a los límites teóricos. Justo en este momento, la existencia de un entorno de comunicación que no actuaría sobre la comunicación por radio que se ocupa de la demanda móvil cada vez mayor y la disminución de la eficiencia tecnológica resolvería el problema de las relaciones públicas. El candidato más probable para esta solución parece ser la tecnología VLC.

**2.1.3. Ejemplos de aplicaciones de comunicación con luz visible.** La tecnología VLC no se ha desarrollado para tener lugar completamente en las tecnologías de comunicación inalámbrica existentes. Su propósito es ser una tecnología complementaria donde las tecnologías inalámbricas disponibles no son suficientes. La tecnología VLC proporciona una amplia gama de investigaciones y aplicaciones. Algunas de las aplicaciones importantes son las siguientes:

- a. Red doméstica inteligente.** La Red Doméstica Inteligente consiste en sistemas tales como sonido, datos y sistemas de comunicación de información, sistemas de cámaras de seguridad, sistemas de aire acondicionado donde se puede ajustar la temperatura y similares, integrados en la misma plataforma administrada centralmente. El sistema VLC proporciona capacidad de comunicación inalámbrica en interiores, incluida la iluminación, el control y la transmisión de medios, y la accesibilidad a Internet que son necesarias para la red de hogar inteligente. Esta tecnología reduce los costes de cableado y el consumo de energía en los edificios.
- b. Conectividad móvil.** La luz visible que se emite al entorno por led se dirige al receptor para lograr una transmisión de datos segura. Mediante el uso de esta tecnología es posible transmitir datos a velocidades mucho más altas de lo que es posible con tecnologías de comunicación inalámbrica como bluetooth o wifi.
- c. Entornos de riesgo.** En las zonas donde existe riesgo de explosión (minas, instalaciones petroquímicas, pozos petrolíferos, instalaciones nucleares, etc.) la comunicación puede cortarse y podría haber un problema derivado de la comunicación. La tecnología VLC proporciona iluminación segura y comunicación inalámbrica en planchas de riesgo para el entorno.
- d. Vehículos y tráfico.** Las lámparas led actuales se están utilizando en los faros y la iluminación interna de los vehículos y también en los semáforos y farolas. Dadas las circunstancias, es posible utilizar la tecnología de comunicación de luz visible para establecer la comunicación entre los vehículos que se acercan entre sí y los semáforos para obtener información sobre el estado de las carreteras y las aplicaciones de seguridad vial.
- e. Seguridad.** El hecho de que los sistemas VLC puedan transmitir datos de forma segura a altas velocidades es un factor importante a considerar para muchas aplicaciones. El uso de la luz visible proporciona una gran ventaja en lo que respecta a la seguridad, ya que la luz no puede ir más allá de las paredes que la rodean.
- f. Hospitales y relaciones de asistencia sanitaria.** El uso de la tecnología VLC en hospitales y centros de salud tiene grandes ventajas. Se debe evitar el uso de sistemas de comunicación inalámbrica como los teléfonos móviles y wifi, en hospitales especialmente cerca de los dispositivos de resonancia magnética (RM), en los quirófanos y en algunas otras áreas sensibles del hospital. Debido

al hecho de que la tecnología VLC se basa en la luz, no tiene un efecto negativo en los dispositivos en su área periférica.

- g. Expansión del espectro wifi.** Cuando un sistema de comunicación wifi establecido no puede cumplir con los requisitos de datos inalámbricos, los sistemas VLC pueden ofrecer ancho de banda adicional para ser utilizado en el medio en cuestión. Esta tecnología elimina los componentes de RF y el requisito de antena a un bajo costo.
- h. Aviación.** Las luces led que proporcionan iluminación en los aviones pueden al mismo tiempo proporcionar servicios de medios a los pasajeros, así como la comunicación dentro del avión. Como tal, podría ser posible deshacerse de la red de cables que rodean los aviones. Esto reduciría los costes de fabricación de los aviones, así como la reducción de su peso, lo cual es una consideración importante en lo que respecta a los aviones.
- i. Comunicación subacuática.** Aunque las ondas de radio no se pueden transmitir bajo el agua, la luz visible podría proporcionar una transmisión de datos de alta velocidad para distancias cortas bajo el agua. Mediante el uso de esta propiedad de luz visible, se puede lograr la comunicación inalámbrica entre los buzos y los vehículos submarinos.
- j. Aplicaciones de sonido.** En la tecnología VLC, las luces led se pueden utilizar para lograr la transmisión inalámbrica de sonido. Además, se pueden transmitir sonidos numéricamente diferentes mediante el uso de luces led de diferentes colores.

**2.1.4. La historia de la comunicación con luz visible.** De hecho, la comunicación de luz visible utilizada en la vida humana se remonta a la antigüedad. En este tiempo de la historia, las personas llevaban información a largas distancias a través del humo de la combustión del fuego. Otro ejemplo se puede dar a los faros en términos de proporcionar orientación a los marineros en el último período de la historia. El faro más famoso fue construido por el Reino Ptolemaico en Egipto 280 aC y también se llama El Faro Pharos de Alejandría. Otro uso temprano de la luz con fines de comunicación se atribuye a los antiguos griegos y romanos que usaban sus escudos pulidos para enviar señales reflejando la luz solar durante las batallas [10]. Este tipo de ejemplos se pueden dar más en el primer término de la historia de la comunicación de luz visible. Cuando llegamos a la historia reciente del uso de la luz en los sistemas de comunicación, nos encontramos con la invención de la nueva máquina de comunicación de Alexandre Graham Bell, que se llama Fotófono o el

nombre alternativo Radiófono. Es una invención muy prominente y sobresaliente. El principio de esta máquina es así, en realidad no hay diferencia principalmente entre el teléfono clásico normal y el radiófono, el fotófono era similar a un teléfono contemporáneo, pero excepto que usaba luz modulada como medio de transmisión inalámbrica, mientras que el teléfono se basaba en electricidad modulada transportada a través de un circuito de cable conductor [11]. En el sistema se utiliza la forma más simple de aparato para producir el efecto de un espejo plano de material flexible, a cuya parte posterior se dirige la voz del locutor. Bajo el efecto físico de la voz en la presión del aire, el espejo liso se vuelve alternativamente convexo y cóncavo y así, alternativamente dispersa y condensa la luz. Esta era la parte transmisora del sistema. En la parte del receptor se utiliza el material lampblack, pero después de una celda de selenio en el foco de un espejo parabólico que se dirige al receptor y esta situación se denomina posición de Línea de Visión (LOS) de comunicación. La resistencia eléctrica de la celda varió entre 100 ohmios y 300 ohmios inversamente con la caída sobre ella, su resistencia era mayor cuando estaba tenuemente iluminada, menor cuando estaba tenuemente muy iluminada. Finalmente, la señal se transforma en energía eléctrica a partir de energía óptica y se envía al altavoz, y así se obtiene el sonido de nuevo. Estos ejemplos y explicaciones se dan anteriormente para dar información para indicar cómo evolucionó la tecnología de comunicación de luz visible en la historia humana. El trabajo más reciente para el uso de led para transmitir datos por luz visible comenzó en 2003 en el Laboratorio Nakagawa, en Japón. Desde entonces, en la Universidad de Oxford, ha habido numerosas actividades de investigación centradas en VLC, especialmente por Smart Lighting Engineering Centre. Hoy, la estandarización VLC nombrada como 802.15 por el grupo de trabajo IEEE Wireless Personal Area Networks.

**2.1.5 Revisión de la literatura.** Los leds blancos utilizados en el sistema de comunicación de luz visible interior se proponen en [12]. En esta investigación, los leds se utilizan tanto iluminación como receptor de comunicación inalámbrica óptica. La codificación On-off Keying Return-to-Zero (OOK-RZ) se utiliza para modular. La iluminación y transmisión óptica se han probado para evaluar los requisitos para aplicaciones en interiores. Presentaron que los efectos de los problemas de retraso enfrentados en la transmisión de alta velocidad de datos [12]. Los leds también se están utilizando en tráfico para la comunicación. En [13], se propuso la comunicación carretera-vehículo en los semáforos mediante el uso de los leds. En esta investigación, utilizaron una cámara en la parte delantera del

automóvil. La cámara se utiliza para recibir información de los semáforos. La ventaja del sistema propuesto es que múltiples datos pueden ser transmitidos por los leds y recibidos por cámaras de alta velocidad [13]. El uso de la línea eléctrica existente para la comunicación óptica en un hogar se propone en [14]. La línea eléctrica se utiliza para la comunicación entre leds blancos y otras redes. Las líneas eléctricas y tomas de corriente también utilizadas se comportan como redes de datos y puertos. Las señales transmitidas se agregan a la forma de onda cíclica de la corriente alterna (CA) para la modulación de intensidad óptica. La señal del transmisor de la PC se recoge a través de la línea eléctrica y se sesga antes de enviarse a los receptores ópticos. Así que los leds convierten la señal eléctrica en una señal óptica. Después de eso, las señales lo envían al fotodiodo, donde convierte la señal óptica capturada en una señal eléctrica. La señal se demodula de acuerdo con el nivel de luz recibido y luego se envía al terminal móvil [14]. Las comunicaciones ópticas para la comunicación al aire libre se han discutido en [15]. Las computadoras portátiles y los teléfonos móviles se pueden usar para transmitir y recibir información, utilizando transceptores. Tanto los leds como los fotodiodos se utilizan como sistemas transceptores. Para alcanzar la modulación más viable, se implementó la modulación de intensidad [15]. El ejemplo del sistema VLC en la comunicación submarina inalámbrica se propuso en [16]. Utilizaron VLC para la inspección robótica de plantas de energía nuclear. También explicaron la solución para mantener la línea de visión consistente para mantener un enlace de comunicación en detalle en [16]. En esta investigación, se utilizó una red inalámbrica óptica entre los vehículos operados a distancia y la estación de control utilizando led y fotodiodos en ambos lados. Se utilizaron vehículos submarinos operados a distancia para comunicarse con la estación de control a través de agua para transmitir señales de control. Tanto la estación de control y el vehículo son capaces de dirigir un haz de luz en el espacio tridimensional [16]. En [17], los investigadores diseñaron un prototipo para demostrar VLC utilizando led RGB y sensores. Los leds RGB permiten la comunicación de señal paralela. También usaron microcontroladores para controlarlos. Para cambiar los leds RGB a altas velocidades, utilizaron la modulación de ancho de pulso (PWM). Para realizar la comunicación de señales de valor múltiple, se analizaron las características de la variación en el color y el cambio en la intensidad de los leds [17]. En [18], los investigadores propusieron un sistema VLC para transmitir señales de video y audio de alta calidad. La señal de vídeo se moduló mediante el uso de un comparador de alta velocidad en el transmisor. La señal analógica se convirtió de analógica a digital. Las señales se transmitieron utilizando los leds de iluminación

en el transmisor. También utilizaron fotodiodo como receptor para detectar las señales ópticas y el fotodiodo también convirtió la señal óptica en señales eléctricas. La señal eléctrica se amplifica y se convierte de nuevo en salida de vídeo/audio [18]. Se propuso un diseño diferente en [19] para una lente secundaria ultradelgada mediante el uso de leds de dispositivo de montaje de superficie blanca para VLC. Los leds azules se utilizan como receptor y se colocaron directamente en la superficie del dispositivo móvil. Se analizó y verificó el modelado preciso del sistema. En [20], propusieron un sistema de comunicación inalámbrica de luz visible interior que utiliza múltiples equipos de iluminación de leds blancos. Si bien el número de fuentes permite la transmisión de diversidad de sitios a través de enlaces LOS, la diferencia de ruta óptica entre las múltiples fuentes desencadena interferencia entre símbolos, lo que degrada significativamente el rendimiento del sistema. Superaron el problema ISI proponiendo un sistema de ecualización adaptativa. Aclararon el intervalo de secuencia de entrenamiento más efectivo para la estimación de canales en un entorno móvil. Y demostraron que el sistema de ecualización adaptativa con el intervalo efectivo alivia la influencia de sombreado [20]. En el artículo [21], los investigadores propusieron un modelo de panel led que puede colocar leds con cierto ángulo. Sobre la base de los resultados de la simulación, se analiza el efecto de cambiar las direcciones del led y se señala la dirección óptima del led. Redujo la secuencia de entrenamiento en un ecualizador de retroalimentación de decisión (DFE) con algoritmo adaptativo RLS para mitigar el efecto de ISI en un canal de comunicación de luz visible interior presentado en [22]. Analizaron el rendimiento del algoritmo RLS con el DFE para la mejora de la tasa de error de bits (BER) en un modelo de canal interior. Según [22], han demostrado que con el ecualizador RLS propuesto, la secuencia de entrenamiento se puede reducir para permitir que se transmitan más bits de datos para el rendimiento BER idéntico. En referencia [23], demostraron experimentalmente por primera vez un sistema de comunicaciones de luz visible modulado de encendido modulado que logra 170 Mb/s utilizando un ecualizador basado en red neuronal artificial (ANN). En esa investigación, también se implementaron ecualizadores lineales y DFE adaptativos y se midieron los rendimientos del sistema utilizando la implementación en tiempo real y fuera de línea de los ecualizadores. El rendimiento de cada ecualizador se analizó en [23] utilizando un diodo emisor de luz de bajo ancho de banda como transmisor y un fotodetector de gran ancho de banda como receptor. Las velocidades de datos alcanzables utilizando el espectro blanco fueron de 170, 90, 40 y 20 Mb/s para topologías ANN, DFE, lineales y no igualadas, respectivamente. Se investigó el modelado de canales para

comunicaciones de luz visible utilizando el enfoque de trazado de rayos [24]. El entorno de simulación se creó en Zemax® y nos permitió especificar la geometría del entorno, los objetos en su interior, las características de reflexión de los materiales de la superficie, así como las especificaciones de las fuentes de luz y los receptores. La potencia óptica recibida y el retardo de los rayos directos/indirectos se calcularon para el entorno interior especificado y la respuesta de impulso del canal correspondiente (CIR) se obtiene a través de normalizaciones. Presentaron CIR para una serie de entornos interiores y cuantificaron la ganancia de parámetros de canales multitrayecto para cada entorno [24]. El programa de simulación para el entorno de comunicación de luz visible interior basado en MATLAB y Simulink se informó en [25]. El programa considera las posiciones de los transmisores y las elecciones en cada pared. Para el entorno de comunicación de luz visible, el diodo emisor de luz de iluminación se utilizó no solo como dispositivo de iluminación, sino también como dispositivo de comunicación. Usando el programa de simulación, las distribuciones de iluminancia y dispersión de retardo cuadrático medio se analizan en la superficie inferior [25]. El sistema de comunicación de luz visible interior de clase Gigabit que utiliza led blanco RGB disponible comercialmente y explota una modulación optimizada se realizó experimentalmente [26]. Lograron una velocidad de datos de 1,5 Gbit/s con un solo canal y 3,4 Gbit/s mediante la implementación de la transmisión a niveles de iluminación estándar. En ambos experimentos, las proporciones de error de bits resultantes estaban por debajo del límite de corrección de errores hacia adelante (FEC) [26]. En [27], se presentaron resultados experimentales que demostraban un sistema de comunicaciones de luz visible superior a 100 Mb/s utilizando ecualizadores adaptativos lineales. Con el fin de lograr altas velocidades de transmisión, en general, la comunidad investigadora ha adoptado formatos de modificación espectralmente eficientes, como los multitonos discretos y los ecualizadores. La razón de esto no estaba clara, ya que los ecualizadores ofrecen una capacidad sustancial para eliminar la interferencia entre símbolos. Como resultado, implementaron un enlace VLC de línea de visión con un ancho de banda de  $\sim 8$  MHz y un ecualizador de avance lineal; el número de toques se varió para obtener información sobre el rendimiento del sistema utilizando una complejidad variable. La velocidad de transmisión de 120 Mb/s finalmente alcanzada ofrece una ganancia de velocidad binaria a ancho de banda de  $\sim 15$  veces [27]. Los niveles de iluminación dentro del área VLC se simularon para diferentes configuraciones de colocación de led en [28]. Además, se experimentaron varias topologías de red como linear-bus, estrella y árbol. Se observó que la red en estrella distribuye

uniformemente la señal a todos los leds y ofrece una mayor relación señal/interferencia. Siguiendo los resultados de [28], se implementará la red de distribución en estrella para el escenario de colocación led elegido. El objetivo de la investigación en [29] fue la evaluación de técnicas de transmisión inalámbrica óptica espectralmente eficientes en ambientes interiores. Analizaron el potencial del uso paralelo de varios transmisores ópticos. Se ha encontrado que el uso de múltiples transmisores y receptores ópticos podría mejorar sustancialmente el rendimiento de OWC. También se propuso un nuevo concepto de transmisor para OWC en [29].

**2.1.6 Contribución y organización de tesis.** En esta tesis, se diseña y analiza un sistema de comunicaciones de luz visible que opera en una habitación vacía con forma de prisma rectangular y ciertas dimensiones tanto teóricamente como mediante simulaciones por computadora. Totalidades de las simulaciones y algoritmos de análisis están codificados en el alcance de esta tesis por nosotros. Ninguno de los programas adicionales como Zemax u otros programas de simulación no se han utilizado en esta tesis. Los paneles led se colocan en números y posiciones en las ubicaciones previamente determinadas, que envían datos (señal de luz) a través del canal óptico al receptor que tiene un fotodetector para implementar la conversión óptica a eléctrica. La respuesta de impulso mostrada por el canal a través del cual se envían los datos se analiza y grafica de acuerdo con diferentes ángulos de campo de visión (FOV) mediante simulaciones comparables. Posteriormente, los datos (señales luminosas por medio de leds) se transmiten al receptor a través de estos canales que tienen diferentes respuestas de impulso basadas en grados específicos de campo de visión. Los datos, procesados en el receptor, se pasan a través de un ecualizador adaptativo evaluar el rendimiento de la tasa de error de bits (BER) mediante simulaciones por ordenador. Los algoritmos de mínimos cuadrados medios (LMS) y mínimos cuadrados recursivos (RLS) se utilizan para la ecualización adaptativa. Los resultados de la simulación se presentan en gráficos de tasa de error de bits (BER) en función de la relación señal-ruido (SNR). Se concluye que el filtro de ecualizador adaptativo en el que se emplea el algoritmo RLS proporciona mejores resultados de rendimiento que el filtro de ecualizador adaptativo realizado por el algoritmo LMS. En el capítulo "Introducción" de la tesis, se proporcionan las definiciones básicas relacionadas con VLC, se introducen las ventajas y desventajas de la tecnología y se proporciona el resumen de la literatura que cubre los últimos años. El segundo capítulo está reservado para las teorías de fondo sobre las comunicaciones de luz visible (VLC). En este

encabezamiento se proporcionan explicaciones relativas a lo siguiente en el orden en que aparecen;

- a. Estructura de leds.
- b. Estructura de los fotodetectores.
- c. Difusión de luz, modelado de canales para VLC y equalización adaptativa.

**2.2. Diodo emisor de luz.** Led (Light Emitting Diode) es un semiconductor, basado en diodos, elemento de circuito electrónico emisor de luz led, cuyos electrones se movilizan por medio de la corriente aplicada y comienzan a emitir luz. Este efecto se denomina electroluminiscencia y fue descubierto en 1907 por el investigador británico H.J. Round. Los primeros leds de uso comercial se utilizaron solo como fuentes de luz de color rojo de baja densidad en lugar de lámparas indicadores incandescentes y de neón. Inicialmente se utilizaron en dispositivos costosos como equipos de laboratorio y de prueba y más tarde para proporcionar experiencia visual en dispositivos como televisores, radios, calculadoras, etc. El valor de salida de luz de los leds se ha desarrollado en línea con las mejoras en las tecnologías de materiales. La investigación y el desarrollo de led de luz blanca de alta potencia hizo el uso de led en el campo de la iluminación. Actualmente, los leds podrían estar en colores de alto brillo, extendiéndose a lo largo de la sección visible entre las longitudes de onda ultravioleta e infrarroja. Por otro lado, la composición de los productos químicos utilizados determina el color de la luz. Los leds tienen una serie de ventajas en comparación con las fuentes tradicionales de luz, como el bajo consumo de energía, la longevidad del producto, la durabilidad, el tamaño pequeño y la capacidad de encendido y apagado de la alimentación. Sin embargo, son un poco más caras que esas tecnologías.

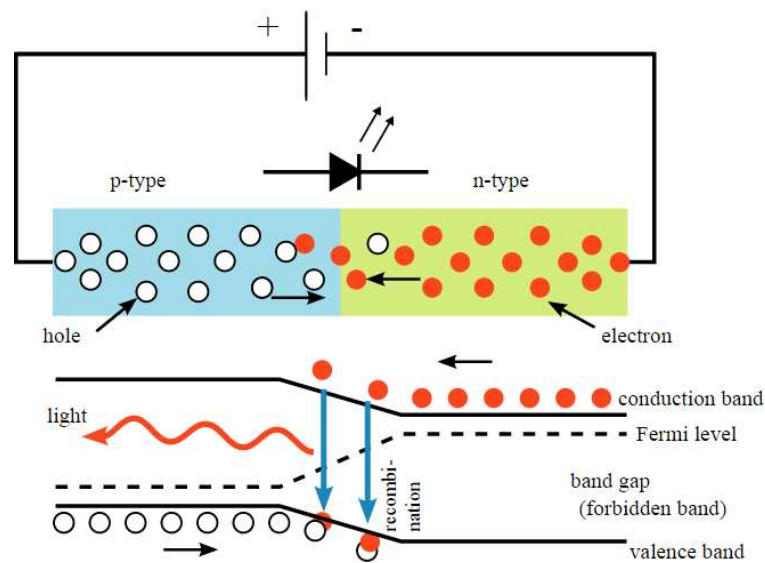


Figura N°6: led y principio de funcionamiento [30].

El principio de funcionamiento de los leds y su presentación en el circuito electrónico se muestran en la figura N°6. Cuando los leds están polarizados en la dirección de la transmisión, los electrones libres pasan a través de la unión P-N y entran en la sección P. Algunos de estos se fusionan con los agujeros aquí. La energía que se revela como resultado de esta fusión es en forma de energía de luz. El valor de la corriente que fluye a través de la unión P-N depende del número de electrones y huecos. Según la teoría cuántica, la energía de la luz se crea como resultado de la fusión de electrones con los agujeros. La cantidad de energía revelada aquí depende del ancho del pasaje P-N. Aunque cada color puede ser producido por leds dentro de la región visible, la luz blanca es el color más deseable para la iluminación general. La emisión de luz blanca de un led es por mezcla de led multicolores o por la combinación de fósforos con emisión led azul/UV [31]. Hay diferentes tipos de leds blancos. Algunos de los más importantes son los leds blancos basados en fósforo, los leds blancos basados en ultravioleta (UV) y los leds RGB (rojo-verde-azul).

**2.2.1. Leds blancos a base de fósforo.** Los leds basados en fósforo emiten luz con menos eficiencia de iluminación (<80 lm/vatio [30]) que los leds RGB. Pero, por otro lado, tiene ventajas como ser creado a partir de un solo color, una provisión más barata en comparación con los leds RGB y ser de naturaleza menos compleja. El ancho de banda se ha aumentado al nivel de 20 MHz mediante el uso de "filtrado azul", una técnica óptica [33]. Solo se utiliza un led de color en los leds blancos a base de fósforo. Cuando se examina la densidad de iluminación de los leds blancos a base de fósforo contra su longitud de onda, se puede observar que la luz azul proporciona una iluminación de mayor densidad, como se puede ver en la figura N°7.

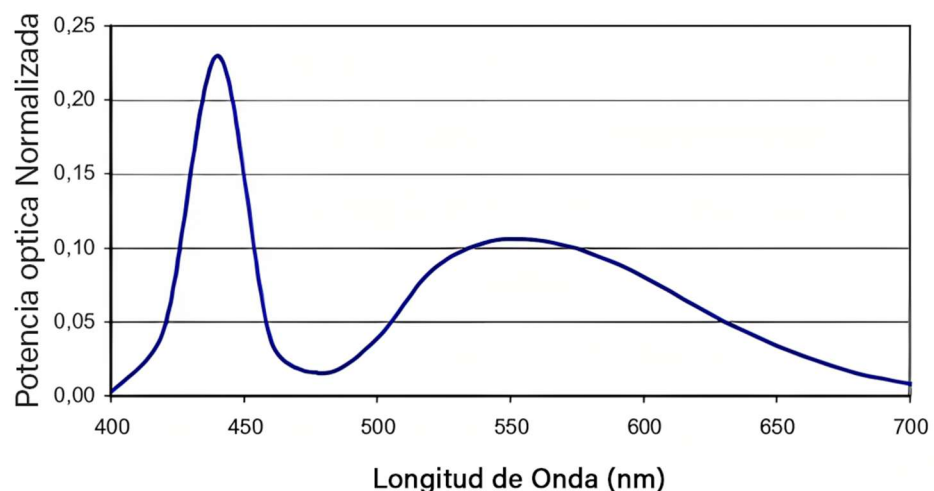


Figura N°7: Espectro óptico normalizado de un led blanco [34].

**2.2.2. Leds blancos basados en ultravioleta.** Los leds ultravioletas se fabricaron con fósforos azules/verdes/rojos previamente recubiertos en led ultravioleta (UV) para emitir luz blanca [31], [35].

**2.2.3. Leds RGB.** Un led RGB de 3 chips es una combinación de mezcla de tres colores para producir luz blanca con poca variación en la temperatura de color Kelvin [36]. Lo que vemos venir del sol es luz blanca. Sabemos que el espectro visible de radiación que emite el sol es en realidad una amplia gama de longitudes de onda, que van desde rojo a naranja, amarillo, verde, azul, índigo a violeta. Cuando esta amplia gama de colores incide en nuestra retina, nuestro cerebro la interpreta como "blanca". Un led tricolor intenta imitar este efecto emitiendo un rango de longitudes de onda de placa. Tenga en cuenta que las tres longitudes de onda dominantes del led tricolor están en los extremos y en el centro del espectro visible, intentando así replicar la cobertura del rango y acercarse lo más posible (con un mínimo de hardware). Por lo tanto, es menos una mezcla y más un intento de crear una función continua mediante el uso de unos pocos puntos muestreados.

**2.3. Leds blancos como elemento de alimentación e iluminación.** La comunicación de luz visible al mismo tiempo contiene los elementos que se utilizan para la iluminación. Cuando se produce la iluminación, las operaciones de conmutación debidas a la comunicación, en otras palabras, el encendido y apagado deben realizarse muy rápido, ya que la frecuencia a la que el ojo humano percibe un cambio es aproximadamente de alrededor de 200 Hz [37]. Por lo tanto, el cambio que no podría ser percibido por el ojo humano debe tener lugar en menos de 5 milisegundos. Para poder lograr una iluminación correcta, las propiedades y posiciones de los elementos de iluminación deben determinarse de manera precisa. Las propiedades que definen un led se pueden enumerar de la siguiente manera; potencia óptica  $P_t$ , intensidad luminosa de acuerdo con el vector normal  $I(0)$  y semiángulo a la mitad del flujo de energía  $\phi_{1/2}$  de luminancia, en otras palabras, el espectro de emisión del led utilizado se muestra por  $\Phi_e$ . En la figura N°7 se proporciona un ejemplo de la función de flujo de energía led blanco basado en fósforo. La integral del valor del flujo de energía en todas las direcciones da potencia óptica  $P_t$ , valor con unidades medidas en vatios y se calcula como se muestra en la Ec. (1).

$$P_t = \int_{\Lambda_{min}}^{\Lambda_{max}} \int_0^{2\pi} \Phi_e d\theta d\Lambda \quad (1)$$

Los valores de  $\Lambda_{min}$  y  $\Lambda_{max}$  utilizados en esta ecuación muestran los límites de la función de flujo de energía del led de materia. En otras palabras, muestra los límites en los que el

led podría generar energía. El flujo luminoso  $\Phi$ , con unidades en Lumen (lm) y definido como el flujo de iluminación, es calculado como se muestra en la ec. (2).

$$\Phi = K_m \int_{\lambda_{min}}^{\lambda_{max}} V(\lambda) \Phi_e(\lambda) d\lambda \quad (2)$$

En esta ecuación  $V(\lambda)$  es la función estándar de sensibilidad ocular [38]. Esta función que también se conoce como curva de eficiencia de iluminación tiene la forma de una campana invertida por la cual alcanza su valor máximo en  $\lambda = 555$  nm y disminuye su valor a medida que avanzamos a lo largo de la curva en ambas direcciones. El valor  $K_m$  muestra el valor máximo de visibilidad y, como tal, se ha determinado que es de aproximadamente 683 lm/W en estudios experimentales. Se utiliza como un valor fijo. Este valor se obtiene naturalmente a una longitud de onda de 555 nm. La intensidad luminosa ( $I$ ) es la cantidad de potencia visible por unidad de ángulo sólido ( $\Omega$ ), medida en candelas (cd) y calculada por la ec. (3).

$$I = d\Phi/d\Omega \quad (3)$$

Se considera que una fuente de luz puntual uniforme emitiría la misma cantidad de intensidad luminosa en cada dirección. Sin embargo, en la aplicación este no es el caso. Por poner un ejemplo, mientras que cualquier led emite la mayor intensidad luminosa en línea con lo que es normal para él, este valor se hace más pequeño a medida que nos alejamos de lo normal. El valor de intensidad luminosa que da un led en la dirección que tiene  $\phi$  diferencia de ángulo con la normal de ese led se muestra en la Ec. (4).

$$I(\phi) = I(0)\cos^m(\phi) \quad (4)$$

El valor  $I(0)$  utilizado en esta ecuación es el valor de intensidad luminosa que proporciona el led en la dirección de su norma y es una cualidad específica del led utilizado. El Orden de emisión Lambertiana, por otro lado, se indica con el valor *bym* y se calcula como se muestra en la ec. 2.5.

$$m = -\ln(2)/\ln(\cos(\phi_{1/2})) \quad (2.5)$$

El valor  $\phi_{1/2}$  utilizado en esta ecuación se denomina semiángulo a media luminancia y es nuevamente una cualidad del led utilizado. El Orden de emisión Lambertiana teóricamente toma un valor cero para la fuente de luz puntual ideal que emite luz de igual intensidad en cada dirección. Dadas las circunstancias  $I(\phi) = I(0)$  la igualdad ocurre en la ec. 2.5. La intensidad luminosa ( $E$ ) definida en lux (lx) en términos de unidades, se define como la cantidad de luz que cae sobre un punto y se calcula mediante la ec. 2.6.

$$E = \frac{d\Phi}{dA} = \frac{d\Phi}{r^2} \frac{I(\theta)}{d\Omega} \frac{1}{r^2} \quad (2.6)$$

El símbolo  $\Omega$  utilizado en la ecuación indica el ángulo espacial, mientras que el símbolo  $r$  muestra la distancia entre el receptor y el transmisor.

**2.4. Fotodiodo.** Para que se establezca la infraestructura de comunicación, las especificaciones de los fotodiodos como fuentes receptoras son tan críticas como los leds que son las fuentes transmisoras en la comunicación con luz visible. Los fotodiodos son elementos de estado sólido que convierten la señal óptica en señal eléctrica y su forma representativa se proporciona en la figura N°8 [39]. La corriente eléctrica que se genera a partir de la señal óptica que llega al propio fotodiodo, se utiliza para extraer la información transmitida.

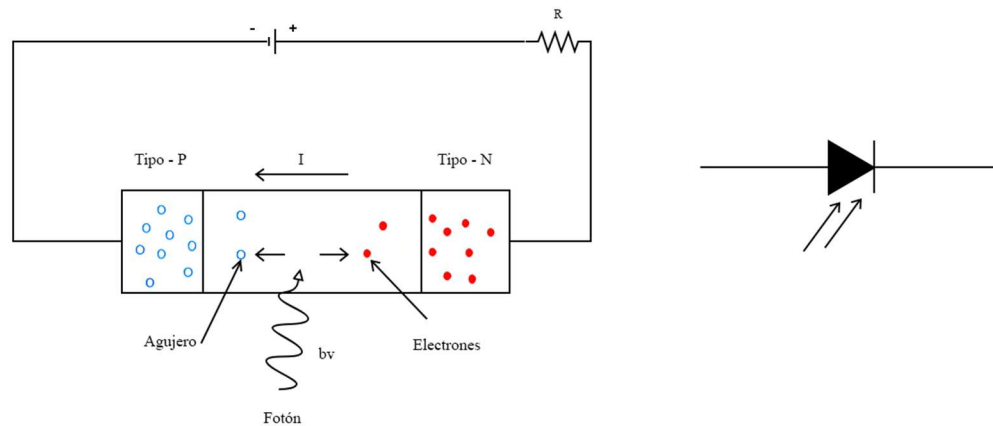


Figura N°8: Disposición y construcción de polarización básica y representación de símbolo de circuito de fotodiodo [39].

Un fotodiodo se define por medio de los valores de eficiencia de convergencia ( $\gamma$ ), campo de visión (FOV) ( $\psi_c$ ), área física del detector ( $A$ ), ganancia de un filtro óptico ( $T_s(\psi)$ ), concentrador óptico ( $g(\psi)$ ) e índice reflectante ( $n$ ). El símbolo  $\psi$  utilizado en estas expresiones muestra el ángulo que la luz hace con la normal del receptor y se define como el ángulo de incidencia de la luz. El parámetro de eficiencia de convergencia es un valor fijo que muestra la velocidad a la que el fotodiodo convierte la potencia óptica en corriente o diferencia de potencial. Ninguno de los fotodiodos podía captar toda la luz que caía sobre él. Solo puede atrapar los rayos que muestran una desviación hasta un cierto ángulo con la norma del receptor. El ángulo de incidencia de la luz que el fotodiodo podría captar en la mayor diferencia de ángulo con la normal muestra el valor FOV de ese fotodiodo. Este es un valor fijo en términos del fotodiodo utilizado. Cuando el ángulo de incidencia de la luz es mayor que el valor FOV ( $\psi > \psi_c$ ), no daría lugar a ninguna reacción en el receptor. Como el área física, que es el área a lo largo de la cual se puede atrapar la luz, incrementa la potencia de la señal óptica que llega al receptor, aumentará en proporción lineal. El valor del área física también es un valor fijo en términos del fotodiodo utilizado. La luz que entra en el receptor óptico pasa por una transformación dependiendo del

ángulo que haga con la normal del receptor. Esta función de transformación se denomina ganancia de filtro óptico. Idealmente se acepta  $T_s(\psi) = 1$ , lo que significa que ninguno de los ángulos pasa por transformación. En la comunicación con luz visible, una lente de bordes delgados con un valor de índice reflectante de  $n$  se coloca delante del fotodiodo para aumentar el área del concentrador óptico [40]. Este efecto conduce a un impacto en forma de un aumento lineal en el valor de potencia óptica recibida y el efecto de sujeto se calcula mediante la ec. 2.7 basado en el ángulo de incidencia de los rayos de luz.

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \psi_c} & , \quad 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0 & \psi > \psi_c \end{cases} \quad (2.7)$$

En lugar de usar una lente, si se amplía el área de superficie de los fotodiodos, entonces se debe aumentar la capacidad del circuito de fotodiodos. Este aumento conduciría a un aumento en el nivel de ruido en el receptor, por lo tanto, no se desea. Cuando un receptor con potencia  $P_t$  y una fuente de luz puntual ideal de  $d$  distancia ( $m = 0$ ) alcanza el fotodiodo, que se expresa por medio de los símbolos anteriores, en ángulo  $\psi$ , la potencia percibida en el fotodiodo ( $P_r$ ) se calcula por medio de ec. 2.8.

$$p_r = \begin{cases} p_t A T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi) / (2\pi d^2) & , \quad 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0 & , \quad \psi > \psi_c \end{cases} \quad (2.8)$$

Sin embargo, los leds, debido al hecho de que se comportan como Lambertianos y tienen un valor  $m$  diferente a cero, no pueden emitir luz de la misma intensidad en todas las direcciones desde la fuente de luz. Dadas las circunstancias, deben tenerse en cuenta el ángulo que hacen los rayos de luz que salen de la fuente de luz ( $\phi$ ) y el valor del orden de emisión lambertiana ( $m$ ). En consecuencia, la ecuación adopta la forma prevista en la ec. 2.9. En la figura N°9 se han mostrado en representación los rayos de luz que inciden sobre el led y el fotodiodo.

$$p_r = \begin{cases} P_t A(m+1) \cos^m(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi) / (2\pi d^2) & , \quad 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0 & , \quad \psi > \psi_c \end{cases} \quad (2.9)$$

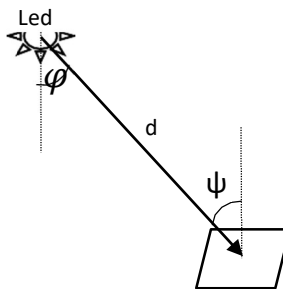


Figura N°9: Potencia recibida en el fotodiodo.

La potencia óptica recibida en el fotodiodo se convierte linealmente en señal eléctrica ( $S_r$ ) como se muestra en ec. 2.10 basado en el valor de eficiencia de convergencia del fotodiodo.

$$S_r = \gamma P_r \quad (2.10)$$

**2.5. Propagación de la luz.** Cuando la luz ilumina un ambiente, los rayos que afectan a cada punto del ambiente iluminado se dividen en dos. El primero de ellos sería la luz que viene directamente de la fuente que es LOS y los reflejos de los rayos de luz que Rebotar desde otro objeto. Siempre que no haya obstáculos en el camino, sólo se recibe un haz directo (LOS) en cada punto del medio ambiente de cada fuente; sin embargo, también hay rayos de luz recibidos de un adormecimiento infinito de reflexiones (bLOS). Cuando la luz golpea una superficie y se refleja, pierde parte de su energía. Además, debido al hecho de que la geometría de las superficies no sería necesariamente recta, las señales podrían estar sujetas a dispersión. En la literatura se considera que las superficies reflejarían la luz que reciben según un determinado coeficiente. Este valor, que se denomina coeficiente de reflectancia ( $\rho$ ), cambia según la superficie que refleja la luz y la longitud de onda. En la figura N°10, se da el gráfico de cambio en los valores de reflectancia espectral de acuerdo con la longitud de onda de la luz de diferentes materiales. En el análisis de sistemas VLC, el coeficiente de reflectancia de la superficie de reflexión  $r$  se considera fijo.

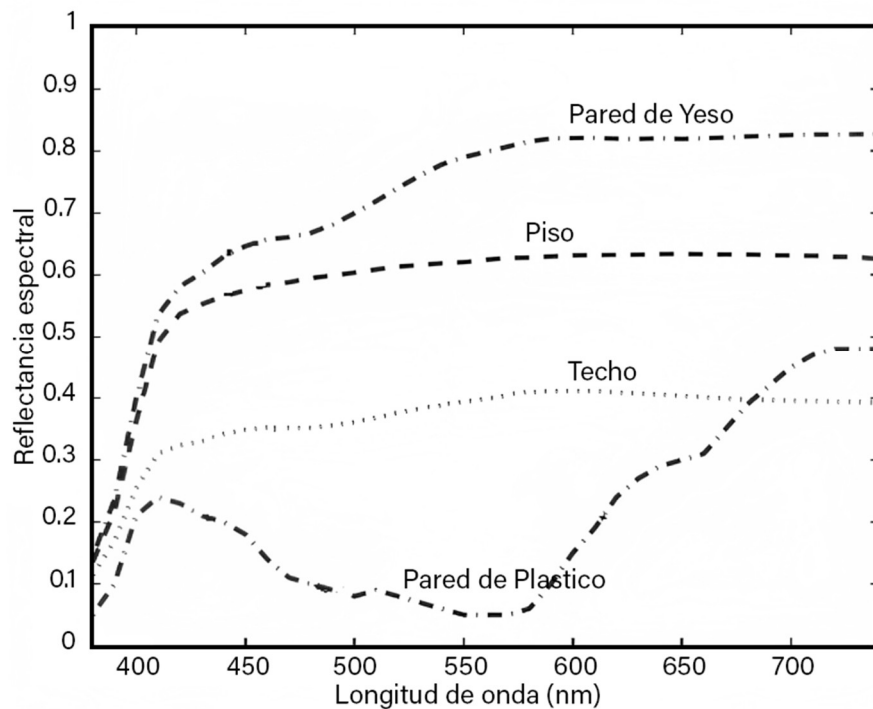


Figura N°10: Valores de reflectancia espectral de diferentes materiales según la longitud de onda de la luz [41].

En cualquier punto de la superficie donde se encuentra el receptor, solo se recibe un rayo de luz de cualquier fuente de luz lineal. Si el rayo de luz se recibe en ángulo recto, entonces la potencia de iluminación que se generará se determinará según la ec. 2.6.

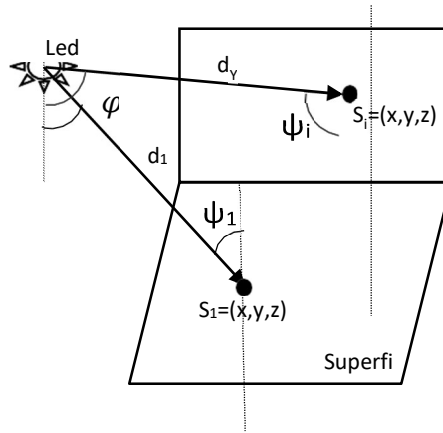


Figura N°11: Rayos de luz emitidos desde una sola fuente, que inciden sobre un punto de cada una de las dos superficies en ángulo recto entre sí.

Como se muestra en la figura N°11, la luminancia ( $E_0$ ) de los rayos de luz directos que se emiten desde una sola fuente de luz y caen sobre un punto en dos superficies de muestra perpendiculares entre sí en diferentes ángulos se calcula mediante la ec. 2.11.

$$E_{0,i} = I(0) \cos^m(\phi_i) \cos(\psi_i) / d_i^2 \quad (2.11)$$

En la figura N°11 el led se ha mostrado por medio de líneas discontinuas en la dirección normal del punto de muestra en el plano horizontal y el punto de muestra en el plano perpendicular. Con la ec. 2.10 sólo se puede calcular la iluminación directa. Aunque el rayo de iluminación más importante que afecta a un punto sería el rayo de luz directo de la fuente de luz, también hay rayos de luz que iluminan otro punto después de salir de la fuente de luz y llegan al punto bajo análisis después de ser reflejados desde su destino inicial. En realidad, hay un número ilimitado de reflexiones que afectan un punto. Sin embargo, la luminancia disminuye debido a las distancias involucradas en cada reflexión. En la práctica, además de la iluminación directa, las reflexiones de 1er orden también se tienen en cuenta en la mayoría de los casos. En algunas circunstancias se consideran reflexiones de 1° y 2° orden. Dentro del ámbito de esta tesis sólo se han contabilizado reflexiones de 1° orden. En la figura N°12, la forma representativa de reflexión de 1er orden se representa. El punto de iluminación se indica por S, mientras que todos los puntos desde los cuales una reflexión puede caer en el punto S son indicados por  $S_w$ .

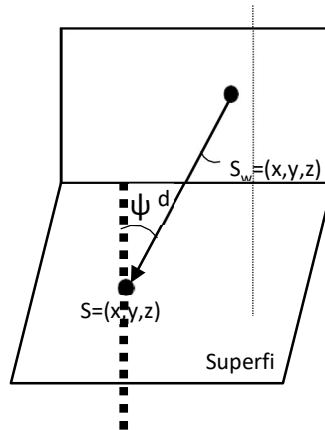


Figura N°12: Reflexión de 1er orden.

Si el ángulo en el que la luz proveniente de cualquier reflexión de 1er orden cae sobre el punto que se está analizando está indicado por  $\psi$ , el ángulo de salida desde el punto en el que se produce la reflexión por  $\phi$ , la distancia entre las superficies desde las que la luz se refleja de y hacia  $byd$ , la luminancia directa en el punto de reflexión por  $E_{0,w}$ , el coeficiente de reflexión de la superficie desde la cual la luz es reflejada por  $\rho$ , el área superficial con reflexión infinitesimal  $A_{wall}$ , luego la luminancia de las reflexiones de 1er orden reflejadas en el punto S desde todos los puntos que no sean el propio punto S se calculan mediante la ec. 2.12 en forma de  $(E_{1,S})n = 1$ .

$$E_{n,S} = \int_{wall} E_{n-1,w} \rho \cos(\phi) \cos(\psi) dA_{wall} / (\pi d^2) \quad (2.12)$$

Si se desea tener en cuenta reflexiones más altas, entonces n valor aumenta. En tales circunstancias, la luminancia total que cae sobre un punto S se calcula utilizando la ec. 2.13 a continuación.

$$E_S = \sum_{i=0} E_{1,S} \quad (2.13)$$

El cálculo de la potencia óptica recibida por medio de la iluminación directa en el fotodiodo en el punto de análisis se da en ec. 2.9. Podemos enunciar la expresión en la ec. 2.13, cambiando la variable  $P_{r,0}$  para que sea solo la potencia óptica de la luz directa recibida, de modo que se pueda lograr la igualdad  $P_{r,0} = P_t H_0$  como se indica en la ec. 2.14.

$$H_0 = \begin{cases} A(m+1) \cos^m(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi) / (2\pi d^2) & , \quad 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0 & , \quad \psi > \psi_c \end{cases} \quad (2.14)$$

La potencia óptica también se canaliza al fotodiodo por medio de reflexiones como en el caso de la luminancia. La ec. 2.15 se utiliza para calcular sólo la potencia óptica causada por las reflexiones de 1er orden.

$$P_{r,1} = \int_{wall} P_1 H_1 dA_{wall} \quad (2.15)$$

$H_1$  en esta expresión se calcula por medio de la Ec. 2.16.

$$p_r = \begin{cases} \rho A(m+1) \cos^m(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi) \cos(\alpha) \cos(\beta) / (2\pi d_1^2 d_2^2), & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0, & \psi > \psi_c \end{cases} \quad (2.16)$$

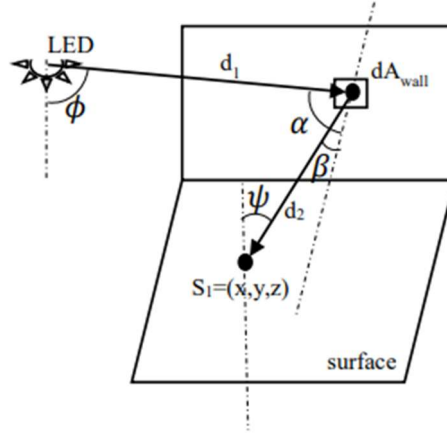


Figura N°13 Demostración de la potencia óptica producida por la reflexión de 1<sup>er</sup> orden.

En la ec. 2.16, el coeficiente de reflexión superficial se ha expresado por  $\rho$ , el ángulo del haz de luz desde la fuente de luz hasta la superficie desde la que se reflejará por  $\phi$ , el ángulo en el que el haz de luz alcanza la superficie de reflexión  $\alpha$ , el ángulo en el que el haz abandona la superficie de reflexión por  $\beta$ , el ángulo en el que alcanza el fotodiodo por  $\psi$ , el área de superficie con reflexión infinitesimal por  $dA_{wall}$ , la distancia entre la fuente de luz y la superficie de reflexión por  $d_1$  y la distancia entre la superficie de reflexión y el fotodiodo en  $d_2$ . Los símbolos utilizados se muestran en la figura N°13. Bajo la potencia óptica total generada en el fotodiodo por la luz causada por los haces recibidos directamente, así como las reflexiones de 1<sup>er</sup> orden, se calcula mediante la ec. 2.17.

$$P_r = P_{r,0} + P_{r,1} \quad (2.17)$$

**2.6. Modelo de canal.** La estructura de canales en la comunicación de luz visible muestra una similitud con los otros canales IM/DD. La determinación de la estructura del canal, así como la respuesta al impulso del canal, ayudará a la generación de ideas antes de las mejoras tanto en el receptor como en el transmisor. Cuando se examina el ejemplo proporcionado en la figura N°14 de la infraestructura de comunicación VLC, se puede observar que la señal ópticamente densa ( $X(t)$ ) que se emite desde las lámparas led, que son fuentes transmisoras, pasa a través del canal ( $h(t)$ ) y se reúne junto con la señal de ruido ( $N(t)$ ) en el receptor, se forma corriente eléctrica en la señal del receptor ( $Y(t)$ ).

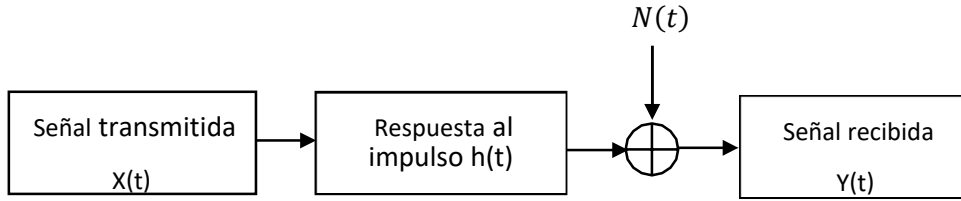


Figura N°14: Modelo de canal de comunicación de luz visible.

El modelo de canal VLC se muestra a continuación por medio de la ec. 2.18, mientras que la eficiencia de convergencia del elemento de fotodiodo se muestra por  $\gamma$ .

$$Y(t) = \gamma X(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (2.18)$$

Conocer el modelo de canal y la respuesta al impulso garantiza que el análisis de la señal que llega a receptor se pueda realizar con mayor precisión. Se han realizado muchos estudios para el modelado del canal y la determinación de la respuesta al impulso. Según el modelo de simulación Ray Trace, todos los granos de luz que llegan al receptor, ya sea directamente o por medio de la reflexión, alcanzarían sus objetivos con algunos cambios en el tiempo dependiendo de la distancia que cubran. Todos los haces de luz no podrían llegar al receptor y, por lo tanto, habrá algunas distorsiones en la respuesta al impulso. Especialmente los haces de luz que llegan al receptor después del período del símbolo causarían un efecto en el período de tiempo del siguiente símbolo. Este efecto distorsionador se denomina interferencia entre símbolos (ISI). La respuesta de impulso del sistema VLC se calcula utilizando la ec. 2.19 como número de todos los haces de luz [22], tanto directos como reflejados, alcanzando el punto receptor se expresa por  $N_r$ , la potencia que los haces generan en el receptor por  $P_i$ , el tiempo necesario para que los haces de luz alcancen el receptor por  $\tau_i$ , y función Dirac Delta por  $\delta(t)$ .

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N_r} P_i \delta(t - \tau_i) \quad (2.19)$$

**2.6.1. Retraso medio y dispersión del retardo cuadrático medio de la raíz.** El término de propagación de retardo cuadrático medio para el canal tiene un uso generalizado para determinar las propiedades de distribución de múltiples canales de pista. La dispersión de retardo cuadrático medio (RMS) que ocurre para la única fuente óptica en la comunicación VLC, es menor en comparación con la comunicación óptica infrarroja [40] debido a la baja amplitud de las señales reflejadas en la comunicación VLC en comparación con la comunicación óptica infrarroja. Cuando examinamos los modelos de canales, vemos que múltiples señales de pista llegan al receptor en comunicación con el canal nLOS. Esta situación requiere que se conozcan las propiedades de distribución de tiempo del canal. El diferencial de retardo RMS proporciona la información de distribución de tiempo de varios

canales de pista. Si la dispersión del retardo RMS es grande, el ancho de banda de coherencia del canal disminuye y la frecuencia del canal se convierte en una estructura selectiva. Sin embargo, si la dispersión del retardo RMS es baja, el ancho de banda de coherencia de fase del canal aumenta y la frecuencia del canal se convierte en una estructura adecuada.

La dispersión de retardo promedio del canal se calcula mediante la ec. 2.20 antes de la propagación de retardo RMS.

$$\tau_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt} \quad (2.20)$$

Por otro lado, el diferencial de retardo RMS se calcula mediante la ec.2.21.

$$\tau_0 = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - \tau_0)^2 h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt}} \quad (2.21)$$

**2.6.2. Ruido del canal.** Debido al hecho de que la comunicación de la luz visible se basa en la densidad de la luz, la densidad de la luz que se produce en el fondo también llega al receptor causando ruido. La fuente de este tipo de ruido que se llama ruido de fondo, y podría ser una fuente de luz natural o artificial [43]. Para espacios interiores, los rayos solares pueden no ser una fuente directa de ruido, sin embargo, las fuentes de luz como los fluorescentes, la iluminación incandescente y las velas hacen que la señal de ruido de fondo llegue al receptor en ambientes interiores. Estas señales que llegan al receptor generan corriente continua en el fotodiodo. El ruido que causa la corriente generada se llama ruido de disparo [44]. Estos signos de ruido llegan a la distribución de Poisson de la pantalla de fotodiodo. Las señales de ruido de la materia son independientes entre sí y cuando se recogen en el receptor su distribución estaría en la distribución Gauss. Además del ruido de disparo, también hay ruido térmico causado por la resistencia de carga en el receptor. Estos dos tipos de ruido son independientes entre sí y, como tales, el ruido del canal puede expresarse utilizando la ec. 2.22.

$$\sigma_{noise}^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{thermal}^2 \quad (2.22)$$

En el modelo de canal,  $N(t)$  que se define como el ruido en el momento  $t$  es un valor aleatorio escogido De Gaussiano distribución en posesión de  $\sigma_{noise}^2$  variación.

**2.7. Filtros utilizados en sistemas VLC.** Se considera que muchos canales de comunicación, incluidos los canales telefónicos, algunos canales de radio y los canales de comunicación

de luz visible, tienen una estructura de filtro lineal limitada por banda. Para poder lograr una transmisión libre de distorsión, dentro de la prohibición de frecuencia utilizada por la señal transmitida, la respuesta de amplitud del canal  $A(f)$  debe ser fija mientras que la respuesta de fase  $\theta(f)$  es lineal con la frecuencia. Cuando el hecho de que la respuesta de amplitud del canal no es fija, se produce una distorsión de amplitud del canal y cuando la respuesta de fase no es lineal, se produce una distorsión de fase del canal (distorsión de retardo). La mayoría de los canales de comunicación, como el sistema VLC, distorsionan la señal transmitida, por lo que la resolución de la información en el receptor se vuelve difícil y se producen errores. Para eliminar cualquier efecto derivado de la respuesta de frecuencia inferior del canal y poder proporcionar una mejor resolución (en el demodulador) se utilizan algunos filtros o ecualizadores específicos. Bajo los subtítulos de esta tesis, se discutirán las técnicas de filtrado de filtro de coseno elevado y ecualización adaptativa utilizadas en el receptor.

**2.7.1. Filtro de coseno elevado.** Un canal de comunicación en posesión de ancho de banda limitado y respuesta de fase lineal, afecta a un impulso rectangular enviado por la modulación On Off Keying (OOK), en el dominio del tiempo y la frecuencia como se muestra en la figura N°15.

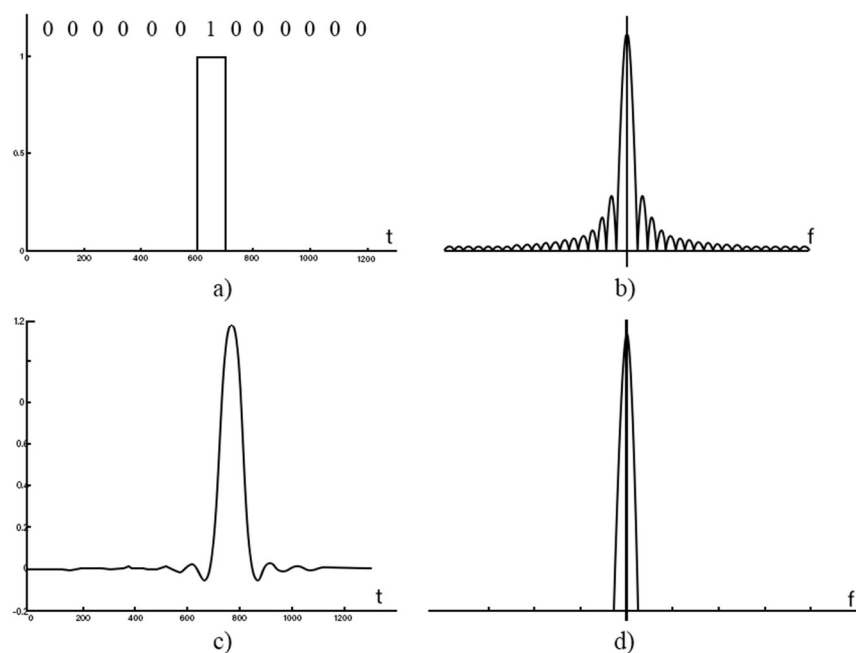


Figura N°15: a) Señal enviada en el dominio del tiempo mediante modulación OOK; b) componentes de frecuencia de la señal enviada; c) señal recibida en el dominio del tiempo; d) componentes de frecuencia de la señal recibida [45].

En la transmisión numérica, cuando se utiliza un impulso rectangular con una franja horaria de bytes de  $T_b$  de anchura, el espectro de frecuencia del impulso toma forma de acuerdo con la función  $(f) = T_b \text{sinc}(fT_b)$  como se puede ver en la figura

15. El espectro de frecuencias del impulso rectangular en forma de *sinc* (.) se extiende desde el infinito negativo hasta el infinito positivo. Para evitar la distorsión de la forma del impulso durante la transmisión, se debe utilizar un canal con ancho de banda ilimitado. Sin embargo, no existe un canal en posesión de ancho de banda infinito. Sin embargo, el espectro de frecuencias es una fuente de comunicación muy limitada y el uso de un gran ancho de banda para la comunicación causa ineficiencia. El uso del impulso rectangular en la transmisión puede hacer que una parte de los componentes de frecuencia deseados se transmitan debido a la limitación indicada anteriormente no llegue al receptor. Las distorsiones pueden ocurrir en las formas de impulso obtenidas en el receptor. En otras palabras, cuando la transmisión se realiza a través de un canal con ancho de banda limitado, el canal de comunicación limita el espectro de frecuencias de la señal transmitida. La limitación del espectro de frecuencias de una señal conduciría a la propagación de la forma de impulso en el espacio-tiempo. El impulso que se propaga en el tiempo va más allá de la franja horaria de bits reservada para que se desborde en las franjas horarias de los pulsos vecinos. Esta circunstancia da lugar a un problema ISI similar a las señales recibidas a través de diferentes pistas en VLC causando diferencias en el tiempo de recepción de las señales entrantes en el receptor. ISI reduce la probabilidad de detección correcta de los símbolos en el intervalo de tiempo vecino. Por lo tanto, el rendimiento de transmisión del sistema disminuye. La idea que primero viene a la mente para poder resolver el problema es mantener el ancho de banda suficientemente grande, en otras palabras, mantenerlo unas cuantas veces más que  $f_b = 1/T_b$  que se llama la relación de símbolos, y transmitir la mayor parte del espectro del impulso en forma *sinc* (.). En el espectro *sinc* (.), una parte importante de la energía se encuentra en la sección del espectro que se extiende hasta la frecuencia  $f_b = 1/T_b$ , por lo que reservar un ancho de banda mucho mayor que este rango de frecuencias conduciría al uso ineficiente de las fuentes de comunicación. Otra solución es cambiar la forma del impulso rectangular. Para limitar la banda de frecuencia de la forma de impulso deseada para ser transmitida mediante el uso de un filtro de baja migración en el receptor cambiaría la forma rectangular del impulso y, como tal, se denominaría forma de impulso. El nombre del filtro utilizado para este propósito es filtro de conformación de impulsos. Debido a que la banda de frecuencia del impulso transmitido es limitada, el ancho de banda de la señal transmitida se reduciría. Como tal, se logrará un uso más eficiente del espectro. Cuando el espectro de la señal transmitida naturalmente es limitado, no sería posible limitar la señal recibida en el receptor en el espacio-tiempo. La propagación de la señal en el espacio-

tiempo después de que esté limitada en términos de frecuencia, no podría evitarse. Dadas las circunstancias, deberíamos encontrar un impulso con la amplitud máxima en el punto central del intervalo de tiempo del símbolo cuando el efecto de interferencia de los pulsos en los intervalos de tiempo vecinos es mínimo, mientras que tiene amplitud es cero en el punto central de otros intervalos de tiempo de símbolo. Cuando usamos una forma de impulso definida como  $d(t) = \text{sinc}(t/T_b)$  para la transmisión, esta señal adquiere un valor cero en el punto medio de las franjas horarias vecinas y, en condiciones ideales, el efecto ISI no se observa en el sensor de punto central. Esto se conoce como el criterio ISI cero de Nyquist. Cuando la velocidad de transmisión binaria se muestra como  $R_b$  bit/s, el intervalo de tiempo de bits será  $T_b = 1/R_b$  segundo. Cuando se utiliza el tipo de impulso  $d(t) = \text{sinc}(t/T_b)$  para la transmisión, el espectro de frecuencia de este impulso será un espectro rectangular limitado a  $R_b/2$ . Como tal, la transmisión numérica se puede realizar a través de un ancho de banda de  $R_b/2$  Hz a la velocidad de  $R_b/2$  bit / s. Un análisis del espectro de este impulso muestra que es un espectro ideal de filtro de baja migración. Debido al hecho de que un filtro ideal de baja migración es de longitud infinita, no sería posible diseñar uno en la práctica. Por esta razón, para la transmisión numérica a velocidad de  $R_b$  bit/s, se considera que la anchura de banda de  $R_b/2$  Hz es el ancho de banda mínimo teórico. Además, el impulso en forma de  $\text{sinc}(\frac{t}{T_b})$  es relativamente lento para desvanecerse, por lo tanto, en caso de un error de sincronización que podría ocurrir en la práctica entre el transmisor y el receptor, esto podría causar una gran cantidad de generación ISI. En consecuencia, el impulso  $\text{sinc}(\frac{t}{T_b})$  no podía ir más allá de encontrar una solución teórica al problema. Por esta razón, en la aplicación, se utiliza el filtro de coseno elevado que mantiene la migración cero del impulso  $\text{sinc}(\frac{t}{T_b})$  pero se desvanece más rápido y es un tipo de impulso limitado en el tiempo. La respuesta de frecuencia del filtro de coseno elevado se define mediante la ec. 2.23.

$$H(f) = \begin{cases} T_b & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T_b} \\ T_b \cos^2 \left[ \frac{\pi T_b}{2\beta} \left( |f| - \frac{1-\beta}{2T_b} \right) \right] & \frac{1-\beta}{2T_b} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T_b} \\ 0 & |f| > \frac{1+\beta}{2T_b} \end{cases} \quad (2.23)$$

$\beta$  que se utiliza en la ecuación, se define como el factor de atenuación y toma valores en el rango de  $0 \leq \beta \leq 1$ . El factor de atenuación se define por medio de la Ec. 2.24 por la cual, el ancho de banda mínimo teórico es  $R_b/2$ , el exceso de ancho de banda por otro lado es  $f_x$ .

$$\beta = \frac{f_x}{R_b/2} \quad (2.24)$$

El espectro del impulso de coseno elevado para  $\beta = 0$  se convierte en forma rectangular y para  $\beta = 1$  un coseno completamente elevado. La respuesta de frecuencia y la respuesta al impulso del filtro de coseno elevado se muestran en la figura N°16.

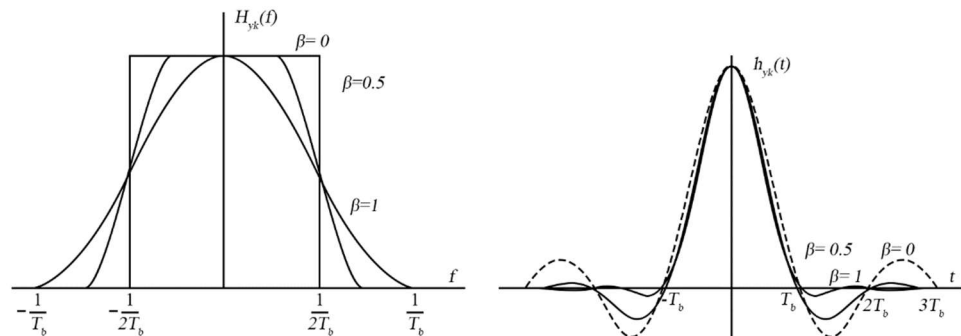


Figura N°16: Respuesta de requerimiento y respuesta de impulso del filtro de coseno elevado [45].

**2.7.2. Ecuación de canal adaptable.** La fuente de la mayor parte de los problemas encontrados en los sistemas de comunicación de banda ancha es el canal de comunicación. La interferencia entre símbolos utilizada por los canales de ancho de banda limitado de múltiples rutas encadenados conduce a errores de bits en el receptor. La interferencia entre símbolos se muestra como el principal obstáculo que enfrenta la comunicación de datos de alta velocidad a través de canales VLC. Los efectos negativos del canal en el receptor, que disminuyen sustancialmente el rendimiento del sistema, deben resolverse de alguna manera. Este proceso se denomina ecualización de canal. El proceso de ecualización del canal en realidad es el re-enrutamiento de la señal recibida en reversa a través del canal. Para lograr esto, la información del canal o de lo contrario el reverso directo debe obtenerse en el receptor. Para servir a este propósito, se utilizan varios algoritmos para indicar el ecualizador de canal. El canal y el ecualizador de canal son dos filtros conectados en serie. La respuesta de impulso de este nuevo filtro, que está compuesto por estos dos filtros, determina en qué medida se puede eliminar el ISI en el sistema. El filtro de canal y el filtro de ecualización de canal son filtros inversos entre sí. Dado que el filtro de ecualización de canal debe tener una longitud infinita, no es posible eliminar completamente ISI. En lugar de esto, se pretende retroceder dentro de los límites que garantizarán la calidad de la comunicación. En caso de que el canal de

comunicación cambie con el tiempo, el ecualizador del canal debe poder rastrear las variaciones en el canal. Este tipo de ecualización de canal se denomina ecualización de canal adaptativa. El método que destaca por el uso de este trabajo en la literatura es el DFE. La lógica detrás del DFE se basa en cortar la interferencia de los símbolos llamados conjunto de trenes, que se deciden previamente, formados con los símbolos que los siguen y la eliminación de estos símbolos antes de tomar una decisión. Como se observa en la figura N°17, el diagrama DFE consta de dos partes, a saber, el filtro Feedforward (FFF) y el filtro Feedback (FBF). El primero es un filtro feedforward, que se aplica a la señal que proviene de la salida del canal y está en la estructura del ecualizador transversal lineal (LTE) que se muestra en su entrada como  $y_k$ . Mientras que la segunda parte es el filtro de retroalimentación aplicado a los símbolos mostrados con  $d_k$  y para los cuales se ha tomado previamente una decisión con respecto a su entrada. La función de este filtro es eliminar la interferencia que los símbolos previamente decididos generarán sobre los símbolos que se decidirán.

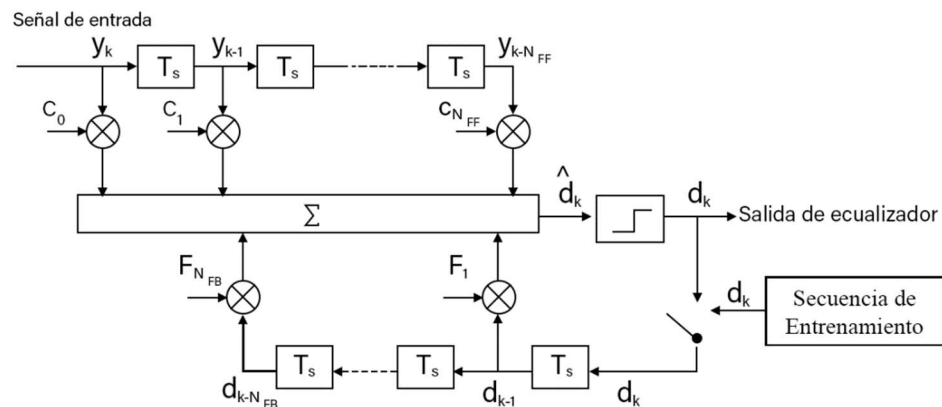


Figura N°17: Diagrama de bloques del ecualizador de retroalimentación de decisiones.

Los bloques que se muestran en la figura N°17,  $T_s$  muestran el desfase temporal. El filtro tiene  $N_{FB}$  número de coeficiente de filtro de retroalimentación y  $N_{FF} + 1$  número de coeficiente de filtro de avance de alimentación. La ecuación que muestra las asociaciones de entrada y salida en el filtro DFE se muestra con la ec. 2.25.

$$\hat{d}_k = \sum_{i=0}^{N_{FF}} y_{k-i} C_i + \sum_{i=1}^{N_{FB}} d_{k-i} F_i \quad (2.25)$$

El DFE está siendo entrenado con una secuencia de entrenamiento y los primeros coeficientes se obtienen con la ayuda de esta cadena. Como los símbolos resueltos después de este primer ajuste son adecuadamente confiables, el propósito debe ser pasar a un estudio con orientación a la decisión de la fase de entrenamiento de

ecualización adaptativa. Después de esto, los coeficientes de ecualización se adaptan constantemente utilizando la señal de error que es generada como la varianza entre la decisión tomada en la salida del detector y la diferencia en la salida del ecualizador. Dado que la probabilidad de que ocurra un error en la salida del detector es muy poco probable, el efecto de tales errores en el funcionamiento del ecualizador tiende a ser bajo. Los métodos que ajustan los coeficientes  $c_i$  y  $F_i$  del filtro DFE de manera que se minimice el error de filtro se denominan algoritmos de entrenamiento. Estos métodos pueden abordarse en dos grupos básicos; los algoritmos basados en pendientes y los algoritmos basados en mínimos cuadrados [44]. Los algoritmos basados en pendientes tienen la ventaja de tener una baja carga de proceso, y son preferidos en altas velocidades de muestreo y principalmente en aplicaciones de procesamiento y comunicación de señales adaptativas. Estos son los algoritmos LMS, LMS normalizado (NLMS) y Affine Projection (AP) [46]. Sin embargo, estos algoritmos tienen la desventaja de una velocidad de convergencia lenta dependiendo de la propagación del valor Eigen de la matriz de correlación de la señal de entrada. Por otro lado, se prefieren los algoritmos basados en mínimos cuadrados debido a que sus propiedades de convergencia son mucho mejores que los algoritmos basados en pendiente a pesar de su alta carga de procesamiento. El algoritmo de mínimos cuadrados recursivos (RLS) es un buen ejemplo para este grupo. Sin embargo, las situaciones que requieren una alta velocidad de muestreo limitan las áreas de uso de estos algoritmos debido a la carga de procesamiento intensiva. Como se sabe, el algoritmo LMS es una versión estimada del método de optimización de descenso de gradiente. Para encontrar los parámetros óptimos en el método de descenso de gradiente, la dirección y el tamaño del siguiente paso se determinan en el cálculo del siguiente valor del parámetro comenzando primero con el valor inicial. La dirección del siguiente paso viene determinada por el derivativo de la función de error cuadrático medio. La ec. 2.26 puede combinar los coeficientes de avance y de filtro de retroalimentación, que se utilizan en el filtro DFE, dentro de un solo vector con el propósito de simplificar la presentación de las ecuaciones del método LMS.

$$\mathbf{w} = [c_0, c_1, \dots, c_{N_{FF}}, F_1, F_2, \dots, F_{N_{FF}}] \quad (2.26)$$

De la misma manera, las entradas de los filtros de avance y retroalimentación también se pueden combinar como en la ec. 2.27.

$$\mathbf{Y}_k = [y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-N_{FF}}, d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_{k-N_{FF}}] \quad (2.27)$$

En este caso, los coeficientes se determinan con la ec. 2.28 según el método LMS para mostrar el índice de iteración  $n$ .

$$\begin{aligned}\hat{d}_k(n) &= \mathbf{w}^T(\mathbf{n})\mathbf{Y}_k \\ e_k(n) &= d_k(n) - \hat{d}_k(n) \\ \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu e_k(n)\mathbf{Y}_k\end{aligned}\tag{2.28}$$

La ventaja más importante del algoritmo LMS es el hecho de que se realiza un bajo número de operaciones de multiplicación en la ejecución del algoritmo. El parámetro de paso  $\mu$  debe seleccionarse en el rango de  $0 < \mu < 2/\lambda_{max}$  para que los pronósticos del algoritmo LMS converjan de manera estable con el valor óptimo del parámetro. Aquí, el  $\lambda_{max}$  son los valores máximos de Eigen de la matriz de correlación [47]. Una de las principales deficiencias del algoritmo LMS es el desafío de seleccionar un parámetro de paso de  $\mu$ , que será lo suficientemente bajo como para garantizar la estabilidad del algoritmo y lo suficientemente alto como para garantizar la convergencia de los pronósticos de parámetros al valor óptimo. El RLS es un filtro adaptativo que encuentra recursivamente los coeficientes que minimizan una función de costo de mínimos cuadrados lineales ponderados relacionados con las señales de entrada. Esto contrasta con otros algoritmos como el LMS que tienen como objetivo reducir el error cuadrático medio. En la derivación del RLS, las señales de entrada se consideran deterministas, mientras que para el LMS y algoritmos similares se consideran estocásticas. En comparación con la mayoría de sus competidores, el RLS exhibe una convergencia extremadamente rápida. Sin embargo, este beneficio se produce a costa de una alta complejidad computacional. La ecuación iterativa que aplica el método RLS se establece con la ec. 2.29. En estas ecuaciones, el índice de iteración  $i$  se muestra de nuevo con  $n$ .

$$\begin{aligned}\mathbf{S}(n) &= \mathbf{P}(n-1)\mathbf{Y}_k \\ \mathbf{k}_n &= \frac{\mathbf{S}(n)}{\beta + \mathbf{Y}_k^T \mathbf{S}(n)} \\ \xi(n) &= d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{Y}_k \\ \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi(n) \\ \mathbf{P}_{(n)} &= \beta^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \beta^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{Y}_k^T \mathbf{P}(n-1)\end{aligned}\tag{2.29}$$

Es obvio que el método requiere un valor inicial para las variables  $\mathbf{w}$  y  $\mathbf{P}$  que utiliza. La variable de entre estos valores, que muestra el peso, debe comenzar inicialmente

la iteración con cero  $\mathbf{w}(0) = 0$ . Mientras que  $\mathbf{P}$ , que es una variable intermedia, es una matriz  $\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}$  de la manera en que solo el elemento diagonal es distinto de cero, con todos los otros elementos son cero. El coeficiente  $\delta$ , que garantiza el cálculo de los elementos diagonales iniciales, es un coeficiente positivo constante que debe seleccionarse como bajo para las señales que tienen una SNR alta, mientras que debe seleccionarse como alto para las señales que tienen una SNR baja. El  $\beta$  encontrado en la ecuación es el factor para obtener  $\mu$  y es el parámetro de control del método RLS.

**2.8. Implementación del medio de simulación.** Los detalles del medio de simulación generado dentro del alcance de la tesis se explican en las secciones de cálculo de iluminación creada en el medio, cálculo de la fuerza óptica total que afecta a la superficie, cálculo del impulso y respuesta del canal de comunicación según la posición de un transmisor especial, y cálculo de los valores teóricos SNR y BER teóricos.

**2.8.1. Medio de simulación.** Para observar el efecto del medio en la comunicación, se tiene en cuenta una habitación de la casa. Los datos se transmiten a los usuarios a través de lámparas led que difunden la luz que tiene una determinada área de iluminación. Los datos que vendrán con la transmisión de RF se proporcionan por vía óptica. Solo se está examinando una comunicación de una sola ruta. Hay, por ejemplo, un fotodiodo en la computadora portátil. Por otro lado, se han simulado leds en grupos para el receptor. La sala simulada tiene 2,5 metros de altura y tiene un área base de 5x5 metros. Se ha supuesto que hay un transmisor en el escritorio con una altura de 0,85 m en cualquier punto de la habitación. Además, en el techo de la habitación hay 4 grupos de led. Hay 3600 led en cada grupo de led. Los leds están alineados en forma de cuadrados como 60x60 con un espacio de 1 cm entre sí. El dibujo representativo del medio de simulación se ve en la figura N°18.

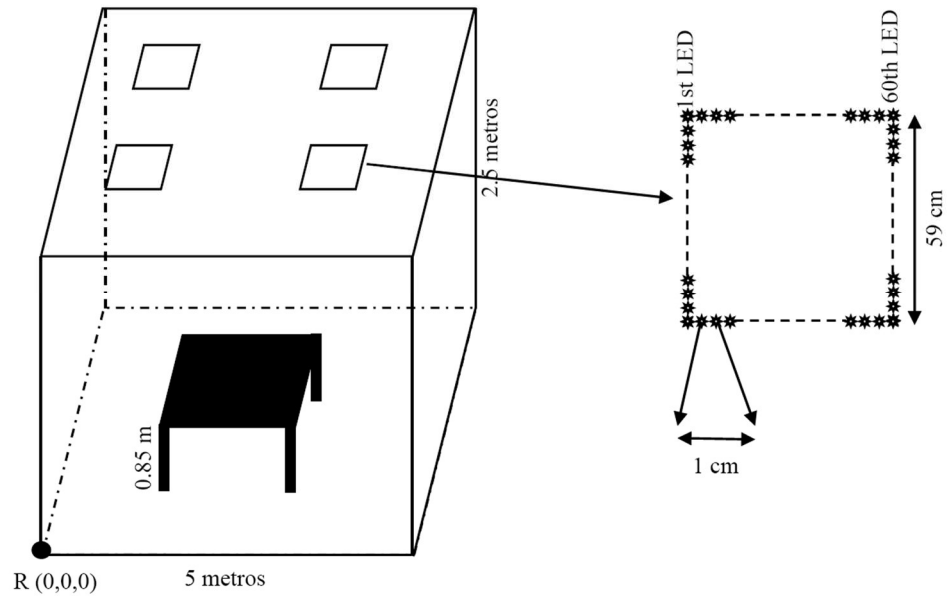


Figura N°18: Medio de simulación.

Los grupos de led se distribuyen simétricamente a lo largo del techo de 5x5 metros. Las coordenadas del punto de referencia R de la sala de los centros de los grupos led son; (1.25, 1.25, 2.5), (3.75, 1.25, 2.5), (1.25, 3.75, 2.5), (3.75, 3.75, 2.5). Las especificaciones de los leds utilizados, las especificaciones de los fotodiodos utilizados y algunos de los parámetros del medio, y los símbolos de estos parámetros utilizados en las ecuaciones se resumen en la tabla N°1. Para simular la luz que irradian los leds en el techo de la habitación, la base de la habitación y sus cuatro paredes se dividieron en cuadrados con longitudes laterales de 0,2 metros, y cada cuadrado se consideró como la unidad más pequeña para la que se realizó la simulación. La base de la sala se separó en 25x25 unidades de cuadrículas, y cada pared en cuadrículas de 13x25. Los cálculos se realizaron para un total de 1925 cuadrículas.

Tabla N°1: Parámetros de simulación.

Funciones	Valores
Potencia óptica transmitida ( $P_t$ )	20 [mW]
Semiángulo a media potencia ( $\Phi_{1/2}$ )	70 [grados]
Intensidad luminosa central ( $I(0)$ )	0,73 [cd]
Número de leds	3600 (60 × 60)
Intervalo led	1 [cm]

Tamaño de la luz led	59 × 59 [cm]
Valores del índice reflectante de las paredes ( $\rho$ )	0.8
Ubicación del sensor receptor específico	(0.1, 0.1, 0.85)
Eficiencia de convergencia O/E ( $\gamma$ )	0.53
Campo de visión en un receptor ( $\Psi_c$ )	60 [grados]
Área física del detector de un PD ( $A$ )	1 [cm]
Ganancia de un filtro óptico ( $T_s(\Psi)$ )	1
Índice reflectante ( $n$ )	1.5
Resolución de simulación	0,2 [m]

**2.8.2. Cálculo de la iluminación.** La ec. 2.11 se utilizó para calcular la cantidad de iluminación directa que cae sobre el escritorio de la habitación. Sin embargo, esta ecuación solo es válida en los casos en que solo hay una fuente de iluminación disponible. Como también se puede ver en la figura N°19, en una circunstancia cuando se trata de diferentes fuentes de iluminación, esto se convierte en una situación en la que se dispone de múltiples fuentes de iluminación, como en la ec. 2.30.

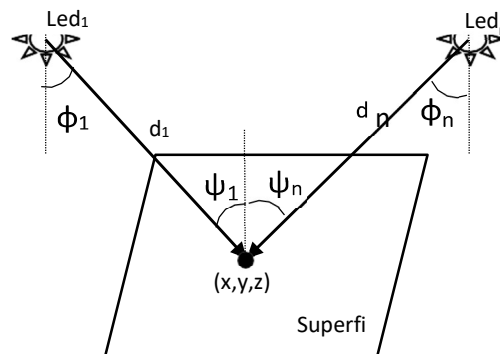


Figura N°19: Rayos que se originan en múltiples fuentes y llegan directamente a la superficie.

$$E_0 = \sum_{i=1}^{n_s} I(0) \cos^m(\phi_i) \cos(\psi_i) / d_i^2 \quad (2.30)$$

La expresión  $n_s$  encontrada en la ecuación muestra el número total de led disponible. Se ha asumido en la ecuación que todas las fuentes de luz son iguales y que tienen el mismo valor de intensidad luminosa central ( $I(0)$ ). Se ha calculado 14400 rayos que caen sobre las cuadrículas 625 (25x25), que forman la superficie

base para calcular la iluminación directa que cae sobre el escritorio. En este caso, se han realizado 9000000 procesos para la iluminación directa en el escritorio. Mientras que, para la iluminación directa, que cae sobre las 4 paredes, se ha hecho un cálculo para 14400 rayos que caen sobre 1300 (4x13x25) rejillas. Esto a su vez significa 18720000 procesos. Mientras que en total se han realizado 27720000 procesos para la iluminación directa que cae sobre la superficie del entierro. De acuerdo con la ec. 3.1, la cantidad de iluminación que cae sobre el escritorio se calcula como en la figura N°20. Las cantidades de iluminación que caen directamente sobre las paredes se han utilizado para el cálculo de la cantidad total de iluminación teniendo en cuenta también las reflexiones de 1er orden. Esto se debe a que las fuentes de luz que pueden generar 1<sup>er</sup> una reflexión de primer orden sobre el escritorio son las cuatro paredes de la habitación. Las 1300 cuadrículas que representan las paredes de la habitación reflejan la luz proveniente de cada fuente de luz a cada punto del escritorio comportándose como una fuente de luz. Así, para calcular las reflexiones de 1<sup>er</sup> orden se han realizado 117000000000 (4x3600x1300x625) procesos. El proceso ejecutado consiste en calcular por separado para todos los leds la ecuación dada en la ec. 2.11. En tal circunstancia, la iluminación total que se forma en el escritorio es la que se muestra en la figura N°21.

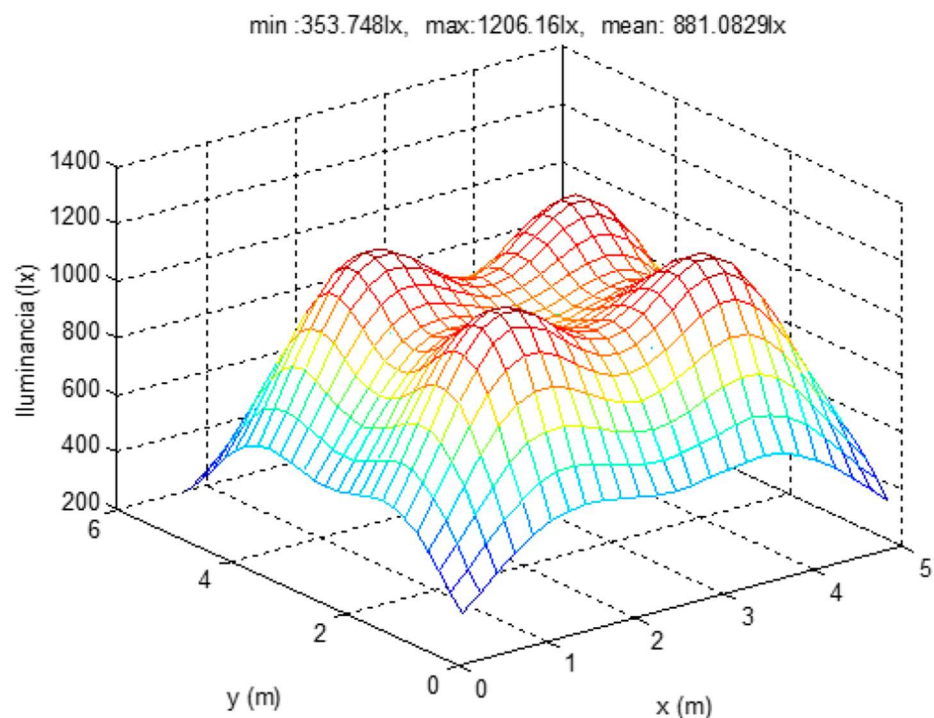


Figura N°20: Iluminación directa en el escritorio.

De acuerdo con la figura N°21, la sección de la habitación que está menos iluminada está siendo iluminada por 589.93 lx, mientras que la sección más iluminada está siendo iluminada por 1023.48 lx. De acuerdo con el estándar estipulado por la Organización Internacional de Normalización (ISO), la cantidad de iluminación en el medio de oficina debe ser entre 300 lx y 1500 lx. Por lo tanto, nuestro medio de simulación satisface este estándar.

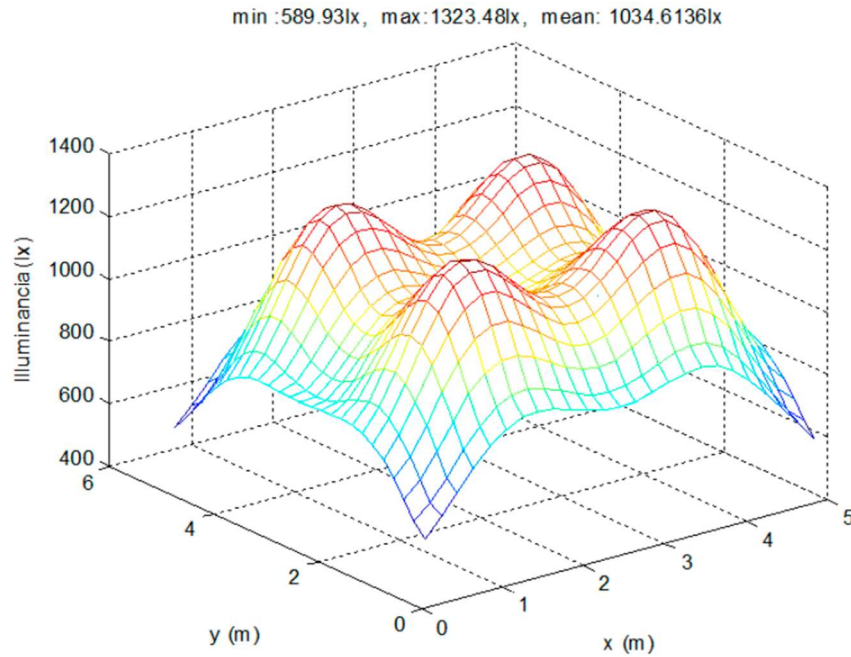


Figura N°21: Reflexión directa y de 1er orden iluminación en escritorio.

**2.8.3. Cálculo de la potencia recibida.** Se utilizará el valor  $H_0$ , cuya ecuación se da en la ec. 2.14 para calcular la potencia que caerá a un fotodiodo dado en la Tabla 1. Sin embargo, las ecuaciones proporcionadas en la sección 2.1 eran para una sola fuente de luz. La ec. 2.31 se utilizó para calcular la potencia directa que puede recibir el receptor que se encuentra en cualquier punto.

$$P_d = \sum_{i=1}^{n_{LED}} P_t H_{0,i} \quad (2.31)$$

El valor  $H_{0,i}$  encontrado en la ecuación, se ha calculado mostrando el valor  $d$ , que muestra la distancia entre la fuente de luz y el receptor en la ecuación dada en la ec. 2.13 como  $d_i$ . En este caso, la potencia directa que cae a cualquier posición en la que se encuentre el receptor se muestra en la figura N°22.

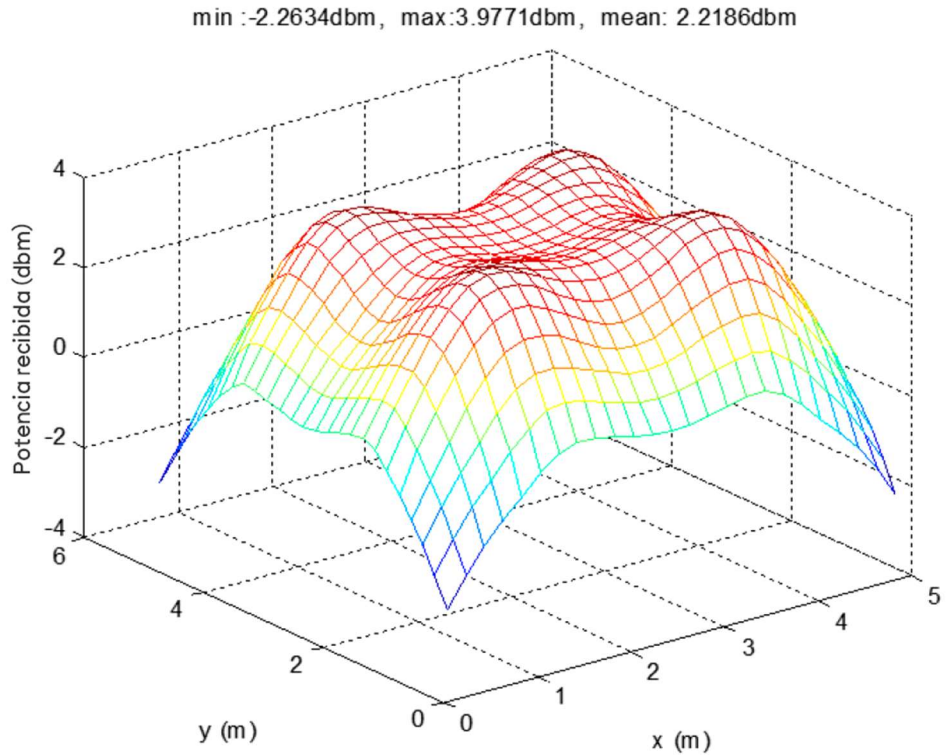


Figura N°22: Potencia recibida con iluminación directa.

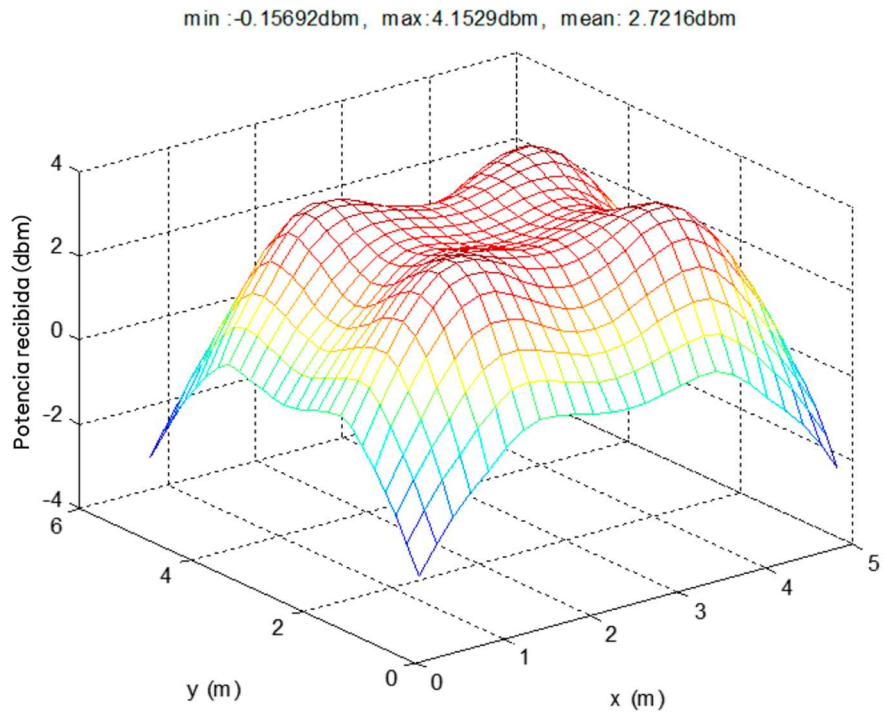


Figura N°23: Potencia recibida con iluminación directa y de 1<sup>er</sup> orden.

Se ha utilizado la ec.2.32, que es la forma generalizada de la ec. 2.17 bajo la circunstancia de que haya múltiples fuentes de luz, para calcular la potencia que detecta el receptor teniendo en cuenta también las reflexiones de 1<sup>er</sup> orden.

$$P_r = \sum_{i=1}^{n_{LED}} P_{r,0}^i + P_{r,1}^i \quad (2.32)$$

El símbolo  $p_{r,0}^i$  que se encuentra en esta ecuación muestra la potencia que el rayo directo que se origina en i led forma en el receptor, mientras que el símbolo  $P_{r,1}^i$  muestra la potencia de los rayos enteros que se originan en el led y que vienen a ser reflejados. Los rayos directos en el receptor y la potencia formada en el receptor proveniente de la reflexión de 1<sup>er</sup> orden se muestran en la figura N°23. De acuerdo con los resultados, la potencia formada en el receptor que está en el escritorio teniendo en cuenta también la reflexión de 1er orden es en promedio superior a 0.51 dbm.

**2.8.4. Cálculo de la respuesta al impulso.** Los rayos enteros que llegan directamente desde todos los leds y a través de la reflexión de 1<sup>er</sup> orden hasta el punto especial donde se encuentra el receptor deben ser rastreados para calcular la respuesta al impulso. Se debe determinar el período de tiempo que tardan estos rayos en llegar al punto donde está el receptor y la potencia generada en el receptor. Dado que hay 14400 fuentes de luz diferentes, si se supone que no hay obstrucciones que puedan causar sombreado, un total de 14400 rayos directos caen en cualquier punto. Había un total de 1300 cuadrículas en las cuatro paredes que podían reflejarse en el escritorio. Todas estas fuentes de luz llegarán a estas 1300 cuadrículas y viajarán al receptor desde estas. Así, los rayos 18720000 (1300x14400) llegarán al receptor por vía de reflexión. En este caso, el proceso en la ec. 2.19 se ha realizado para 18734400 rayos con el fin de calcular la respuesta de impulso de cada receptor. La respuesta al impulso del sistema con un fotodiodo que tiene un ángulo FOV de 60 grados a (0.1 0.1 0.85) coordenada se muestra en la figura N°24.

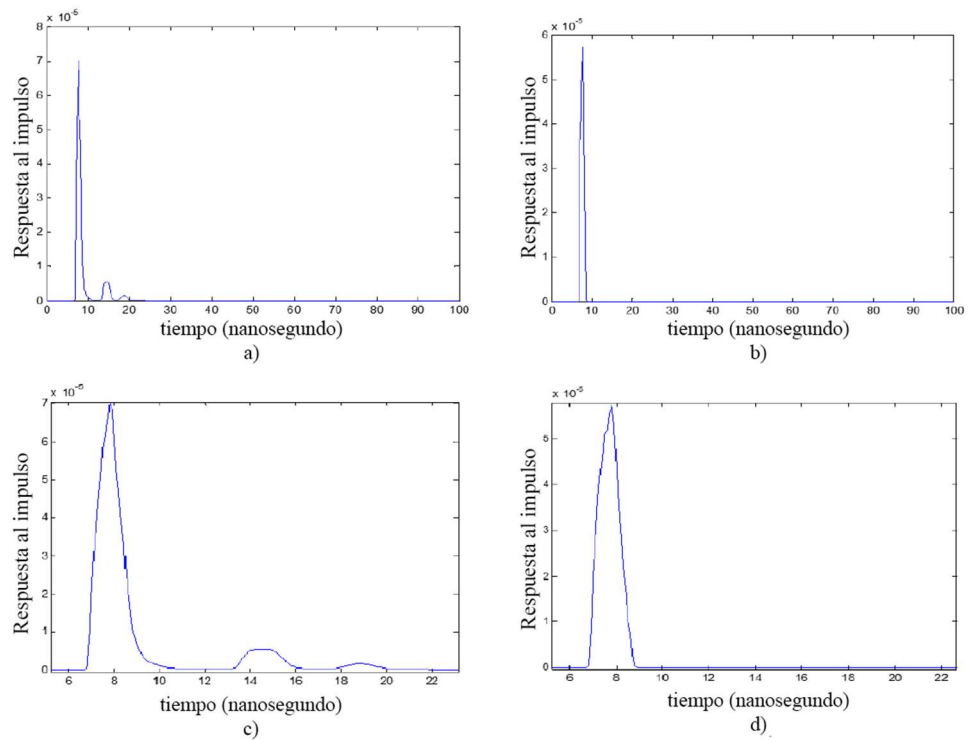


Figura N°24: Respuesta al impulso a (0,1 0,1 0,85) para 60 grados FOV a) con 1ra reflexión b) solo iluminación directa c) con 1ª reflexión en el rango de tiempo [6 22] c) solo directa iluminación en rango de tiempo [6 22].

Como se puede ver en el diagrama, el impulso máximo se ha formado en aproximadamente 8 ns. Sin embargo, este impulso no es un impulso completo y se puede observar que se extiende en el tiempo. Además, se ve otro impulso que se extiende en el tiempo que es más pequeño que el impulso principal y está a 7 ns más lejos del impulso principal. La extensión del impulso principal en el tiempo y la formación de otros impulsos en la respuesta al impulso se producen debido a que la señal pasa por diferentes caminos y llega al receptor. La forma de la señal recibida después de la aplicación de las respuestas de impulso obtenidas a una señal de entrada de muestra es la que se muestra en la figura N°25.

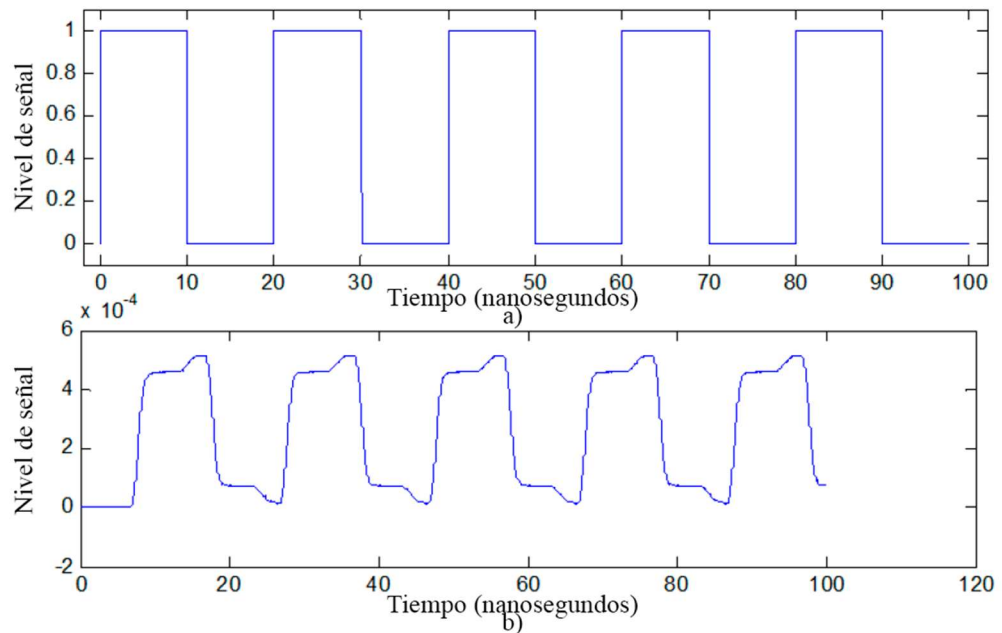


Figura N°25: a) Nivel de señal transmitida ( $t$ ) b) Nivel de señal recibida  $Y(t)$  en  $N(t) = 0$ .

**2.8.5. Retraso medio y propagación del retardo RMS de la sala simulada.** En la sección anterior se calculó que el proceso tenía que realizarse para un total de 18734400 rayos con el fin de calcular la respuesta de impulso para cualquier punto. Pero como el escritorio puede estar ubicado en cualquier punto dentro de la habitación, y como el receptor puede estar en cualquier punto del escritorio, es necesario calcular la respuesta de impulso para toda el área de la base. Cuando se considera que la base de la sala consta de 625 cuadrículas, el número total de procesos que se requieren realizar alcanza 11709000000. Después de calcular la respuesta al impulso para cada punto, se calculan los valores de retardo medio y retardo RMS de todos los puntos base con la ec. 2.20 y la ec. 2.21, y se obtuvieron la figura N°26 y la figura N°27. Los puntos donde el valor medio de retardo es más bajo son los puntos donde los centros led pueden enviar rayos a través de la trayectoria más corta, mientras que los puntos donde el valor medio de retardo es el más alto son los puntos que están lejos de los centros led.

tiempo de retardo medio min :5.5906ns, max:8.0117ns, mean: 6.613ns

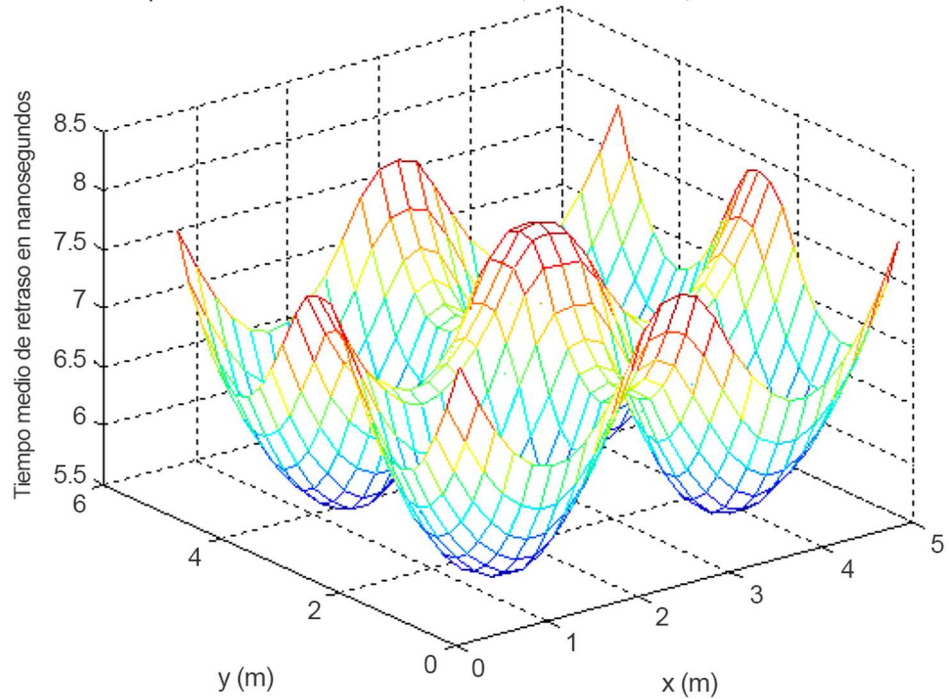


Figura N°26: Tiempo medio de demora en cualquier lugar del escritorio.

Dispersión de retardo RMS min :0.31851ns, max:1.0186ns, mean: 0.62653ns

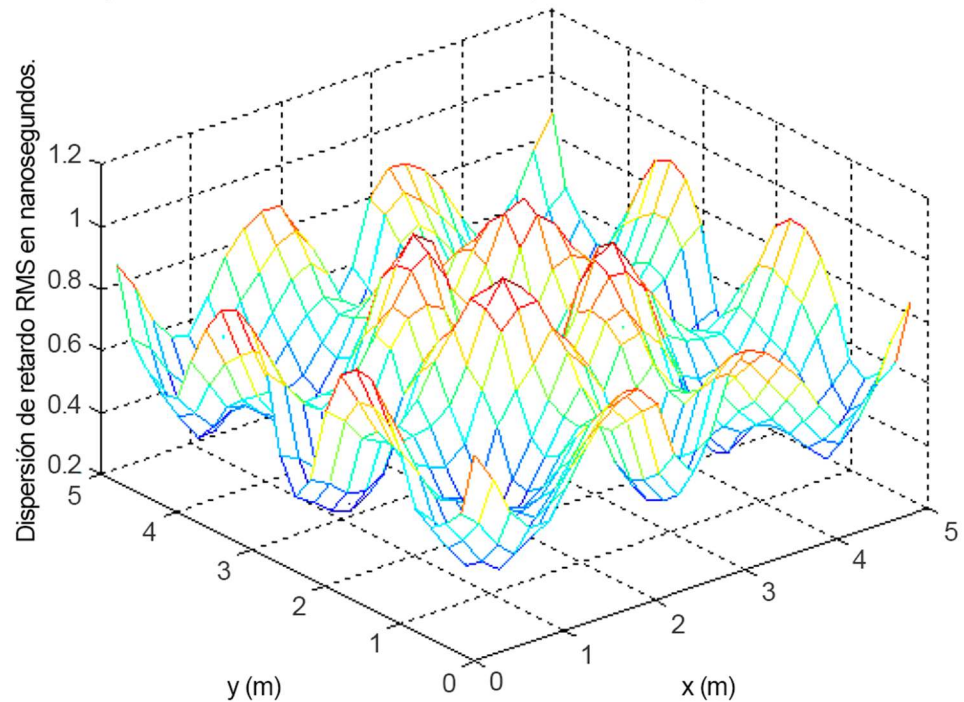


Figura N°27: RMS Delay Spread en cualquier lugar del escritorio.

### 2.8.6 SNR teórico y tasa de error de bits teórico

La señal que se genera en el rango de  $[0 T_b]$  respuesta al impulso, siendo  $T_b$  la duración del símbolo de la señal real, y la señal entre  $[T_b \infty]$  se evalúa como ruido

[12]. En este caso, la señal recibida deseada se escribe con la ec.2.33, y la señal recibida por ISI se escribe en la ec.2.34.

$$P_{rSignal} = \int_0^{T_b} (h(t) \otimes X(t)) dt \quad (2.33)$$

$$P_{rISI} = \int_{T_b}^{\infty} (h(t) \otimes X(t)) dt \quad (2.34)$$

La señal deseada que requiere obtenerse del receptor bajo las circunstancias se puede escribir como  $S = \gamma^2 P_{rSignal}^2$  y el ruido contenido en la señal como  $N = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{thermal}^2 + \gamma^2 P_{rSIS}^2$ . Si se acepta que hay disparo constante y ruido térmico en todas las señales, la relación SNR se calculará para todos los puntos posibles donde se puede colocar el receptor. Las relaciones SNR que se formarán en la superficie del escritorio como  $T_b = 10$  ns sin tener en cuenta las reflexiones de 1er orden se muestran en la figura N°28, mientras que las SNR que se forman después de tener en cuenta las reflexiones de 1er orden se muestran en la figura N°29.

Mientras que el valor medio de SNR creado en el escritorio es de 18,8 db cuando solo se tiene en cuenta la iluminación directa, el valor SNR medio retrocede a 15,5 cuando también se tiene en cuenta la reflexión de 1er orden. Estos resultados se obtienen bajo  $T_b = 10$  ns, lo que significa que la velocidad de comunicación es de 100Mb/seg. Según la simulación, obtuvimos un mínimo de 15.52 db, por lo que es suficiente para un enlace de comunicación estable. Existe la relación  $BER = (\sqrt{SNR})$  entre SNR y la tasa de error de bits (BER) en la modulación OOK [10]. La función  $Q(x)$  que se encuentra en la expresión se muestra con la ec.2.35.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy \quad (2.35)$$

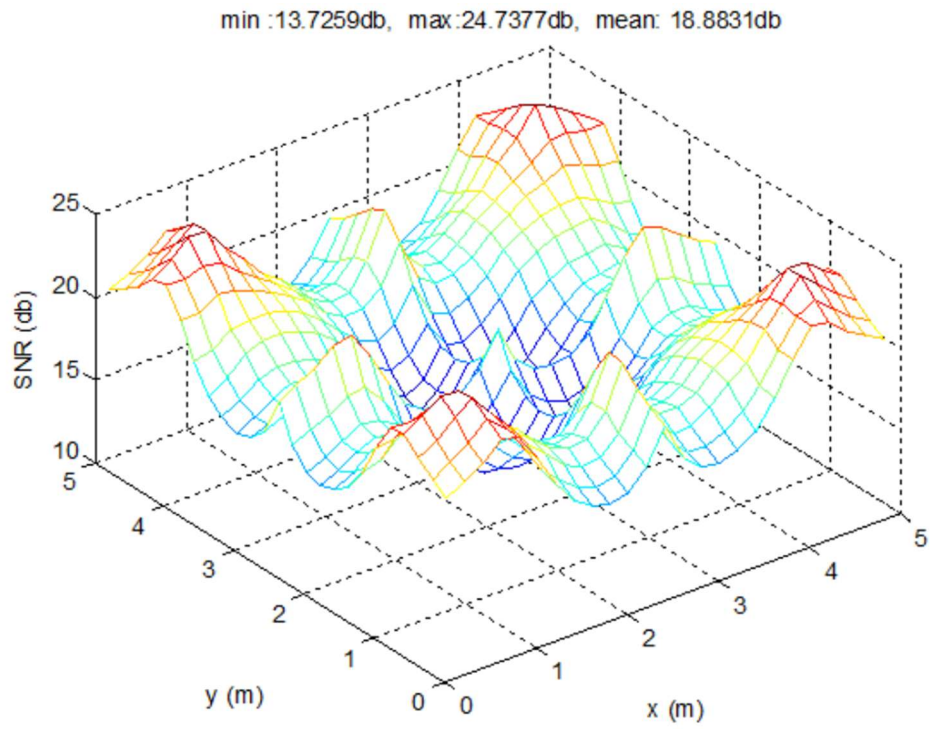


Figura N°28: SNR teórica bajo iluminación directa.

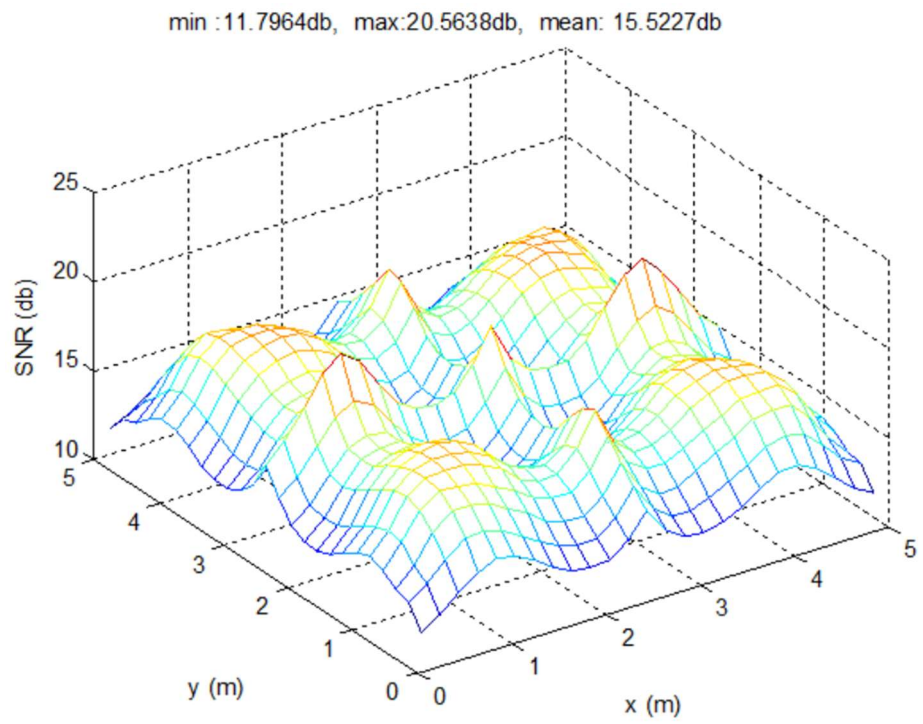


Figura N°29: SNR teórica bajo iluminación de reflexión directa y de 1er orden.

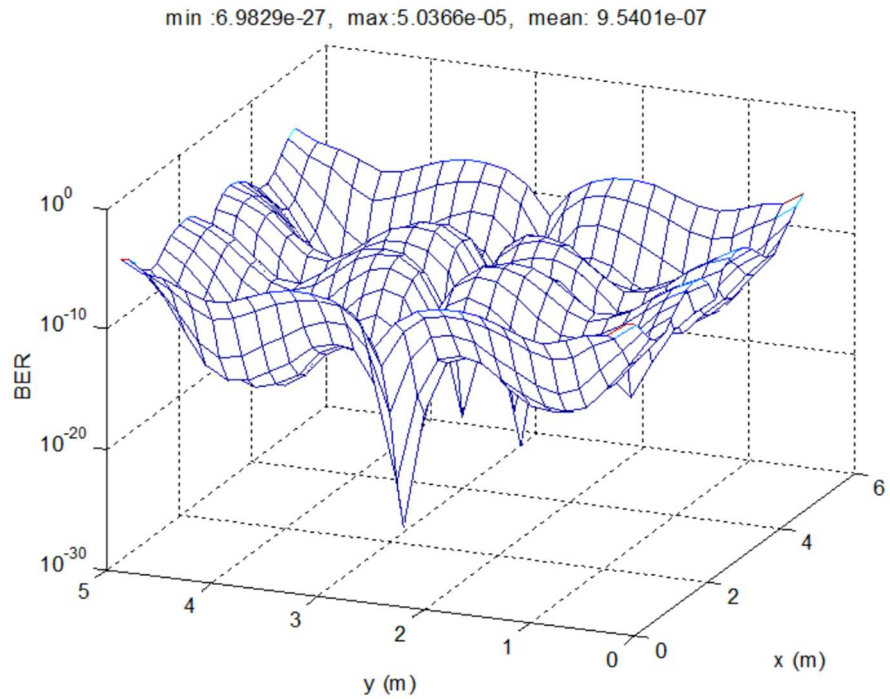


Figura N°30: BER teórico.

En este caso, el BER teórico calculado para toda la superficie del escritorio que se encuentra en la sala de simulación se muestra en la figura N°30. La relación BER se ha calculado en el nivel  $10^{-5}$  en el peor de los casos, y en el nivel  $10^{-27}$  en el mejor de los casos.

**2.8.7. Implementación del filtro de coseno elevado.** Implementamos la función de coseno elevado con %100 de ancho de banda excedente. Esto significa que el factor de roll-off es igual a 1. La respuesta de frecuencia del filtro de coseno elevada se da en la figura N°31, que se aplica cuando  $T_b = 10$  ns. Mientras que la señal generada al pasar por la señal que pasa a través del filtro de coseno elevado que se pone en convolución con respuesta al impulso se muestra en la figura N°32.

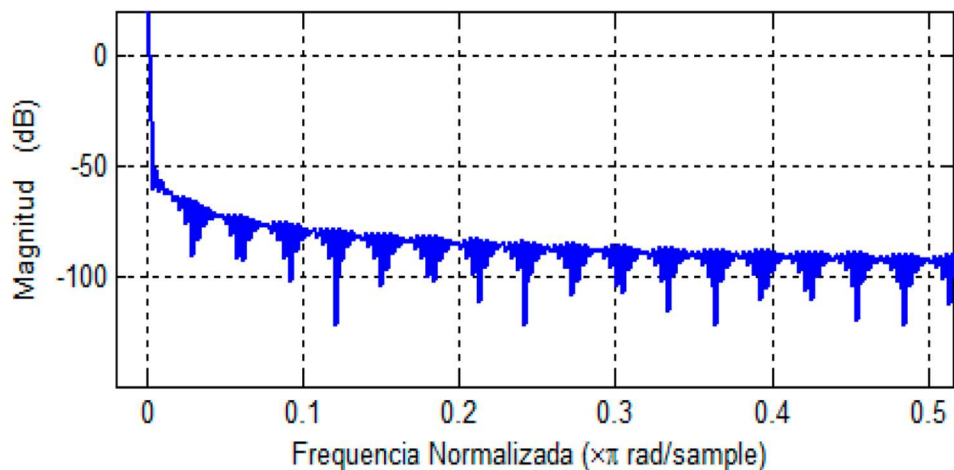


Figura N°31: Respuesta de frecuencia de filtro de coseno elevado.

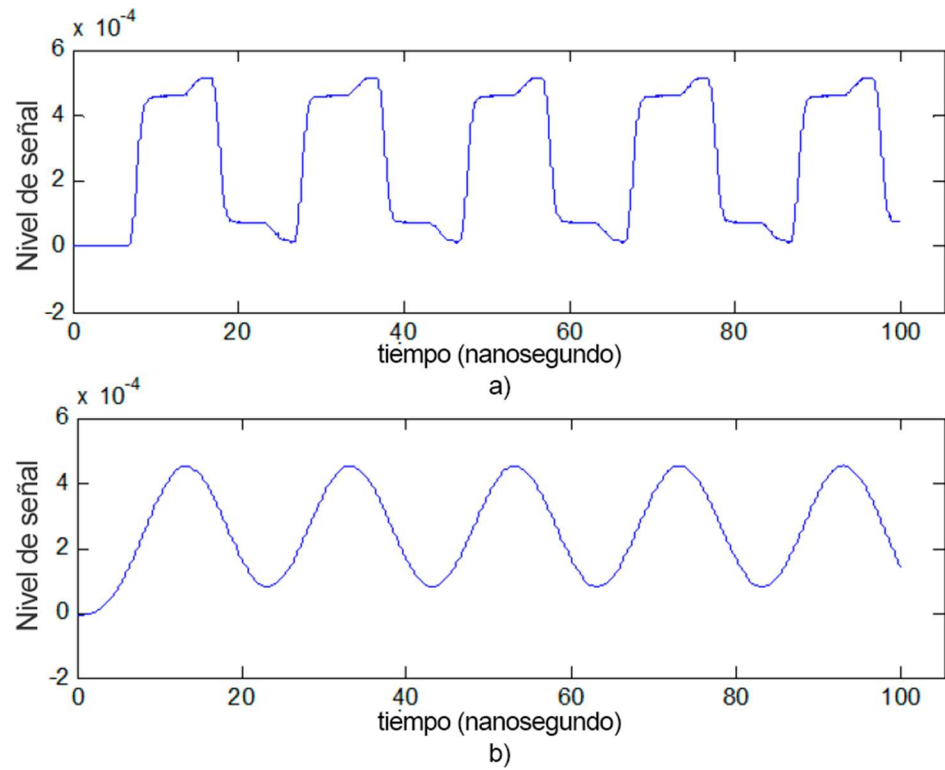


Figura N°32: a) Señal recibida antes del filtro de coseno elevado b) Señal recibida después del filtro de coseno elevado.

### III. RESULTADOS

El sistema VLC habrá sido probado y el éxito del sistema DFE se habrá medido para las diferentes condiciones para las que se obtendrán las respuestas de impulso en la conclusión de la simulación. Los pasos del mecanismo de prueba, respectivamente, en esta sección consistirán en el efecto del FOV, el efecto de la duración del símbolo, el efecto del ruido, el efecto del ruido de entrenamiento y los resultados de BER versus SNR en diferentes períodos de símbolos, y subtítulos de campo de visión.

**3.1. Pasos de las pruebas.** El mecanismo de prueba, cuyo diagrama de bloques se da en la figura N°33, consta de dos diferentes conductos, cada una con 5 pasos diferentes de la otra. Estos dos conductos expresan si se debe usar o no la ecualización adaptativa. Al principio se genera un mensaje que consta de 100000 símbolos aleatorios en los conductos. El mensaje que se genera se codifica utilizando cierta duración del símbolo de acuerdo con la modulación OOK, ya sea como 1 o 0, es decir, el led está encendido o apagado. La señal de mensaje generada con la respuesta de impulso obtenida del paso de simulación genera la señal que el receptor determina después de pasar por convolución y se multiplica por el coeficiente de eficiencia de convergencia y añadiendo el ruido que asegura la SNR deseada, como se muestra en la ec. 2.18. Posteriormente, esta señal se envía a través del filtro de coseno elevado que se establece de acuerdo con la duración del símbolo y el valor de exceso de tasa.

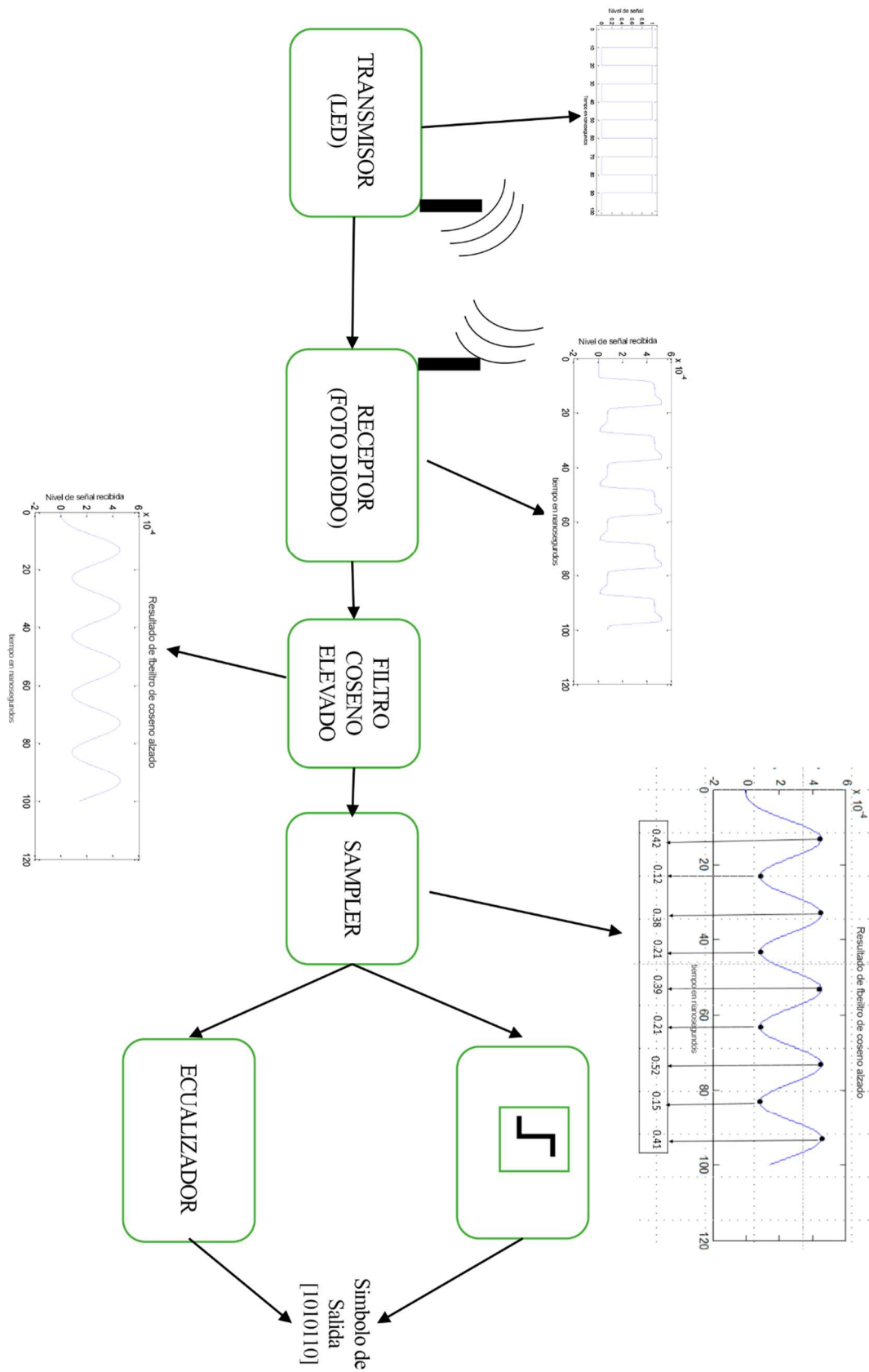


Figura N°33: Diagrama de bloques del sistema.

La señal se muestrea en la fase de muestreo, como se muestra en la figura N°34 en la señal filtrada con el detector de punto central tomando muestras del punto medio exacto del tiempo de muestra. Ahora hay dos pruebas diferentes para la señal que se ha muestreado. En el primero, un símbolo se obtiene con solo un simple proceso de comparación sin pasando por cualquier proceso de equalización. Una tasa de error del sistema se calcula mediante Comparar los símbolos en realidad enviado y el símbolo obtenido.

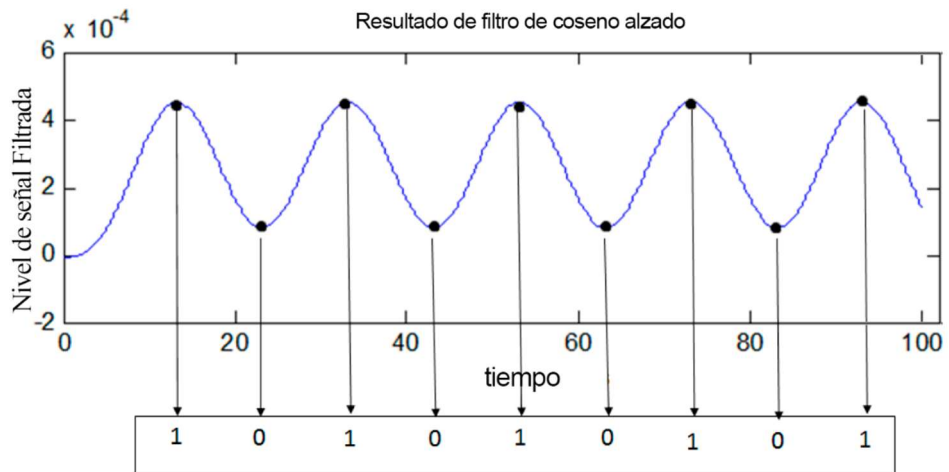


Figura N°34: Símbolo obtenido sin equalización.

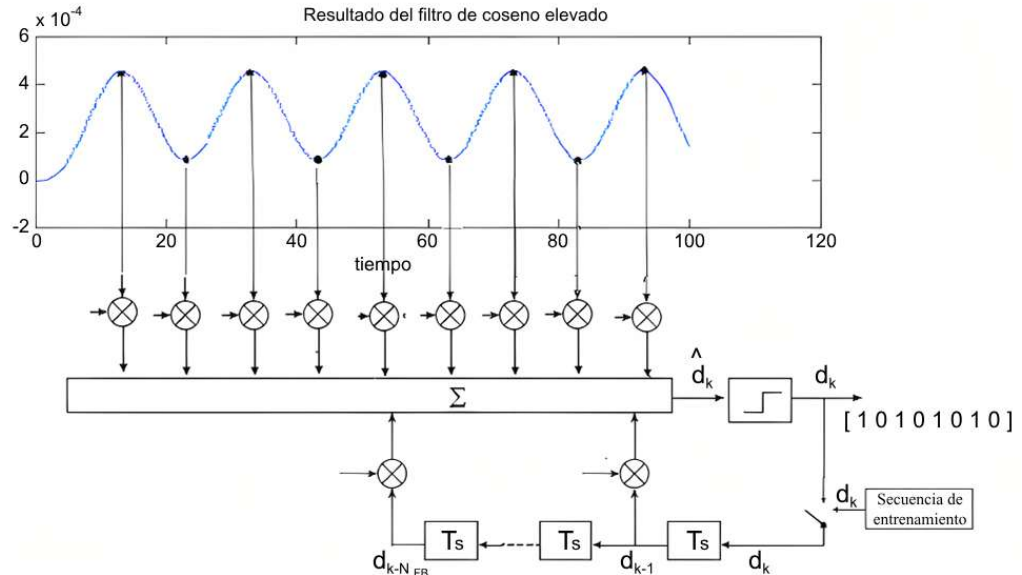


Figura N°35: Símbolo obtenido con equalización.

Cuando se utiliza la equalización adaptativa, el diagrama que describe el flujo del sistema será como el de la figura N°35. Las señales enviadas a través del filtro de coseno elevado se introducen en el filtro adaptativo después de que se muestrean con el detector de punto central. El filtro adaptativo ajusta los pesos calculando el error de acuerdo con los elementos de la secuencia del tren a lo largo del período de secuencia del tren donde

conoce la señal que ha llegado anteriormente. Además, actualiza constantemente los pesos utilizando el estado convertido (estado 0, 1) del símbolo de la salida del filtro después de la terminación de la secuencia del tren.

**3.2. Efecto del campo de visión.** Las respuestas de impulso se calculan por separado teniendo en cuenta el hecho de que el receptor, cuya posición se supone que está en el punto con coordenadas (0.1, 0.1, 0.85), tiene respectivamente ángulos FOV de 30 grados, 60 grados y 90 grados. Los resultados obtenidos son los que se muestran en la figura N°36.

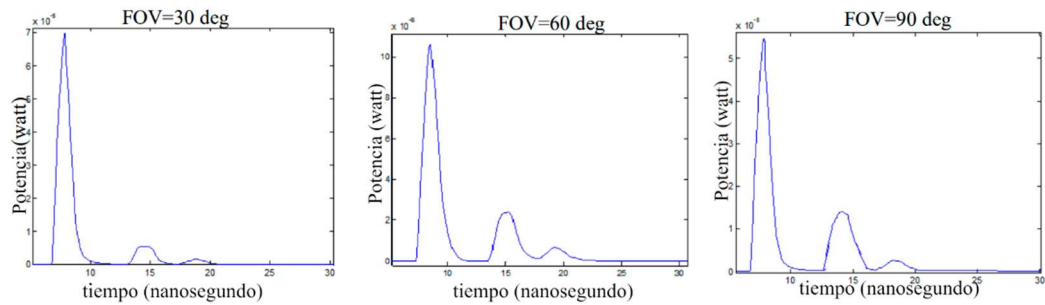


Figura N°36: Efecto del campo de visión.

Como los rayos que se reflejan desde amplios ángulos FOV afectan más al receptor, los puntos pico secundarios por delante del punto pico base tienden a ser más fuertes. Además, en los ángulos agudos FOV, rayos que están en ángulos más cercanos al receptor normal entran en el receptor. Estos Rayos en su mayoría consisten en rayos que entran directamente.

**3.3. Efecto de la duración del símbolo.** La duración del símbolo determina la velocidad de comunicación. Menor duración del símbolo debe utilizarse para una comunicación más rápida. Sin embargo, como la duración del símbolo es más restringido, el efecto ISI comienza a aumentar. Se generó un mensaje de muestra y se codificaron diferentes duraciones de símbolo para mostrar el efecto de este evento.

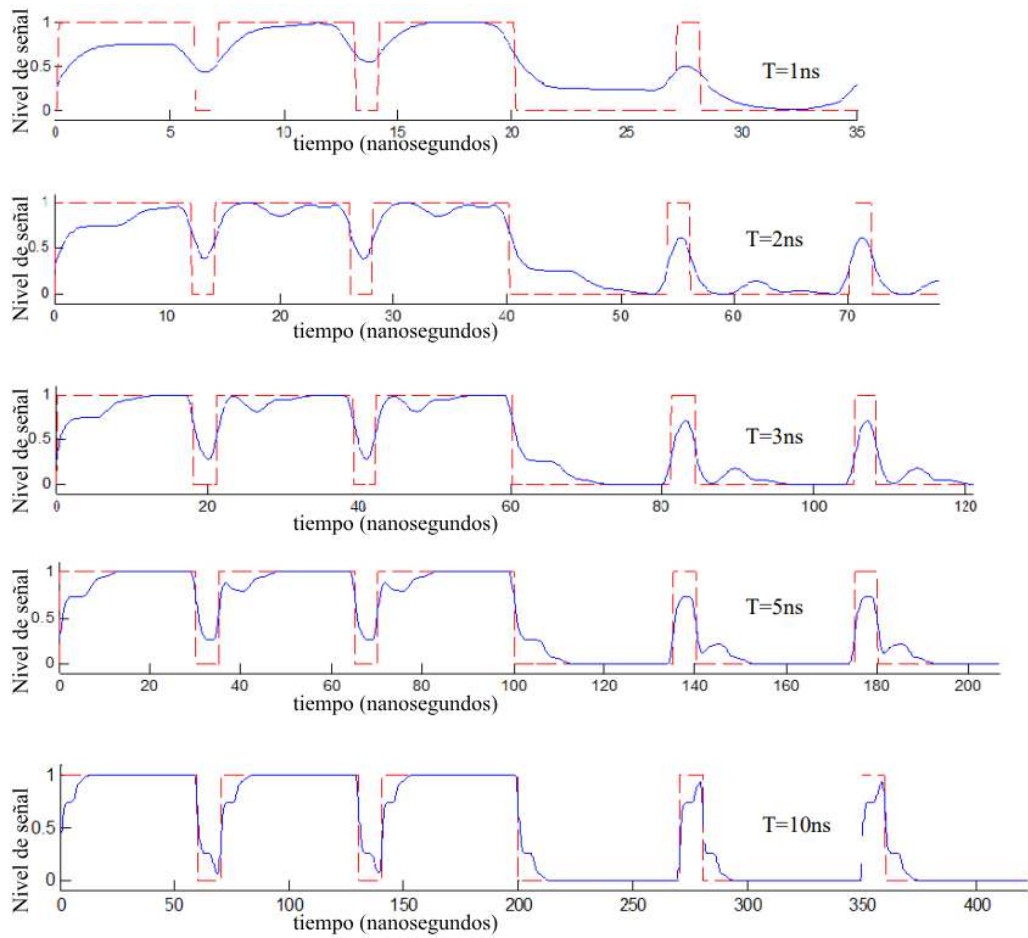


Figura N°37: Efecto de la duración del símbolo.

Las potencias normalizadas de la señal detectada desde el fotodiodo cuando se utilizan 5 duraciones de símbolo diferentes ( $T= 1\text{ ns}$ ,  $2\text{ ns}$ ,  $3\text{ ns}$ ,  $5\text{ ns}$  y  $10\text{ ns}$ ) se muestran en la figura N°37. Por otro lado, las líneas discontinuas rojas que se ven en el diagrama expresan la señal enviada. De acuerdo con los resultados; a medida que el efecto ISI aumenta en la comunicación con duraciones de símbolo cortas, el efecto ISI disminuye en la comunicación con duraciones de símbolo altas.

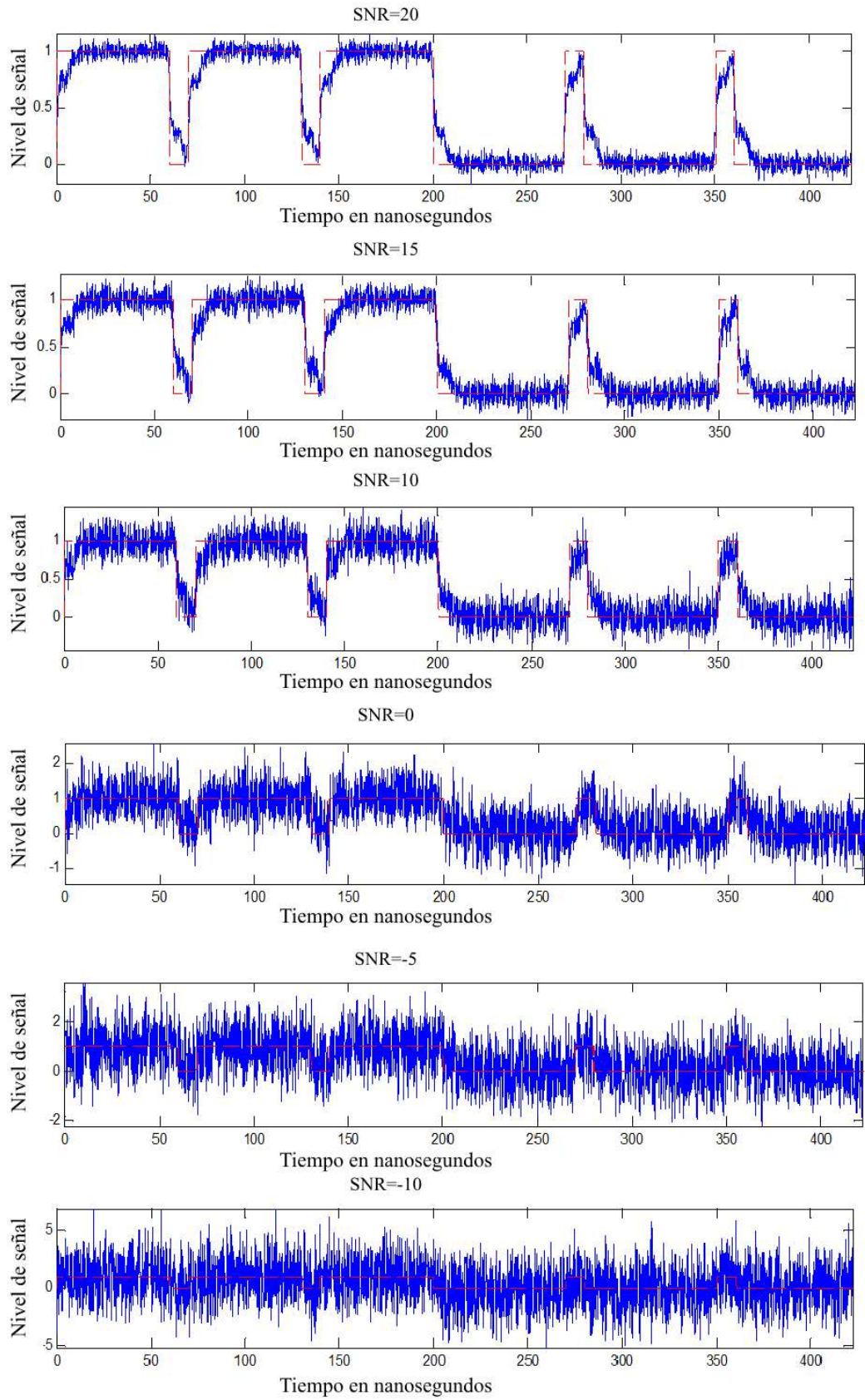


Figura N°38: Efecto del SNR.

**3.4. Efecto del ruido.** Los parámetros de ruido que afectaban a la señal enviada se explicaban en la sección 2.7.2. Al simular el ruido en la prueba, el disparo y el ruido térmico no se han modelado por separado. El ruido gaussiano blanco que asegurará que el SNR se haya agregado a la señal. En la figura N°38, la señal recibida se ve cuando se agrega ruido gaussiano blanco a la señal generada de manera que se formen diferentes valores SNR entre - 10 y +20. Se han trazado señales de muestra para el período de símbolo  $T=10$  ns. La señal enviada que se muestra con la línea discontinua roja en el diagrama expresa la señal enviada.

**3.5. Efecto de los parámetros LMS y RLS.** El parámetro de control de LMS es el coeficiente  $\mu$ . Este coeficiente se probó empíricamente para diferentes valores y se determinó 0,005 como el valor óptimo. Se realizó una prueba para  $T = 3$  ns,  $SNR = 0$ db y  $FOV = 60$ . Según la figura N°39, el algoritmo LMS requiere una secuencia de tren de aproximadamente 100 nanosegundos incluso con el valor óptimo de  $\mu$ . El parámetro de control del SPI es el factor de olvido ( $\beta$ ). Este coeficiente se probó empíricamente para diferentes valores y 1 se determinó como el valor óptimo. De acuerdo con la figura N°39, se observa que el RLS converge mucho más rápido en comparación con LMS. La convergencia se logra en aproximadamente 20 nanosegundos. La prueba se realizó para  $T = 3$

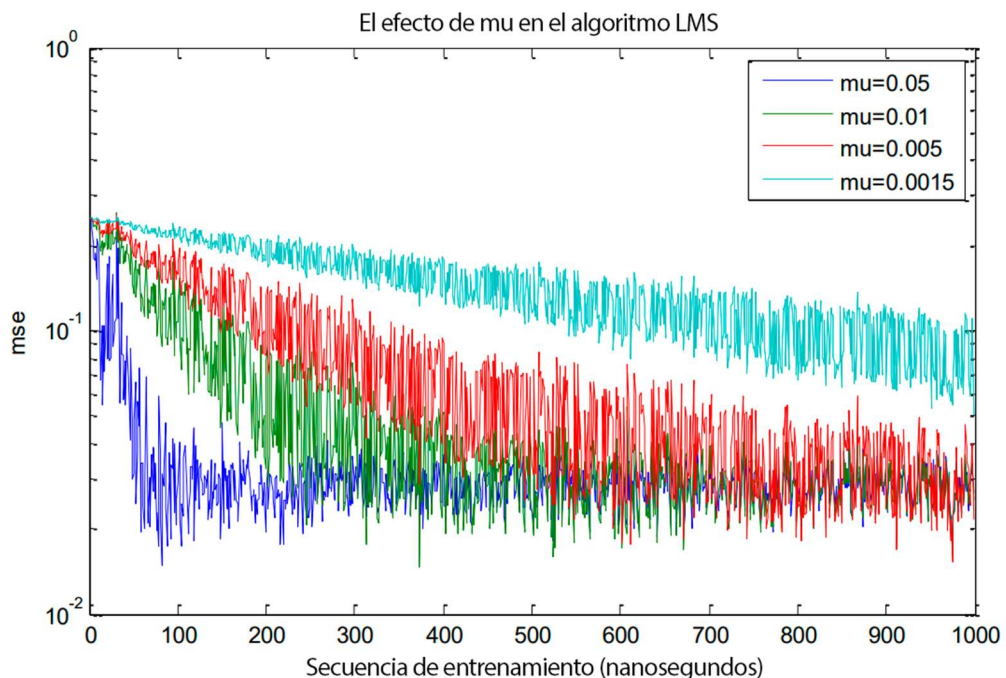


Figura N°39: Efecto del parámetro de control en el algoritmo LMS.

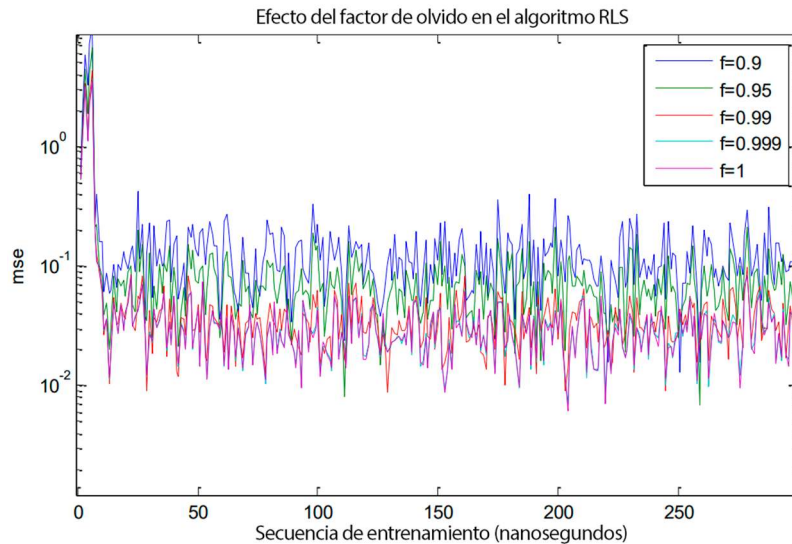


Figura N°40: Efecto del parámetro de control en el algoritmo RLS.

**3.6. Efecto de la longitud de la secuencia del tren.** Con el fin de investigar el efecto de la secuencia del tren en el rendimiento, la secuencia del tren se cambió en el mecanismo de prueba constante. Se simularon 10000 símbolos generados aleatoriamente con  $T = 3$  ns siendo el período del símbolo,  $FOV = 60$  y  $SNR = 0$  db. Como se puede ver en la figura N°41, mientras que RLS podría lograr una adaptación más rápida y disminuir el error, LMS solo puede adaptarse más tarde.

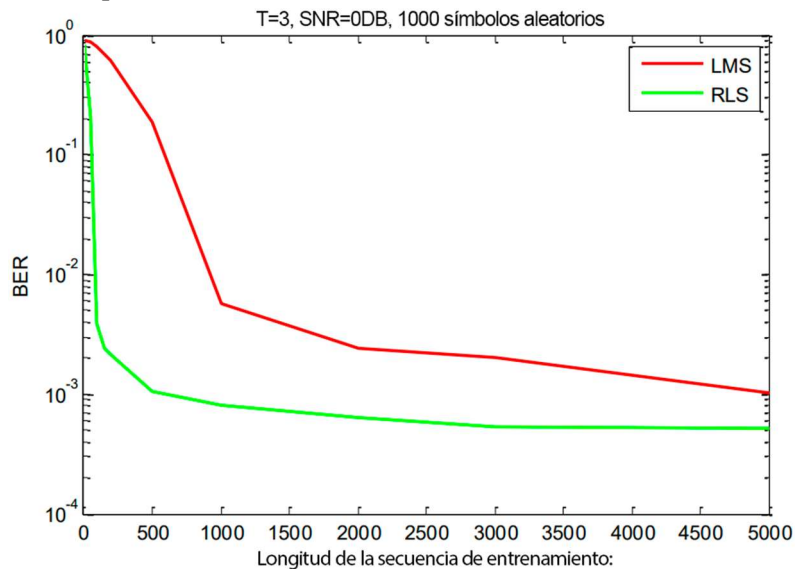


Figura N°41: Efecto de la longitud de la secuencia del tren.

**3.7. Resultados de BER versus SNR, bajo diferentes períodos de símbolos y campo de visión.** Los valores FOV 30, 60 y 90 del receptor se simularon por separado. Los valores de  $T = 1.9, 1.7, 1.5$  y  $1.3$  nanosegundos se simularon por separado como período de símbolo. El ruido se agregó de una manera que aseguraría que la SNR fuera 0 y +5 a intervalos de 0.5. Todos estos casos fueron simulados para 100000 símbolos que se generaron aleatoriamente. Las primeras 10000 de las 100000 muestras se determinaron

como el tren establecido para el ecualizador. Las señales generadas se filtraron por separado con LMS y con RLS sin un ecualizador y. Se realizó una comparación y se calcularon los valores BER para los 90000 símbolos determinados como el último grupo de prueba. Los resultados de la prueba son los que se muestran en la figura N°42. Los resultados en esta figura son respectivamente para ángulos FOV con 30, 60 y 90 grados; mientras que cada fila son los resultados de pruebas realizadas para duraciones de símbolos que tienen longitudes de 1.9, 1.7, 1.5 y 1.3 ns respectivamente. El gráfico se ha formado encontrando el valor BER encontrado después de que la señal se analiza en el receptor cuando se ha generado una señal con el ruido que tiene diferentes valores SNR. Como se puede ver en el gráfico, en pruebas completas donde se ha utilizado el ecualizador, incluso si la señal tiene ruido, se alcanza una relación BER más baja. Al mismo tiempo, RLS está dando una relación BER más baja prácticamente en todo momento con respecto a LMS.

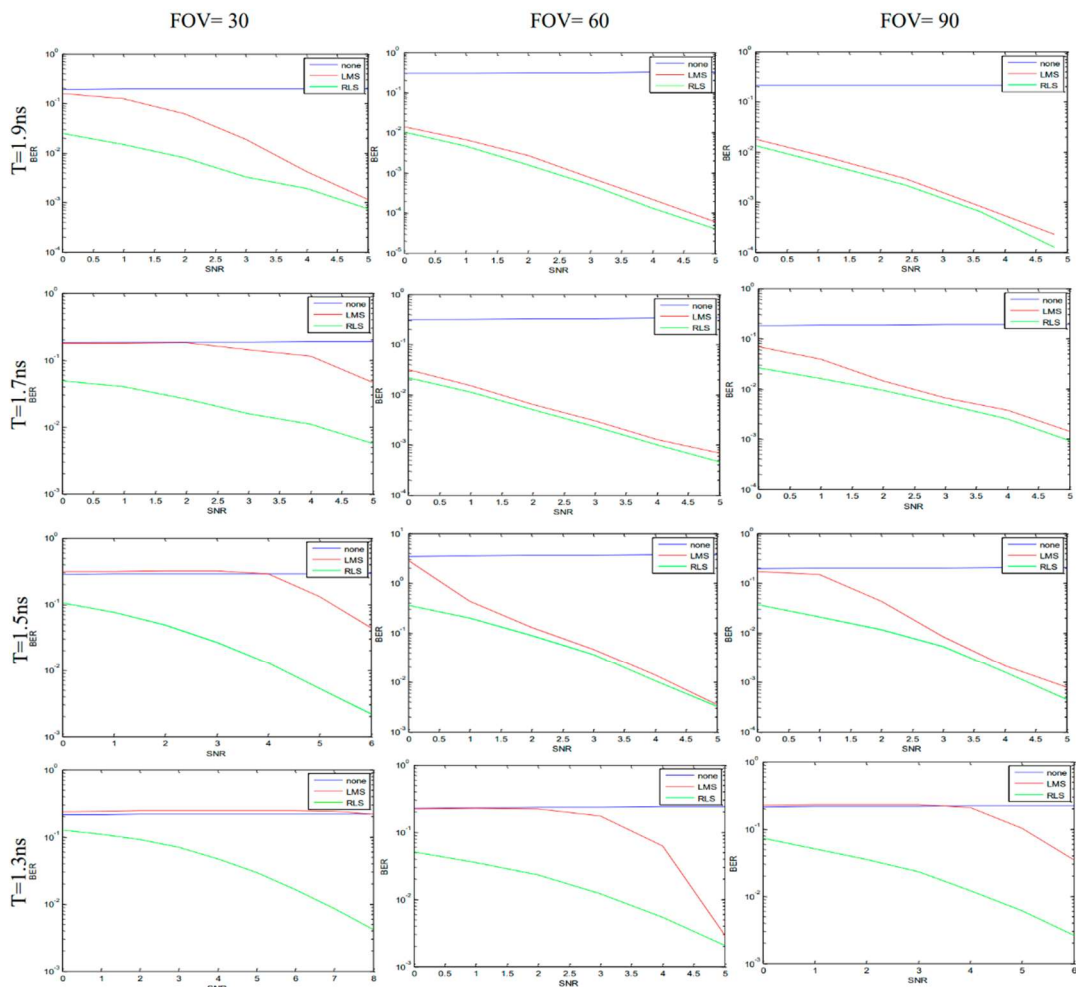


Figura N°42: Resultados de BER vs SNR, bajo diferentes períodos de símbolos y campo de visión.

**3.8. Comparación de la complejidad temporal de LMS y RLS.** El algoritmo de mínimos cuadrados recursivos (RLS) generalmente tiene una convergencia más rápida que los mínimos cuadrados medios (LMS). Los resultados en la Sección 3.5 y 3.6 también respaldan este conocimiento. De acuerdo con el proceso iterativo de LMS en la ec. 2.28 y el proceso iterativo de RLS en la ec. 2.29, es obvio que el algoritmo RLS necesita muchos más cálculos que LMS. LMS solo tiene complejidad  $O(n)$  según el número de pestañas DFE. Por otro lado, RLS tiene complejidad  $O(n^2)$  según el número de pestañas DFE [48]. Pero en todas las pruebas no se probó el consumo de tiempo en diferentes pestañas de número. Se utilizó el mismo número de pestañas, como 10 pestañas para los coeficientes de avance de alimentación, 5 pestañas para los coeficientes de retroalimentación. En esta sección solo se prueba el consumo de tiempo de RLS y LMS bajo diferentes longitudes de señal. De acuerdo con la ec. 2.28 y 2.29, los dos algoritmos tienen complejidad de tiempo lineal bajo la longitud de la señal. Pero RLS tiene más cálculos. El consumo de tiempo de RLS y LMS bajo diferentes longitudes de señal se muestra en la Tabla N°2. Los programas se ejecutan en i7 basado en 2.4 GHz, 8 GB Ram PC con Matlab 2014a.

	Número de longitudes de señal (muestra)					
Methods	1000	5000	10000	50000	100000	500000
<b>LMS</b>	0.0672	0.308	0.617	3.09	6.26	30.92
<b>RLS</b>	0.122	0.521	1.037	5.211	10.38	53.05

Tabla N°2: El consumo de tiempo de RLS y LMS en diferentes longitudes de señal (segundo).

#### IV. CONCLUSIONES

El medio que tiene los parámetros deseados se simula a través del medio de simulación desarrollado dentro del alcance de la tesis. Se puede obtener la respuesta al impulso en las condiciones deseadas. Tanto la infraestructura de comunicación como la iluminación del medio se pueden crear utilizando los leds apropiados. Tener un ángulo FOV agudo genera una mejor respuesta de impulso debido a que no recibe las luces que vienen como reflejos.

Sin embargo, si la luz que viene perpendicularmente no es lo suficientemente fuerte, esto afecta negativamente la respuesta al impulso. Para la generación mínima de ISI, no debe haber obstrucción entre el receptor y el transmisor para la comunicación de alta velocidad en los sistemas VLC. La razón básica del ISI son los diferentes tiempos de llegada de cada señal, ya que las señales procedentes de diferentes fuentes siguen diferentes caminos. Especialmente dado que las señales de reflexión viajan por un camino más largo en comparación con las luces que vienen directamente, están mucho más retrasados y esto a su vez perjudica la respuesta al impulso. La señal recibida del receptor y el RCF que filtra de acuerdo con la relación de símbolos conocida aumenta el rendimiento.

El ecualizador ciertamente debe usarse para la comunicación de alta velocidad en sistemas VLC. Los ecualizadores tipo DFE constituyen una buena solución. Aunque el funcionamiento más lento del RLS y su aplicación como circuito es difícil como algoritmo de aprendizaje, es capaz de proporcionar convergencia en períodos notablemente cortos. Como la convergencia en períodos más cortos significa una menor secuencia de trenes, la señal que se enviará a intervalos regulares para el equilibrio del canal significa que quedará más espacio para el mensaje real.

## V. RECOMENDACIONES

Los sistemas VLC han comenzado a encontrar progresivamente una mayor cuota de mercado. Por ejemplo, el tamaño de este mercado en los Estados Unidos en 2014 es de \$ 200 millones de dólares, y se pronostica que el tamaño del mercado alcanzará los \$ 3000 millones en 2019. Nuestro país también obtendrá su valor de compartir de estos desarrollos.

En este contexto, la mejora de la velocidad de los sistemas VLC y asegurar su estabilidad sigue siendo la motivación más importante de los investigadores. Cuando se utiliza la ecualización adaptativa, se ha presentado la posibilidad de mejorar su capacidad de comunicación dentro del alcance de esta tesis.

Sin embargo, por otro lado, no se han elaborado diferentes técnicas de modulación. En mis siguientes estudios se prevé la investigación de las técnicas de modulación más ideales para los sistemas VLC. Es posible mejorar las velocidades de comunicación utilizando estas técnicas de modulación nuevamente con el uso de diferentes ecualizadores.

## VI. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] N. Chi, et al., "Comparison of nonlinear equalizers for high-speed visible light communication utilizing silicon substrate phosphorescent white LED", *Optics Express*, vol.28, nro.2, pp.2302 – 2316, 2020.
- [2] T. Baykas, A. Pusane, y M.Ulkar, "VLCnet: Deep Learning Based End-to-End Visible Light Communication System", *Journal of Lightwave Technology*, vol.38, nro,21, pp.5937 – 5948, 2020.
- [3] Y. Hao, et al., "High-speed micro-LEDs for visible light communication: challenges and progresses", *Semiconductor Science and Technology*, vol.37, nro.2, 2022
- [4] R. Martínez, "Implementación y evaluación de un sistema de comunicación por luz visible con modulación CSK mediante un conversor de intensidad de luz a frecuencia", tesis de maestría, Instituto Tecnológico Metropolitano, Colombia, 2018.
- [5] H. Asif, A. Khalid y A. Zafar, "Equalization techniques for visible light communication system", *2017 International Conference on Electrical and Computing Technologies and Applications*, pp.1 – 5, 2017.
- [6] O. Banda "Diseño e implementación de un prototipo de transceptor de comunicación por luz visible e infrarroja para ambientes interiores", tesis pregrado, Universidad Nacional San Agustín, Perú, 2018.
- [7] The Industrial Design Engineering, disponible en: [http://www.wikid.eu/index.php/Visible\\_Light\\_Communication](http://www.wikid.eu/index.php/Visible_Light_Communication).
- [8] A. Fisne, y C, Toker, "Analysis of clipping noise in visible light communications", *IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pp. 1684-1687, 2015.
- [9] Cisco Visual Networking Index: global mobile data traffic forecast update, 2015- 2019, Cisco, 2015.
- [10] L.T.E. Advanced: Heterogeneous Networks, Qualcomm Inc., 2010.
- [11] G. Holzmann, y, B. Pehrson,"The early history of data networks", *IEEE Computer Society Press*, 1995.
- [12] J. Clarke, "An introduction to communications with optical carriers", *Journal Students Quarterly*, vol.36, nro.144, pp.218 – 222, 1966.
- [13] T. Komine, y, M. Nakagawa , " Fundamental Analysis for Visible-Light Communication System Using LED Lights ", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.50, nro.1, pp.100 – 107, 2004.
- [14] S. Iwasaki, et al., "Visible light road-to-vehicle communication using high-speed

- camera", Proceeding IEEE IVS 2008, pp.13 – 18, 2008.
- [15] T. Komine, y, M. Nakagawa, "Integrated System of White LED Visible-Light Communication and Power-Line Communication", Proceedings of IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 49, pp.71 – 79, 2003.
- [16] N. Kumar, L. Nero, y R. Aguiar, "Visible Light Communication for Advanced Driver Assistant Systems", The work is part of FCT project VIDAS – PDTC/EEA-TEL/75217, 2006.
- [17] I. Rust, y H. Asada, "A Dual-Use Visible Light Approach to Integrated Communication and Localization of Underwater Robots with Application to NonDestructive Nuclear Reactor Inspection", Proceeding IEEE ICRA 2012, pp.2445 – 2450, 2012.
- [18] T. Komiyama, et al., "Study of Visible Light Communication System Using RGB LED Lights", Proceeding IEEE SICE 2011, pp. 1926 – 1928, 2011.
- [19] D. Son, E. Cho, y C. Lee, "Demonstration of visible light communication link for audio and video transmission", Proceeding IEEE PGC 2010, pp.1 – 4, 2010.
- [20] J. Joo, et al., "Design of an Ultra Thin Secondary Lens for Visible Light Communication Based on a White LED", Proceeding IEEE ISOT 2009, Istanbul, Turkey. pp.140 - 145, 2009.
- [21] T. Komine, et al., "Adaptive equalization system for visible light wireless communication utilizing multiple white LED lighting equipment", IEEE Transactions Wireless Communications, vol.8, nro6, pp.2892 – 2900, 2009.
- [22] D. Tronghop, et al., "Modeling and analysis of the wireless channel formed by LED angle in visible light communication", IEEE 2012 International Conference Information Networking, pp. 354-357, 2012.
- [23] K. Bandara, e Y. Chung, "Reduced training sequence using RLS adaptive algorithm with decision feedback equalizer in indoor visible light wireless communication channel", IEEE 2012 International Conference ICT Convergence, pp.149 – 154, 2012.
- [24] Haigh, P. A., et al. "Visible light communications: 170 Mb/s using an artificial neural network equalizer in a low bandwidth white light configuration", Journal Lightwave Technology, vol.32, nro.9, pp.1807 – 1813, 2014.
- [25] Sarbazi, E., et al., "Indoor channel modelling and characterization for visible light communications", IEEE 2014 16th International Conference Transparent Optical Networks, pp.1 – 4, 2014.
- [26] H. Nguyen, et al. "A MATLAB-based simulation program for indoor visible light communication system", IEEE 2010 7th International Symposium Communication Systems Networks and Digital Signal Processing, pp.537 – 541, 2010.
- [27] G. Cossu, et al., "3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED",

Optics express, pp.20, nro.26, pp.B501 – B506, 2012.

- [28] P. Haigh, et al. “A 100 Mb/s visible light communications system using a linear adaptive equalizer”, IEEE 2014 19th European Conference Networks and Optical Communications, pp.136 – 139, 2014.
- [29] A. Shrestha, “Visible-Light Communication Demonstrator: System modeling and analogue distribution network design”, tesis doctoral, Departamento de Electricidad e Ingeniería de Computación, Universidad de Jacobs, Alemania, 2009.
- [30] Fath, T. C. M. (2014). Evaluation of spectrally efficient indoor optical wireless transmission techniques.
- [31] A. Visser, y, O. Rolinski, Basic photophysics, American Society for Photobiology, 2010.
- [32] Y. Ohno, “Color Rendering and Luminous Efficacy of White LED Spectra”, Proceedings of IEEE SPIE - the International Society for Optical Engineering, vol.5530, pp.88 – 98, 2004.
- [33] Wikipedia, disponible: [www.en.wikipedia.org/wiki/Light-emitting\\_diode](http://www.en.wikipedia.org/wiki/Light-emitting_diode).
- [34] K. Cui, et al., “Indoor optical wireless communication by ultraviolet and visible light”, International Society for Optics and Photonics, pp. 74640D-74640D, 2009.
- [35] F. Lopez, “Low-Cost Diffuse Wireless Optical Communication System based on White LED”, Proceeding IEEE ISCE 2006, St. Petersburg, Russia, pp.1 – 4, 2006.
- [36] J. Sheu, et al. “White-Light Emission From Near UV InGaN– GaN LED Chip Precoated With Blue/Green/Red Phosphors”, IEEE Proceeding Photonics Technology Letters, Vol. 15, pp. 18-20, 2003.
- [37] X. He, G. Cao, y N. Zou, “Simulation of white light based on mixed RGB LEDs”, Proceeding IEEE ICCTA, pp. 961-964, 2011.
- [38] S. Berman, “Human Electretinogram Responses to Video Displays, Fluorescent Lighting and Other High Frequency Sources”, Optometry and Vision Science, vol.68, pp.645 – 662, 1991.
- [39] L. Harrington, C. Bassi, y C. Peck, “Luminous efficiency and the measurement of luminous efficiency and the measurement of daytime displays, signals, and visors”, Aviation, Space, and Environmental Medicine, vol.76, nro.5, 2005.
- [40] J. Palais, “Fiber Optic Communications”, Prentice Hall, 2da edición, 1988.
- [41] T. Komine, y M. Nakagawa, “Performance evaluation of visible-light wireless communication system using white LED lightings, Computers and Communications”, Ninth International Symposium, vol.1, pp.258 – 263, 2004.
- [42] K. Lee, H. Park, y J. Barry, “Indoor channel characteristics for visible light communications. Communications Letters”, IEEE, vol.15, nro.2, pp.217 – 219, 2011.
- [43] K. Lee, y, H. Park, “Channel model and modulation schemes for visible light

- communications, Circuits and Systems (MWSCAS)", 2011 IEEE 54th International Midwest Symposium, pp.1 – 4, 2011.
- [44] A. Moreira, T. Valadas, y A. Oliveira, "Optical interference produced by artificial light", *Wireless Networks*, vol.3, nro.2, pp.131 – 140, 1997.
- [45] D. Rogers, "Integrated optical receivers using MSM detectors", *Journal of Lightwave Technology*, vol.9, nro.12, pp.1635-1638, 1990.
- [46] S. Ertürk, "Comunicación digital", Editorial Birsen, 2016.
- [47] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", 4ta Edición, Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2002.
- [48] S. Tiryaki, M. Hatun, y O. Kocal, "Yeni Bir Adaptif Filtreleme Yöntemi: Hibrid Gs-Nlms Algoritması", *Bursa Uludağ University*, vol.13, nro.2, pp.85 – 97, 2008.
- [49] S. Ablameyko, et al., "Limitations and future trends in neural computation", vol. 186, IOS press. 2003.