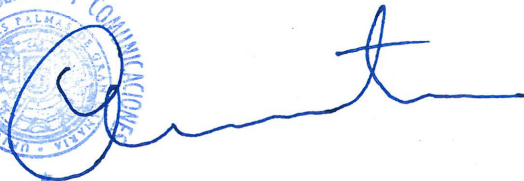


**DON PEDRO JOSÉ QUINTANA MORALES SECRETARIO DEL
DEPARTAMENTO DE SEÑALES Y COMUNICACIONES DE LA
UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA,**

CERTIFICA,

Que el Consejo de Doctores del Departamento en su sesión de fecha 5/9/2012 tomó el acuerdo de dar el consentimiento para su tramitación, a la tesis doctoral titulada “Contribución al Estudio de Estrategias de Acceso al Medio en Redes Ópticas No Guiadas” presentada por el doctorando D. Crisanto Quintana Sánchez, dirigida por el Doctor Rafael Pérez Jiménez y codirigida por el Doctor José Alberto Rabadán Borges.

Y para que así conste, y a efectos de lo previsto en el Artº 6 del Reglamento para la elaboración, defensa, tribunal y evaluación de tesis doctorales de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, firmo la presente en Las Palmas de Gran Canaria, a 5 de Septiembre de dos mil doce.



Universidad de Las Palmas de Gran Canaria

Instituto para el Desarrollo Tecnológico y la Innovación en Comunicaciones

Programa de Doctorado:
Cibernética y telecomunicación



Tesis Doctoral:

CONTRIBUCIÓN AL ESTUDIO DE ESTRATEGIAS DE ACCESO AL MEDIO EN REDES ÓPTICAS NO GUIADAS

Autor: Crisanto Quintana Sánchez

Directores: Dr. D. Rafael Pérez Jiménez
Dr. D. José Alberto Rabadán Borges

El Director

El Codirector

El Doctorando

Las Palmas de Gran Canaria, a 3 de Septiembre de 2012

A mis padres y abuelos,
por darme todo.

Agradecimientos

A mis padres, Cristóbal y Genoveva, sin duda alguna este documento no hubiera sido posible si no hubiese contado con vuestro apoyo incondicional. Siempre habéis logrado sacar lo mejor de mí, tanto en los momentos buenos como en los malos. Les debo mucho más que mi educación. Sencillamente, GRACIAS.

A Jéssica por aportarme infinita tranquilidad, por hacerme ver el lado positivo de las cosas ante situaciones difíciles, por transmitirme confianza y apoyo en todo momento y por soportarme en los momentos agrios.

A mis tutores, Rafael y Jose, por haberme introducido en el maravilloso mundo de la investigación. Agradecerles la paciencia que han tenido desde que empecé esta etapa, los conocimientos que me han transmitido y la confianza que han depositado en mi trabajo.

A mis compañeros del IDeTIC, este trabajo no habría llegado a buen puerto sin las manitas de Ayaya, los locos *brain stormings* con Víctor, y el apoyo de todos. No quisiera olvidar a los compañeros de la Universidad de la Laguna, Silver y Oswaldo, y los de la UPM, Kike, Dustin y Chechu.

A mi familia y amigos por estar siempre ahí.

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por una ayuda del Programa de Formación de personal Investigador convocada por la Agencia Canaria de Investigación, Innovación y Sociedad de la Información (ACIISI).



Índice de contenidos

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. VENTAJAS Y LIMITACIONES DE LAS COMUNICACIONES ÓPTICAS NO GUIADAS	2
1.2. HIPÓTESIS	5
1.3. OBJETIVOS Y PRINCIPALES APORTACIONES DE LA TESIS	5
1.4. DESCRIPCIÓN DEL DOCUMENTO	6
CAPÍTULO 2: ESTADO DEL ARTE	9
2.1. COMUNICACIONES ÓPTICAS NO GUIADAS	9
2.2. TÉCNICAS DE CODIFICACIÓN	11
2.3. ESTÁNDARES Y REGULACIONES	11
2.4. COMUNICACIONES EN ESPECTRO VISIBLE	12
2.5. TÉCNICAS DE CODIFICACIÓN EMPLEADAS EN VLC.....	14
2.6. CARACTERIZACIÓN DEL CANAL	16
2.7. APLICACIÓN DE TÉCNICAS DE ESPECTRO ENSANCHADO A LAS COMUNICACIONES ÓPTICAS NO GUIADAS... 18	
2.7.1. <i>Espectro ensanchado por secuencia directa (DS, Direct-Sequence)</i>	19
2.7.2. <i>Espectro ensanchado por salto en frecuencia (FH, Frequency-Hopping)</i>	19
2.7.3. <i>Espectro ensanchado por salto de tiempo (TH, Time-Hopping)</i>	20
2.8. SECUENCIAS DE CÓDIGO	22
2.9. REDES ÓPTICAS BASADAS EN OCDMA	23
2.10. GRUPOS DE INVESTIGACIÓN NACIONALES E INTERNACIONALES ACTIVOS EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS NO GUIADAS.....	24
CAPÍTULO 3: TÉCNICAS DE SALTO EN EL TIEMPO APLICADAS AL CANAL ÓPTICO NO GUIADO	27
3.1. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.....	27

3.2.	TÉCNICAS DE CODIFICACIÓN EN SISTEMAS DE SALTO EN EL TIEMPO	29
3.3.	RESPUESTA DEL SISTEMA ANTE EL FENÓMENO DE MULTIPROPAGACIÓN	33
3.4.	ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA ANTE VARIACIONES DEL NÚMERO DE PULSOS POR BIT DE INFORMACIÓN (N_s)	38
3.5.	RESPUESTA DEL SISTEMA ANTE INTERFERENCIA DE BANDA ESTRECHA	40
3.6.	INTERFERENCIA MULTIUSUARIO.....	42
3.7.	CONCLUSIONES SOBRE LOS SISTEMAS DE SALTO EN EL TIEMPO PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES ÓPTICAS NO GUIADOS.....	45
CAPÍTULO 4: ESQUEMA DE SINCRONISMO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA		47
4.1.	INTRODUCCIÓN.....	47
4.2.	DESCRIPCIÓN DEL PILOTO DE SINCRONISMO.....	48
4.3.	DISEÑO DEL SISTEMA DE SINCRONISMO	52
4.4.	COMPARATIVA DE LA EFICIENCIA ESPECTRAL DEL SISTEMA PROPUESTO CON OTROS CÓDIGOS	53
4.5.	DISTRIBUCIÓN DEL PILOTO EN LA RED	55
4.6.	ESCENARIOS DE APLICACIÓN Y CONSIDERACIONES ADICIONALES	57
4.7.	PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA	58
4.8.	CONCLUSIONES SOBRE EL DISEÑO DEL SISTEMA	59
CAPÍTULO 5: CASO PRÁCTICO DE ESTUDIO. ACCESO A INTERNET EN ENTORNOS CON RESTRICCIONES ELECTROMAGNÉTICAS		61
5.1.	ARQUITECTURA DEL SISTEMA	62
5.1.1.	<i>Enlace tierra-avión</i>	<i>62</i>
5.1.2.	<i>Distribución interior.....</i>	<i>63</i>
5.1.3.	<i>Distribución a los usuarios.....</i>	<i>65</i>
5.2.	CÁLCULO DE LAS ZONAS DE COBERTURA DEL ENLACE ÓPTICO	66
5.3.	DISEÑO DEL CANAL DE RETORNO	71
5.4.	IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA	71
5.5.	CONCLUSIONES SOBRE EL SISTEMA.....	75
CAPÍTULO 6: RESULTADOS		77
6.1.	SISTEMA BASADO TÉCNICAS DE SALTO EN EL TIEMPO	77
6.2.	INTERFAZ ETHERNET-VLC.....	80
6.3.	PROTOTIPO BICANAL BASADO EN LEDS RGB	86
6.4.	SEGURIDAD EN LOS SISTEMAS VLC	90
6.5.	CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO	92

CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	93
7.1. CONCLUSIONES.....	93
7.2. LÍNEAS FUTURAS	95
7.3. PUBLICACIONES DERIVADAS.....	97
7.3.1. <i>Revistas internacionales</i>	97
7.3.2. <i>Congresos internacionales</i>	97
7.3.3. <i>Congresos nacionales</i>	97
7.3.4. <i>Artículos remitidos pendientes de revisión</i>	98
BIBLIOGRAFÍA.....	99

Índice de figuras

FIGURA 1-1. MODELO DEL CANAL INFRARROJO CON IM/DD.	3
FIGURA 2-1. SISTEMA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS NO GUIADO BASADO EN UN ENLACE DIFUSO.	10
FIGURA 2-2. SISTEMA DE COMUNICACIONES ÓPTICAS NO GUIADO BASADO EN ENLACES PUNTO A PUNTO CON VISIÓN DIRECTA.	11
FIGURA 2-3. ARQUITECTURA DEL SISTEMA PROPUESTO PARA INTERIORES [VLCC].	12
FIGURA 2-4. RESPUESTA TEMPORAL DE LA SEÑAL ÓPTICA EMITIDA PARA UNA LÁMPARA LUXEON-STAR YB-LED [LUXEON].	13
FIGURA 2-5. DISTRIBUCIÓN DE COLORES DE LA CODIFICACIÓN CSK [VLCC].	15
FIGURA 2-6. ESQUEMAS DCO-OFDM Y ACO-OFDM [MESLEH11b].	16
FIGURA 2-7. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL SS [RABADÁN01].	18
FIGURA 2-8. MÁSCARA DE EMISIÓN SISTEMAS UWB [BENEDETTO04].	20
FIGURA 2-9. EJEMPLO DE CÁLCULO DEL ANCHO DE BANDA FRACCIONAL.	21
FIGURA 2-10. ESQUEMA GENERAL SISTEMA OCDMA.	23
FIGURA 2-11. POSIBLE ARQUITECTURA DE SISTEMA DEL PROYECTO <i>OMEGA</i> [LARGER08].	25
FIGURA 2-12. PROTOTIPO REALIZADO POR LA UNIVERSIDAD DE NAGOYA [IWASAKI08].	26
FIGURA 3-1. EJEMPLO DE ARQUITECTURA DEL SISTEMA. SE COMPONE DE PUNTOS DE ACCESO, UNA RED DE <i>BACKBONE</i> Y LOS DISPOSITIVOS MÓVILES.	28
FIGURA 3-2. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL NODO DE ACCESO.	28
FIGURA 3-3. REPRESENTACIÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO DE UNA SEÑAL TH-2PPM ($N_s=2$). ADEMÁS, SE PRESENTAN 2 AMPLIACIONES SUCEсивAS DEL SÍMBOLO. TODAS LAS AMPLITUDES ESTÁN NORMALIZADAS.	30
FIGURA 3-4. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL TRANSMISOR.	31
FIGURA 3-5. DETECCIÓN BASADA EN CORRELADOR.	31
FIGURA 3-6. <i>DETECCIÓN BASADA EN DETECTOR DE NIVEL DE CHIP Y DAC</i>	32
FIGURA 3-7. SÍMBOLO TH-2PPM MODIFICADO. (A) ESTRUCTURA DEL SÍMBOLO. (B) SEÑAL TRANSMITIDA CUANDO EL DATOS ES "0" ($A_j=0$) Y (C) LA SEÑAL TRANSMITIDA CUANDO $A_j=1$. EN AMBOS CASOS SE HA CONSIDERADO $C_j=3$ Y $L=64$	34
FIGURA 3-8. RESPUESTA DE LOS TRES ESQUEMAS BAJO ESTUDIO ANTE AWGN.	35

FIGURA 3-9. ENTORNO DE APLICACIÓN.....	36
FIGURA 3-10. RESPUESTA AL IMPULSO NORMALIZADA DEL ESCENARIO BAJO ESTUDIO.	37
FIGURA 3-11. RESPUESTA DEL SISTEMA EN PRESENCIA DEL FENÓMENO DE MULTIPROPAGACIÓN.	37
FIGURA 3-12. EVOLUCIÓN DE LA PROBABILIDAD DE ERROR EN FUNCIÓN DEL UMBRAL ($N_s=4$).....	38
FIGURA 3-13. EVOLUCIÓN DE LA PROBABILIDAD DE ERROR PARA DIFERENTES TIPOS DE DETECTORES CON $N_s=3$	39
FIGURA 3-14. RESPUESTA DEL SISTEMA EN PRESENCIA DE LA INTERFERENCIA GENERADA POR UNA BOMBILLA INCANDESCENTE.	40
FIGURA 3-15. RESPUESTA ESPECTRAL FLUORESCENTE DE BALASTRO ELECTRÓNICO.....	41
FIGURA 3-16. RESPUESTA DEL SISTEMA TH BASADO EN CÓDIGOS GOLD, MLS Y OOC EN UN ENTORNO ASÍNCRONO CON 2 USUARIOS ($SIR (SIGNAL INTERFERENCE RATIO)=0$ DB).....	43
FIGURA 3-17. EVOLUCIÓN DE LA TASA DE ERROR AL VARIAR LA SIR PARA 1 USUARIO INTERFERENTE.	44
FIGURA 4-1. HISTOGRAMA DE LOS ESTADOS UTILIZADOS POR UN CÓDIGO MLS Y UN GOLD DE PERIODO 31.	48
FIGURA 4-2. REPRESENTACIÓN TEMPORAL DE TRES SÍMBOLOS DE TH COMBINADO CON LAS SEÑALES DEL PILOTO DE SINCRONISMO.	49
FIGURA 4-3. DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA DE UN SISTEMA QUE EMPLEA CODIFICACIÓN TH-2PPM MODIFICADA Y EL PILOTO DE REFERENCIA PROPUESTO.	50
FIGURA 4-4. RESPUESTA DEL SISTEMA TH-2PPM ANTE AWGN Y ERRORES DE SINCRONISMO.	52
FIGURA 4-5. COMPARATIVA DE LA LONGITUD DEL CÓDIGO NECESARIA PARA ALOCAR N USUARIOS EN UN SISTEMA BASADO EN OOC Y OTRO EN TH CON MLS SINCRONIZADO.	54
FIGURA 4-6. RED DE DATOS CENTRALIZADA EN LA QUE EL PUNTO DE ACCESO TRANSMITE CONSTANTEMENTE EL PILOTO DE SINCRONISMO.	55
FIGURA 5-1. ARQUITECTURA DEL SISTEMA.	62
FIGURA 5-2. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MÓDULO PSU MODIFICADO.....	64
FIGURA 5-3. INSTALACIÓN PROPUESTA PARA UN AIRBUS A320.....	65
FIGURA 5-4. ENLACE FINAL DE USUARIO.....	65
FIGURA 5-5. ARQUITECTURA DEL ENLACE FINAL A LOS USUARIOS.	66
FIGURA 5-6. MODELO LA SECCIÓN DE PASAJEROS DE UN AVIÓN AIRBUS A320.	67
FIGURA 5-7. CÁLCULO DE LA SNR PARA DIFERENTES FUENTES DE LUZ: A) YB-LED, (B) RGB.....	69
FIGURA 5-8. DISTRIBUCIÓN DE LA RELACIÓN SEÑAL A INTERFERENCIA DEL USUARIO 2.	69
FIGURA 5-9. TASA DE ERROR DE LA CODIFICACIÓN DPPM CUANDO ES INTERFERIDA POR EL USUARIO ADYACENTE.	70
FIGURA 5-10. DISTRIBUCIÓN DE LA SNR PARA EL USUARIO 2.....	71
FIGURA 5-11. DIAGRAMA DEL BLOQUES DEL PROTOTIPO IMPLEMENTADO.	73
FIGURA 5-12. ESTRUCTURA DEL PAQUETE.	73
FIGURA 5-13. TOPOLOGÍA DEL RECEPTOR.	74
FIGURA 5-14. PROTOTIPO FINAL DEL ADAPTADOR DEL USUARIO.	74
FIGURA 6-1. SEÑAL TH TRANSMITIDA POR USUARIO 1 (AMARILLO) Y 2 (VERDE), ASÍ COMO LA RECIBIDA EN OTRO NODO.	78

FIGURA 6-2. SEÑAL TH TRANSMITIDA POR USUARIO 1 (AMARILLO) Y 2 (VERDE), ASÍ COMO LA RECIBIDA EN EL RECEPTOR DE OTRO NODO TRAS HABERSE APAGADO EL TRANSMISOR 1.	79
FIGURA 6-3. MEDIDA DEL <i>JITTER</i> EN EL RECEPTOR.	80
FIGURA 6-4. RESPUESTA ESPECTRAL NORMALIZADA AL VALOR MÁXIMO DE LOS LED FOSFORESCENTE UTILIZADOS EN LA LÁMPARA DE LECTURA DEL PASAJERO.	81
FIGURA 6-5. ESPACIO DE LABORATORIO QUE SIMULA LAS CONDICIONES DE ACCESO DE UN PASAJERO EN LA CABINA DE UN AIRBUS A320.	81
FIGURA 6-6. IRRADIANCIA EXISTENTE EN DIFERENTES PUNTOS DE LA MESA DEL PASAJERO.	82
FIGURA 6-7. PAQUETE ARP CODIFICADO EN CR-DPPM.	83
FIGURA 6-8. BANCO DE MEDIDAS PARA ESTUDIAR LOS PARÁMETROS DE LA RED.	83
FIGURA 6-9. PORCENTAJE DE PAQUETES PERDIDOS EN FUNCIÓN DE LA TASA DE DATOS UDP TANTO PARA LA RED CABLEADA COMO PARA LA PROPUESTA EN ESTE TRABAJO.	85
FIGURA 6-10. PORCENTAJE DE PAQUETES PERDIDOS EN FUNCIÓN DE LA TASA DE DATOS UDP PARA LA TOPOLOGÍA BASADA EN MII.	85
FIGURA 6-11. TOPOLOGÍA DEL SISTEMA BICANAL BASADO EN VLC.	86
FIGURA 6-12. PROTOCOLO TDMA USADO EN LA RED DE SENSORES.	87
FIGURA 6-13. TOPOLOGÍA FINAL DEL SISTEMA BICANAL IMPLEMENTADO.	87
FIGURA 6-14. CARACTERÍSTICAS DE LOS FILTROS ÓPTICOS EMPLEADOS PARA SEPARAR LOS DOS CANALES.	88
FIGURA 6-15. SEÑALES EN EL DOMINIO TEMPORAL DE LOS DOS CANALES TRAS SER FILTRADAS.	89
FIGURA 6-16. REPRESENTACIÓN DE LA SEÑAL DEL CANAL DE ALTA VELOCIDAD TRAS SER FILTRADA CON UNA MENOR ESCALA TEMPORAL.	89
FIGURA 6-17. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CODIFICADOR CON ENCRIPCIÓN.	90

Índice de tablas

TABLA 4-1. RELACIÓN ENTRE LAS LONGITUDES DE LOS CÓDIGOS PARA ALBERGAR 100 USUARIOS.	55
TABLA 6-1. MEDIDAS REALIZADAS DE DIFERENTES PARÁMETROS DE LA RED.....	84
TABLA 6-2. CARACTERÍSTICAS DE LOS FILTROS ÓPTICOS UTILIZADOS.	88
TABLA 6-3. MEDIDAS DE ATENUACIÓN DE LOS FILTROS ÓPTICOS UTILIZADOS.	88
TABLA 6-4. MEDIDAS DE LA RELACIÓN SEÑAL A RUIDO EN CADA UNO DE LOS CANALES.	88
TABLA 6-5. DISTANCIA ENTRE PULSOS PARA GENERAR LA CODIFICACIÓN DPPM ENCRİPTADA.....	91
TABLA 6-6. UTILIZACIÓN DE RECURSOS PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE DIFERENTES ALGORİTМОS DE ENCRİPTACIÓN.....	91

Resumen

En los últimos años, los sistemas de iluminación por led se han consolidado en el mercado no sólo debido al ahorro energético que generan, sino también por la posibilidad de implementar sistemas de transmisión de datos de media-alta velocidad, dando lugar a tecnología conocida como VLC (*Visible Light Communications*). El ancho de banda de estos sistemas puede ser utilizado para ofrecer un solo canal de alta velocidad, o múltiples canales de baja velocidad, que permitirían la implementación de una red de sensores. En ambos casos es necesaria la utilización de técnicas de acceso al medio para implementar el canal de *uplink* o incluso permitir la comunicación entre los diferentes nodos.

En trabajos previos realizados en el grupo, se ha demostrado que las técnicas de espectro ensanchado, no sólo permiten la implementación de técnicas de acceso al medio basadas en multiplexación por división de código, sino que también añaden una muy buena respuesta ante fenómenos típicos en los canales ópticos no guiados, tales como la multipropagación o las interferencias de banda estrecha generada por otras fuentes de luz. Esta tesis se basa en el estudio de dichas técnicas con el fin de establecer cuál es la más idónea para implementar redes de datos o sensores en entornos ópticos no guiados. *A priori*, se cree que la sencillez y características temporales (pulsos muy cortos y de alta potencia) de las señales *time-hopping*, hacen de esta técnica de codificación una opción interesante para lograr dos de los objetivos prioritarios en el diseño de una red de sensores, una fácil implementación y un bajo consumo que aumente la autonomía del dispositivo.

Con esta tecnología es posible acometer la implantación de redes de sensores de baja velocidad, como las utilizadas para implementar redes domóticas en el hogar o en entornos turísticos y las IOT (*Internet of Things*) en general. Además, podría ser utilizada para realizar enlaces de subida robustos para sistemas VLC, de forma que no se generen interferencias multiusuarios ni se produzcan problemas por compatibilidad EM en

entornos tales como los hospitalarios, los industriales o los aeronáuticos. Por ello, en esta tesis se propone una solución basada en comunicaciones ópticas no guiadas para ofrecer servicios de entretenimiento a bordo de aviones (IFE, *In-flight-Entertainment*).

Abstract

During the last years, LED based systems have grown to become one of the most successful products in the illumination market. This technology not only offers energy saving, but also allows the implementation of medium/high data rate transmission systems, which is known as Visible Light Communications. The available bandwidth can be used to offer either a high speed broadcast channel or several low speed ones, which could be used to make a sensor network. In both situations, medium access techniques should be employed to implement the uplink channel or even to allow the communication between different nodes.

Furthermore, previous works made by this research group have demonstrated that spread spectrum schemes offer, not only the implementation of code division access techniques, but also a good response against common phenomenon of the wireless optical channel, such as multipath or narrowband interference generated by other illumination sources. This thesis explores the use of these techniques with the aim of establish which one is the most suitable to implement wireless optical sensor networks or data ones. It is believed that the simplicity and the time-signal characteristics (sharp pulses) of the time-hopping schemes, make them as so interesting solution to reach the two main objectives of a sensor network design: an easy implementation and a low power consumption that increases the device autonomy.

This technology allows the implementation of low speed sensor networks, as could be used in smart city applications, touristic environments, or IOT (*Internet of Things*) in general. Moreover, it could be used to implement robust uplinks in VLC systems, minimizing the multiuser interference and avoiding any EM incompatibility problem in hospital, industrial or aeronautical environments. As a practical approach, this thesis proposes a wireless optical based system to offer IFE (*In-flight-Entertainment*) services.

Glosario

ACO-OFDM	Asymmetrically Clipped Optical OFDM
ADC	Analog-to-Digital Converter
AES	Advanced Encryption Standard
AFDX	Avionics Full-Duplex Switched Ethernet
ANSI	American National Standards Institute
AOC	Algorithm Optical Codes
APD	Avalanche Photodiode
ARP	Address Resolution Protocol
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CLB	Configurable Logic Block
CPLD	Complex Programmable Logic Device
CR-DPPM	Constant Rate Differential Pulse Position Modulation
CSK	Colour Shift Keying
DAC	Digital-to-Analog Converter
DCO-OFDM	DC-Biased Optical OFDM
DD	Direct Detection
DDS	Direct Digital Synthesizer
DES	Data Encryption Standard
DPPM	Differential PPM

DS	Direct Sequence
DSP	Digital Signal Processor
DTM	Discrete Multitone Modulation
ESA	European Space Agency
FAA	Federal Aviation Administration
FCC	Federal Communications Committee
FH	Frequency Hopping
FOV	Field Of View
FPGA	Field Programmable Gate Array
Gp	Gain Process
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
IDeTIC	Instituto para el Desarrollo Tecnológico y la Innovación en Comunicaciones
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFE	In-flight entertainment
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IM	Intensity Modulation
IOT	Internet of Things
IR	Infrared
IR-UWB	Impulsive Radio-Ultra-Wide-Band
ISP	Internet Service Provider
LOS	Line-of-Sight
LTE	Long Term Evolution
MII	Media Independent Interface
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MLS	Maximum Length Sequence
MMSE	Minimum Mean Square Error
MSM	Multi-Sub-Carrier Modulation
NEP	Noise Equivalent Power

NFC	Near Field Communications
OCDMA	Optical CDMA
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OLED	Organic LED
OOC	Optical Orthogonal Codes
OOK	On-Off-Keying
PLC	Power Line Communications
PoE	Power Over Ethernet
PPM	Pulse Position Modulation
PSU	Passenger Service Unit
PWM	Pulse Width Modulation
RI	Random Integer
ROC	Random Optical Codes
RTCA	Radio Technical Commission for Aeronautics
RTT	Round-Trip-Time
SA	Simulated Annealing
SGA	Standard Gaussian Aproximation
SIR	Signal Interference Ratio
SNR	Signal Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
SSL	Solid State Lighting
TDM	Time Division Multiplexing
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UPM	Universidad Politécnica de Madrid
UWB	Ultra Wide Band
VHDL	VHSIC Hardware Description Language
VLC	Visible Light Communications
VOOK	Variable OOK
VPPM	Variable PPM
WDM	Wavelength Division Multiplexing

WEP	Wired Equivalent Privacy
Wimax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WMSN	Wireless Multimedia Sensor Network
WPA	WiFi Protected Access
WPAN	Wireless Personal Area Networks
WUSB	Wireless USB
YB	Yellow-Blue
ZCZ	Zero Correlation Zone
ZF	Zero-Forcing

Capítulo 1: Introducción

Recientemente ha surgido un nuevo paradigma, conocido como "internet de las cosas", que está revolucionando el mercado de las telecomunicaciones inalámbricas. A pesar de que este concepto está evolucionando constantemente, la idea básica consiste en la presencia a nuestro alrededor de multitud de dispositivos u objetos capaces de comunicarse y tomar decisiones entre ellos con el fin de alcanzar un objetivo concreto.

Este concepto da lugar a infinidad de entornos de aplicación como pueden ser el hogar digital, donde se utilizan robots domésticos y sensores para monitorizar una vivienda de manera remota, usando soluciones de computación en la nube¹. Además, sería posible introducir soluciones domóticas logrando no sólo mejorar la seguridad, sino también generando hogares mucho más eficientes energéticamente. Otras aplicaciones domésticas como la televisión interactiva, videollamadas, *e-health* o asistentes personales electrónicos, pueden llegar a liderar el mercado en un futuro cercano [Atzori10].

Las entidades gubernamentales también se han sentido atraídas por esta tendencia tecnológica dando lugar al concepto de lo que se conoce como ciudad inteligente o *Smart City*. Esto ha provocado el desarrollo de multitud de proyectos destinados a lograr una gestión automática y eficiente de las infraestructuras y servicios urbanos, lo que genera una reducción del gasto público y la mejora de la calidad de los servicios prestados [Kehua11].

Todas estas aplicaciones generan un gran volumen de datos a transferir entre sensores, actuadores, dispositivos móviles y la nube, requiriendo el despliegue de multitud de redes inalámbricas tanto de sensores, como de alta velocidad. A pesar de

¹ Computación en la nube es un nuevo paradigma que permite ofrecer servicios de computación a través de Internet.

que existe una gran cantidad de sistemas de comunicaciones basados en radiofrecuencia (Wimax -*Worldwide Interoperability for Microwave Access*-, WiFi, Bluetooth, Zigbee, UMTS -*Universal Mobile Telecommunications System*-, LTE -*Long Term Evolution*-, etc.), existen algunos entornos tales como los hospitalarios, aeronáuticos o los industriales, en los cuales además de la saturación del espectro, existen severas restricciones de emisión electromagnéticas que hacen inviable el uso de este tipo de sistemas.

1.1. Ventajas y limitaciones de las comunicaciones ópticas no guiadas

Las comunicaciones ópticas no guiadas se basan en la transmisión de datos usando radiación lumínica con longitudes de onda comprendidas entre el infrarrojo y el ultravioleta. Esta localización en el espectro ofrece no sólo la posibilidad de disponer de un ancho de banda muy elevado y sin restricciones legales en ningún país, más allá de las referidas a la seguridad ocular, sino además evitar cualquier tipo de incompatibilidad electromagnética con los sistemas de RF convencionales. Este hecho hace que las comunicaciones ópticas no guiadas se postulen como una tecnología no sólo complementaria a la radiofrecuencia, sino incluso como una alternativa en ciertos entornos de aplicación.

A diferencia de las emisiones en RF, la radiación óptica no puede atravesar paredes u otros objetos opacos. Si bien esto puede ser un inconveniente en determinados tipos de enlaces, también es una ventaja ya que la radiación queda confinada dentro de la habitación, evitándose posibles interferencias con entornos adyacentes y haciendo las transmisiones más seguras que los sistemas de RF ante oyentes no deseados². En aplicaciones donde se requiriera una mayor privacidad de los datos, será necesario introducir técnicas de encriptación adicionales, que comúnmente se traducen en una infrautilización del ancho de banda o en un incremento de la complejidad *hardware* del sistema. En esta tesis se ha estudiado este problema en enlaces sobre luz visible, dando como resultado una modificación de la codificación CR-DPPM (*Constant Rate Differential Pulse Position Modulation*) que será expuesta posteriormente.

Los sistemas de comunicaciones basados en la tecnología radio emplean comúnmente modulaciones de amplitud, frecuencia, fase o una combinación de ellas, sin embargo, en el campo de las comunicaciones ópticas no guiadas la técnica más empleada es la modulación por intensidad (IM, *Intensity Modulation*), donde la luz emitida depende linealmente de la cantidad de corriente que excita al led o al láser. Por su parte, la conversión optoeléctrica se realiza normalmente con fotodiodos de

² También conocidos por el término anglosajón *eavesdroppers*.

silicio que emplean detección directa (DD, *Direct Detection*), generando una corriente proporcional a la potencia óptica recibida. Esta relación lineal provoca que las pérdidas de propagación de los canales ópticos no guiados sean el doble (si se mide en decibelios) que la producida por un canal de radiofrecuencia. Este hecho se convierte en un factor limitante ya que se reducen las regiones de cobertura y se tiene que recurrir a mayores potencias de emisión para compensar las pérdidas.

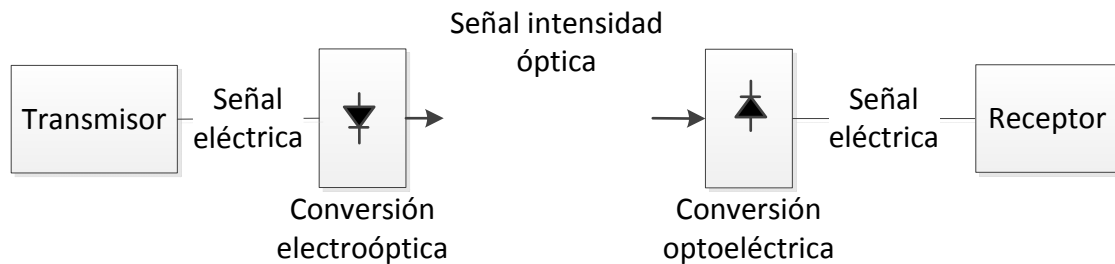


Figura 1-1. Modelo del canal infrarrojo con IM/DD.

Además, el uso de fotodiodos de dimensiones varios órdenes de magnitud mayores que la longitud de onda de trabajo, provoca que se genere una diversidad espacial inherente que evita el desvanecimiento por multitrayectoria [Kahn97]. Este hecho facilita el diseño de los sistemas y permite implementar enlaces de alta velocidad empleando técnicas de modulación tan sencillas como OOK (*On-Off-Keying*) o PPM (*Pulse Position Modulation*).

A pesar de las numerosas ventajas de los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas, existen algunos inconvenientes que se acentúan en ciertos escenarios de aplicación. Por ejemplo, en enlaces de visión directa o LOS (*Line-of-Sight*), es necesario un alto grado de apuntamiento entre el transmisor y el receptor que se traduce en una limitación en la movilidad del usuario. Además, la aparición esporádica de objetos que se interpongan en la línea de visión del enlace puede provocar el corte de la comunicación. Los enlaces difusos o cuasidifusos se basan en el uso de dispositivos no tan directivos que permiten que haces reflejados en las paredes u otros objetos suavicen las restricciones del apuntamiento y movilidad del usuario. Sin embargo, dichas reflexiones se traducen en un ensanchamiento temporal de los pulsos transmitidos, que generan interferencia intersimbólica y limitan la tasa máxima de transmisión del sistema.

Por otro lado, estos sistemas se caracterizan por ser bastante vulnerables ante las interferencias producidas por otras fuentes de iluminación, tanto naturales como el sol, como artificiales (bombillas incandescentes o lámparas fluorescentes). Además, existen regulaciones de seguridad impuestas por organismos como la ANSI (*American National Standards Institute*) o la IEC (*International Electrotechnical Commission*), que limitan la potencia de transmisión de fuentes láser debido a las lesiones oculares o cutáneas que se podrían generar [ANSI07][IEC07].

Desde hace unos años, las entidades gubernamentales han promovido la sustitución de las lámparas de iluminación convencionales por dispositivos de estado sólido en busca de reducir el consumo eléctrico y la emisión de CO₂ a la atmósfera [Kavehrad10]. Estos dispositivos no solamente permiten lograr un ahorro energético, sino que además poseen una durabilidad y resistencia mayor que las fuentes de iluminación tradicionales ante fenómenos atmosféricos como la humedad. Sus altas velocidades de conmutación han permitido la posibilidad de usar estas lámparas de leds no sólo como elementos de iluminación, sino también como dispositivos de transmisión de datos, en lo que se conoce como VLC [Tanaka03]. Con esta tecnología se han llegado a lograr tasas de transmisión de hasta 100 Mbps utilizando leds YB (*Yellow-Blue*) [Minh09], y hasta 803 Mbps empleando leds RGB de cavidad resonante [Vučić11]. En los próximos años su mejora tecnológica permitirá aumentar aún más las velocidades de transferencia de este tipo de sistemas.

Ya sea en el entorno infrarrojo o en el espectro visible, la implementación de redes de datos requiere que varios usuarios accedan a un medio compartido sin que se interfieran entre ellos. En este trabajo se propone el uso de las técnicas de espectro ensanchado con el fin de solucionar no sólo este problema, sino además mitigar los efectos negativos que generan las fuentes de iluminación clásicas y los fenómenos de multipropagación. Las técnicas de espectro ensanchado se caracterizan por generar señales que ocupan todo el ancho de banda disponible, utilizándose códigos ortogonales para discriminar las señales procedentes de otros usuarios. Esta técnica de modulación aporta una serie de propiedades que las hacen apropiadas para este tipo de entornos [Scholtz82], siendo de especial mención:

- Una buena respuesta frente a interferencias de banda estrecha.
- Una buena respuesta frente al fenómeno de la multipropagación.
- Implementan intrínsecamente un método de acceso al medio.
- Reducen la densidad espectral de potencia.

En función de la forma en que se realice el ensanchamiento espectral, se pueden diferenciar tres tipos de técnicas de espectro ensanchado: secuencia directa, salto en frecuencia y salto en el tiempo. En concreto, en este trabajo se propone el uso de esta última, también conocida como *time-hopping*, en la cual se utiliza el código pseudoaleatorio para reducir la duración de los bits y determinar en qué instantes de tiempo deben ser transmitidos. En un principio, su uso se limitaba a emplearse como modulación auxiliar en los sistemas de radiofrecuencia con el fin de solucionar problemas de *near-far*, generados cuando transmisores cercanos enmascaran las señales debilitadas transmitidas por usuarios alejados. Sin embargo, a principios de 2003 el interés por esta tecnología creció drásticamente al ser propuesta para la implementación del nivel físico de sistemas de radio impulsiva de banda ultra ancha (IR-UWB, *Impulsive Radio-Ultra-Wide-Band*), en el estándar 802.15.3 publicado por el IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*). A pesar de este hecho,

finalmente fue sustituida por sistemas de secuencia directa y multitono como OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), debido a su difícil implementación para lograr las restricciones de emisión impuestas por los organismos reguladores.

1.2. Hipótesis

Este trabajo parte de la hipótesis de que las técnicas de espectro ensanchado, y más en concreto las de salto en el tiempo, son una solución interesante para implementar canales de subida en redes de datos o sensores basadas en comunicaciones ópticas no guiadas. Estas técnicas no sólo se caracterizan por poseer una fácil implementación, debido a la falta de regulaciones de transmisión en este tipo de entornos, sino también por introducir una buena respuesta ante fenómenos típicos presentes en los canales ópticos no guiados como la multipropagación o las interferencias de banda estrecha producidas por otras fuentes de iluminación. Además, estas técnicas permitirían, *a priori*, un aumento de la autonomía de los dispositivos móviles, debida a la reducción de consumo que se podría lograr en la conversión electroóptica. Este hecho se basa en la característica impulsiva de la señal en el dominio del tiempo y en la respuesta de los emisores ópticos ante este tipo de señales.

1.3. Objetivos y principales aportaciones de la tesis

La reciente publicación de la primera versión del estándar para la tecnología VLC, en el cual se especifican las posibles técnicas de codificación a emplear en el nivel físico y la arquitectura de la capa MAC, es un indicador de la creciente repercusión que está teniendo esta tecnología en el mercado de las telecomunicaciones. El ancho de banda disponible se puede emplear para implementar sistemas en difusión de alta velocidad (redes de datos o distribución de contenido multimedia) o para ofrecer multitud de canales de baja velocidad que permitirían el despliegue de redes de sensores. En ambos casos será necesario introducir un canal de retorno (en principio sobre radiación infrarroja) de bajo coste y que maximice la autonomía del dispositivo móvil, siendo las técnicas de salto en el tiempo una codificación muy interesante para realizar su implementación.

Dentro de la División de Tecnología Fotónica y Comunicaciones del IDeTIC (Instituto para el Desarrollo Tecnológico y la Innovación en Comunicaciones) ya se ha explorado el uso de técnicas de espectro ensanchado, como secuencia directa [Rabadan00] y salto en frecuencia [Delgado02], para mejorar las prestaciones de los sistemas de comunicaciones ópticas no guiados. En el campo de los sistemas OCDMA (*Optical CDMA*) se han desarrollado trabajos destinados al estudio de códigos unipolares con una muy baja correlación cruzada y que permiten el acceso al medio de multitud de usuarios de forma asíncrona. Entre las familias de código desarrolladas

destacan los OOC (*Optical Orthogonal Codes*) [Salehi07], que además de haber sido propuestos en fibra también se han realizado prototipos en medios no guiados [Gaffari09], y los AOC (*Algorithm Optical Codes*) y ROC (*Random Optical Codes*), propuestos y desarrollados en la UPM (Universidad Politécnica de Madrid) por Martín y Poves con el fin de aumentar la cardinalidad de los códigos en aplicaciones inalámbricas [Poves07] [Martin-Gonzalez08].

El objetivo principal de esta tesis es estudiar y analizar las ventajas que introduce el uso de las técnicas de salto en tiempo para mitigar fenómenos presentes en el canal óptico no guiado. Además, debido a la necesidad de aumentar la autonomía de los dispositivos móviles, se considera que optimizar el consumo de energía y el coste del sistema, es un reto a lograr en los diseños finales.

En todos los sistemas de espectro ensanchado, el sincronismo es una de las tareas críticas para permitir el buen funcionamiento del sistema, existiendo un compromiso entre la simplicidad, el tiempo de enganche del receptor, la eficiencia en consumo de potencia y el ancho de banda disponible. En este trabajo se exploran diferentes técnicas basadas en la transmisión de una señal de referencia, conocida como piloto, con el objetivo de simplificar el bloque de sincronización del receptor.

Si bien los códigos OOC generan una reducida interferencia multiusuario, la longitud de los códigos necesaria para conseguir familias con alta cardinalidad reduce drásticamente la tasa de transmisión individual de cada uno de los dispositivos. Además, el hecho de transmitir siempre la misma firma en cada símbolo facilita posibles escuchas de usuarios no deseados, siendo necesario recurrir al uso de técnicas de encriptación para evitar estas deficiencias de seguridad en los enlaces. Para solucionar estos inconvenientes, se estudian diferentes familias de código que permitan ofrecer una alternativa a los sistemas desarrollados hasta la fecha.

Como caso práctico de aplicación, en este trabajo se propone la utilización de las técnicas de salto en el tiempo para implementar canales de subida en sistemas destinados a ofrecer servicios de entretenimiento en los aviones (también conocidos por IFE), siendo necesario establecer técnicas de acceso al medio entre todos los usuarios de una misma fila y reducir los efectos del fenómeno de multipropagación. En la topología desarrollada, el enlace de bajada se logra integrando un sistema VLC en las lámparas led de lectura de los pasajeros, los cuales, debido a su directividad, se consideran enlaces dedicados para cada usuario.

1.4. Descripción del documento

Este trabajo se ha estructurado de la siguiente manera: en el capítulo 2 se expone el estado del arte, en el que se muestran los trabajos realizados tanto en comunicaciones ópticas no guiadas y VLC, como en técnicas de espectro ensanchado y, en concreto, en salto en el tiempo. Los capítulos 3 y 4 detallan el estudio realizado

sobre la aplicación de estas técnicas en sistemas ópticos no guiados y una posible implementación, donde el principal objetivo de diseño ha sido minimizar los costes y el consumo eléctrico del dispositivo. Como caso práctico de estudio, en el capítulo 5 se muestra el desarrollo de un sistema destinado a ofrecer servicios de internet o distribución de contenidos multimedia dentro de la cabina de un avión. Dicho sistema emplea la lámpara led de lectura de cada pasajero para implementar un enlace de bajada en VLC y emisores IR (*Infrared*) para ofrecer un canal de subida basado en técnicas de salto en el tiempo. Finalmente se presentan los resultados así como las conclusiones y líneas futuras de este trabajo.

Capítulo 2: Estado del arte

Con el fin de poner esta tesis en su contexto, en este capítulo se presentan los conceptos básicos y la evolución tecnológica que han presentado los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas durante los últimos años. Si bien esta tecnología posee ciertas ventajas ante los sistemas basados en radiofrecuencia, el canal óptico no guiado es un medio de transmisión bastante hostil, debido no sólo a la presencia de fenómenos de multipropagación y a la elevada atenuación del canal, sino además por la existencia de otras fuentes de iluminación que dificultan la transmisión.

Las técnicas de espectro ensanchado se presentan como una alternativa para mitigar este tipo de fenómenos. En este capítulo se presentan sus características y las ventajas que introducen a la hora de implementar sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas, haciendo especial hincapié en las técnicas de salto en el tiempo, sobre las que versa este trabajo.

2.1. Comunicaciones ópticas no guiadas

La idea de transmitir datos por medio de la luz no es nueva, sin embargo, fue a partir de 1979 cuando empezaron a aparecer los primeros desarrollos en el campo de las comunicaciones ópticas no guiadas, en busca de reducir tamaño, peso y consumo de los dispositivos móviles [Gfeller79]. A pesar de que en la actualidad el mercado de las telecomunicaciones está dominado por los sistemas de radiofrecuencia, las comunicaciones ópticas no guiadas poseen características que las permiten postularse como una tecnología complementaria [Boucoulalas05], e incluso como una alternativa en determinados entornos de aplicación.

Tradicionalmente, los enlaces ópticos no guiados se han clasificado en seis tipos de configuraciones diferentes en función de dos criterios fundamentales: la existencia o no de visión directa y el grado de directividad entre el transmisor y el receptor [Kahn97]. Sin embargo, la mayoría de los desarrollos realizados emplean enlaces

difusos o directivos con visión directa. Los primeros se basan en el uso de emisores con un ancho diagrama de radiación y receptores con amplio campo de visión (FOV, *Field Of View*), que permiten la comunicación incluso sin la presencia de visión directa gracias a las múltiples reflexiones que se producen en diferentes elementos de la habitación. Dichos reflejos dispersan la señal en el dominio temporal limitando las tasas máximas de transmisión, pero permiten una mayor movilidad de los usuarios. Comúnmente, esta configuración se emplea en interiores para implementar redes de datos o sensores como la que se muestra en la figura 2-1, donde el ancho patrón de radiación de la lámpara transmisora permite lograr amplias áreas de cobertura y la comunicación con todos los dispositivos distribuidos a lo largo de la habitación. Con esta topología Carruthers y Kahn demostraron tasas de transmisión de 70 Mbps en el año 2000 [Carruthers00], sin embargo en los últimos años, con el desarrollo de los receptores con diversidad angular y los sistemas MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*), se han alcanzado velocidades de 200 Mbps [Jivkova04].

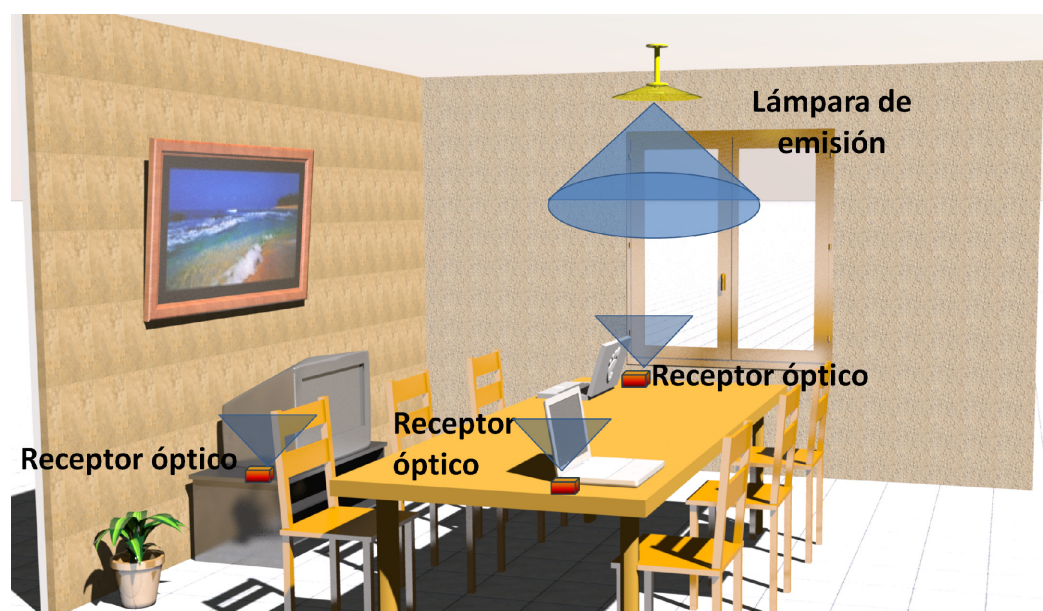


Figura 2-1. Sistema de comunicaciones ópticas no guiado basado en un enlace difuso.

Otra configuración comúnmente utilizada son los enlaces punto a punto, donde la visión directa entre el transmisor y el receptor, y el alto grado de apuntamiento que existe entre ambos, permite evitar la presencia del fenómeno de multipropagación. Del mismo modo, esto permite enlaces mucho más eficientes energéticamente a costa de limitar la movilidad del usuario. Durante los últimos años, esta topología ha sido empleada para implementar enlaces de datos entre edificios [Kedar04], intersatelitales, donde es digno de mención el proyecto *SILEX* de la ESA (*European Space Agency*) [Sodnik10], o simplemente punto a punto de corta distancia, donde se han llegado a alcanzar tasas de transmisión de 1,25 Gbps utilizando técnicas MIMO [O'Brien10]. Esta configuración también podría ser utilizada para ofrecer a los sistemas de *Home Cinema*, como el que se muestra en la figura 2-2, la posibilidad de eliminar el

cableado y, por ende, simplificar la instalación del mismo. En el dispositivo central habrá tantos emisores como altavoces periféricos y será necesario realizar el previo apuntamiento entre los dispositivos.

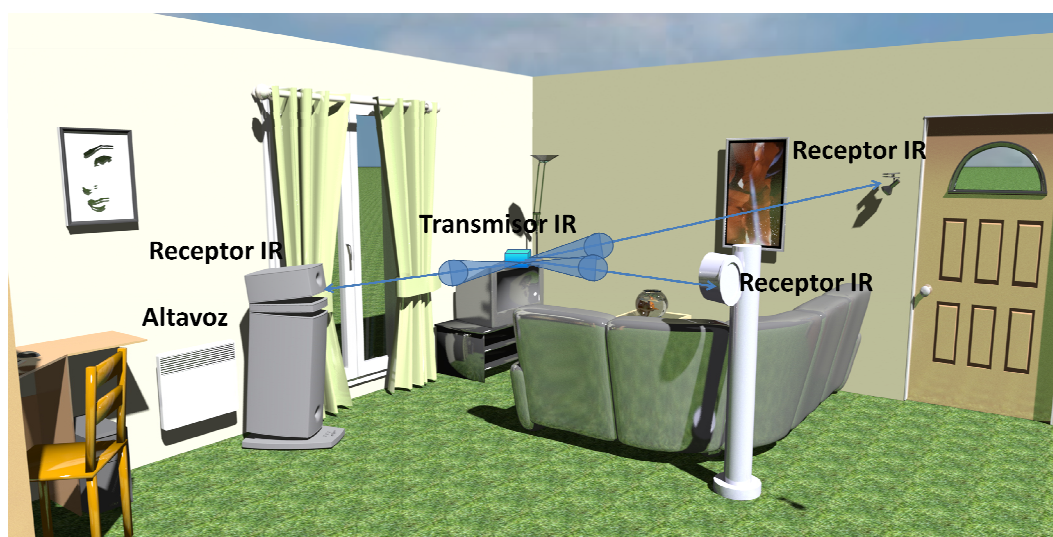


Figura 2-2. Sistema de comunicaciones ópticas no guiado basado en enlaces punto a punto con visión directa.

2.2. Técnicas de codificación

A diferencia de los sistemas de radiofrecuencia, las técnicas de codificación más empleadas en el dominio óptico son las OOK y PPM debido a la gran simplicidad de implementación e integración que poseen [Elgala11]. Existen otras técnicas más complejas que ofrecen una mayor eficiencia espectral, pero siempre existiendo un compromiso entre las prestaciones y la eficiencia en potencia [Hrarilovic04].

Durante los últimos años, también se han explorado técnicas de modulación analógicas tales como FQPSK [Perez-Jimenez96], GMSK [Perez-Jimenez00] o *Single-Carrier* [Acolatse11]. Muchos investigadores, atraídos por su alta eficiencia espectral, han estudiado el uso de técnicas multisubportadora (MSM, *Multi-Sub-Carrier Modulation*) en este tipo de entornos, siendo dignos de destacar los trabajos realizados en esquemas OFDM [González05b] [Armstrong09] [Elgala09].

2.3. Estándares y regulaciones

A pesar de que para la implantación de sistemas de comunicaciones ópticas no guiados no se requiere la solicitud de licencias que controlan la saturación del espectro, sí que existen regulaciones de emisión para evitar lesiones oculares o cutáneas a los usuarios que se encuentren en el entorno. Organismos como la IEC [IEC07] o la ANSI (ANSI Z136.1) [ANSI07] han fijado unos límites de potencias de emisión en IR que varían en función de la longitud de onda, el tamaño de la fuente y su

directividad. Dichas restricciones únicamente afectan a los dispositivos láser debido a la alta coherencia espectral y temporal de la radiación que emiten, quedando exentos de regulación los sistemas VLC.

En lo que respecta a los estándares de comunicaciones, el sistema comercial más conocido es el desarrollado por el consorcio IrDA [IrDA], que define enlaces bidireccionales empleando radiación IR, de bajo coste y de alcance limitado (1 a 3 m), con velocidades desde 9,6 Kbps (SIR) hasta 1 Gbps (GigaIR) y con muy bajo consumo de potencia, siendo una alternativa barata y segura a los sistemas Bluetooth. Por otro lado, en la definición del estándar IEEE 802.11 se especifica una implementación del nivel físico basada en comunicaciones ópticas no guiadas en IR. En ella se expone un modo que permite tasas de 1 Mbps empleando codificaciones 16-PPM, y otro que duplica la velocidad de transmisión utilizando 4PPM [IEEE802.11-97]. Sin embargo, ambos estándares están en la actualidad en desuso, habiendo sido superados en el mercado de las telecomunicaciones por los sistemas de radiofrecuencia Bluetooth y WiFi respectivamente.

2.4. Comunicaciones en espectro visible

En los últimos años, las administraciones públicas están haciendo especial hincapié en intentar sustituir las lámparas convencionales por las de leds, también

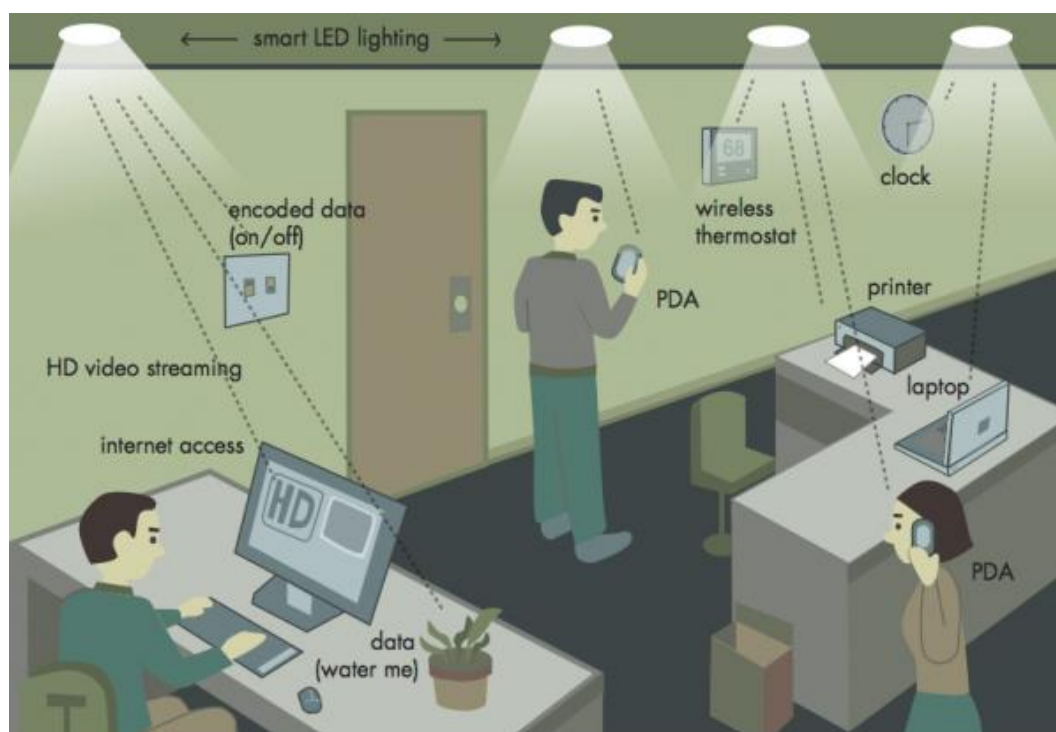


Figura 2-3. Arquitectura del sistema propuesto para interiores [VLCC].

denominadas sistemas de iluminación de estado sólido (*SSL, Solid State Lighting*), ya que no sólo poseen una mejor eficiencia eléctrica y durabilidad, sino que además son

más resistentes a diferentes condiciones atmosféricas e introducen la posibilidad de crear distintos ambientes con diferentes colores o intensidades [Craford92] [Zhou07]. Esto ha dado lugar a un nuevo concepto en el campo de las comunicaciones ópticas, conocido como VLC [Tanaka03] [Komine04]. Estos sistemas se caracterizan por utilizar las lámparas de leds con espectro de emisión blanco para transmitir datos digitales, además de para iluminar el entorno.

Básicamente existen dos tecnologías bien diferenciadas para la generación de luz blanca en las lámparas SSL:

- Leds fosforescentes, también conocidos como YB-led, cuyo principio de funcionamiento se basa en utilizar un led azul, comúnmente fabricado de InGaN, cubierto por una capa de fósforo. A pesar de que estos dispositivos se caracterizan por tener un reducido coste, poseen un espectro de emisión fijo y una velocidad de conmutación limitada a 4 o 5 Mbps debido al tiempo de caída que genera la persistencia del fósforo. Sin embargo, este efecto se puede mitigar filtrando ópticamente la componente azul de la señal recibida, llegándose a lograr tasas de transmisión de hasta 100 Mbps con codificaciones OOK [O'Brien08]. Basándose en el mismo procedimiento y empleando modulaciones mucho más eficientes espectralmente como DTM (*Discrete Multitone Modulation*), Vučić *et al.* han logrado mejorar esta tasa de transmisión hasta alcanzar 230 Mbps [Vučić10].

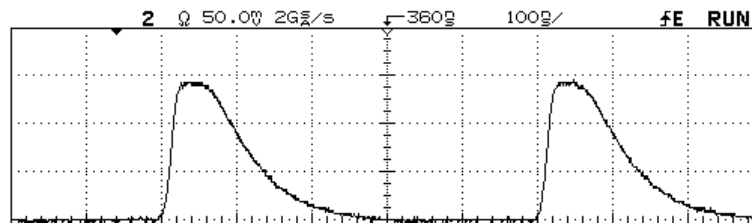


Figura 2-4. Respuesta temporal de la señal óptica emitida para una lámpara Luxeon-Star YB-led [Luxeon].

- Leds multichip RGB, que consisten en la combinación de tres leds rojo, verde y azul en un mismo dispositivo. Si bien estos dispositivos son bastante más caros que los leds fosforescentes, poseen velocidades de conmutación más elevadas y la capacidad de generar diferentes tonalidades y luces de ambiente únicamente modificando la corriente que circula por cada uno de ellos. Además permiten la implementación de técnicas WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) [Shrestha10], con las que se han alcanzado tasas de hasta 803 Mbps [Vučić11]³. De hecho, en esta tesis se ha explorado el uso de

³ Estas medidas han sido logradas a distancia de pocos centímetros y en condiciones muy ideales, tanto de apuntamiento, como por la ausencia de interferencias lumínicas.

estas técnicas lográndose implementar un sistema bicanal compuesto por un enlace de alta velocidad y una red de sensores.

A parte de estos dos métodos, el constante avance tecnológico que se ha llevado a cabo en este campo en los últimos años, ha propiciado la irrupción en el mercado de otros componentes como los leds RGB-A, que añaden a los comunes RGB un cuarto led ámbar, o los OLED (*Organic LED*), basados en la electroluminiscencia que presentan ciertos materiales orgánicos de pequeña molécula. A pesar de que éstos últimos tienen su mayor nicho de mercado en la electrónica de consumo, ya se han empezado a utilizar como dispositivos de iluminación, debido principalmente a su mayor eficiencia energética y flexibilidad. Sin embargo, su uso como emisores en sistemas VLC es hasta el momento reducido ya que presentan tiempos de conmutación superiores a los de otros dispositivos SSL.

En lo que respecta a la detección de estas señales, comúnmente se emplean fotodiodos comerciales de silicio, tanto PIN como APD (*Avalanche Photodiode*), que poseen una mejor responsividad en regiones próximas al infrarrojo, aunque también son capaces de captar longitudes de onda cercanas al azul. A estos dispositivos será necesario añadirles filtros ópticos interferométricos de muy elevado coste en el caso de querer emplear técnicas WDM sobre leds RGB.

2.5. Técnicas de codificación empleadas en VLC

Desde los primeros trabajos sobre comunicaciones ópticas no guiadas, muchos investigadores se han centrado en la búsqueda de técnicas de modulación robustas ante fenómenos de multipropagación, que posean una buena eficiencia espectral, y a su vez que permitan una sencilla generación y detección. Sin embargo, no todas estas técnicas pueden ser extrapoladas al campo de las comunicaciones por luz visible puesto que la lámpara debe mantener su funcionalidad como dispositivo de iluminación, lo cual se traduce en evitar fenómenos de parpadeo (también conocido como *flickering*) y permitir al usuario el control de intensidad (*dimming*). Debido a la gran cantidad de aplicaciones industriales, publicaciones científicas y patentes que han aparecido desde el nacimiento de esta tecnología, surge en 2009 el grupo de trabajo IEEE 802.15.7 con el objetivo principal de unificar y definir las técnicas de modulación a emplear por este tipo de sistemas. Como fruto de su trabajo, se publica en septiembre de 2011 el primer estándar de la tecnología VLC, en el que se define la capa MAC y tres posibles implementaciones del nivel físico, soportando topologías tanto *peer-to-peer* como en estrella, con tasas de transmisión desde 11,67 Kbps hasta 96 Mbps [IEEE802.15.7-2011].

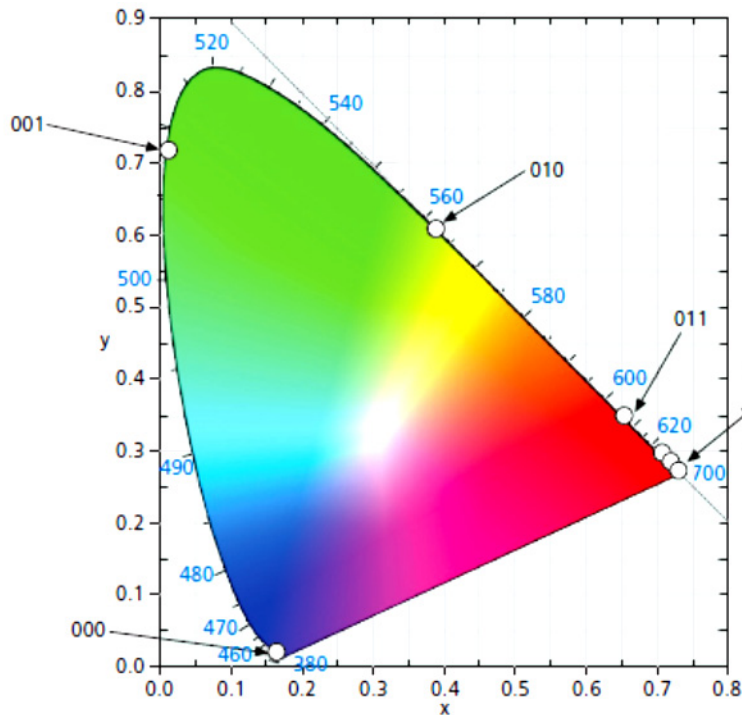


Figura 2-5. Distribución de colores de la codificación CSK [VLCC].

Aunque los problemas de parpadeo que pueden aparecer usando OOK se pueden evitar introduciendo una codificación Manchester o codificadores de bloque que limiten las largas secuencias de unos o ceros, es necesario recurrir a esquemas VOOK (*Variable OOK*) para ofrecer un control de luminosidad ajustable. Esta técnica se basa en transmitir el dato en OOK con un ciclo de trabajo muy reducido y añadir a continuación pulsos hasta lograr el nivel de *dimming* deseado [Lee11]. Otra posibilidad consiste en combinar una codificación 2PPM con técnicas PWM (*Pulse Width Modulation*) para dar lugar a esquemas VPPM (*Variable PPM*) [Kang09]. La tercera propuesta en el estándar es conocida como CSK (*Colour Shift Keying*), en la cual se emplean los bits de datos para seleccionar diferentes longitudes de onda que se transmitirán en cada instante de tiempo. Se han propuesto constelaciones de 4, 8 y 16 colores, siendo necesario seleccionar cuidadosamente la constelación de colores a emplear [Drost10].

A pesar de que éstas son las técnicas de codificación propuestas por el estándar, durante los últimos años multitud de grupos de investigación han estudiado el uso de otras modulaciones para implementar sistemas VLC. Armstrong y Mesleh *et al.* han explorado el uso de técnicas OFDM con el fin de lograr sistemas de comunicaciones con una eficiencia espectral muy alta y elevada robustez frente a multipropagación [Armstrong09] [Mesleh11b]. Para poder emplear estas señales bipolares en el dominio óptico se recurre comúnmente a dos técnicas bien diferenciadas: DCO-OFDM (*DC-Biased Optical OFDM*) y ACO-OFDM (*Asymmetrically Clipped Optical OFDM*). La primera de ellas se basa en introducir un nivel de continua para polarizar al led en la región lineal, mientras que la segunda opción elimina las

componentes pares de la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), reduciendo a la mitad la eficiencia espectral de la modulación. A pesar de que ya se han realizado implementaciones en dispositivos programables como FPGA (*Field Programmable Gate Array*) [Stefan11], estos sistemas conllevan un alto coste en complejidad computacional dada la necesidad de realizar las FFT e IFFT, y requieren el uso de ADC (*Analog-to-Digital Converter*) y DAC (*Digital-to-Analog Converter*) capaces de trabajar a elevadas frecuencias de muestreo. Además, es necesario emplear dispositivos completamente lineales en todo el ancho de banda de trabajo, tanto en la cadena transmisora como en la receptora.

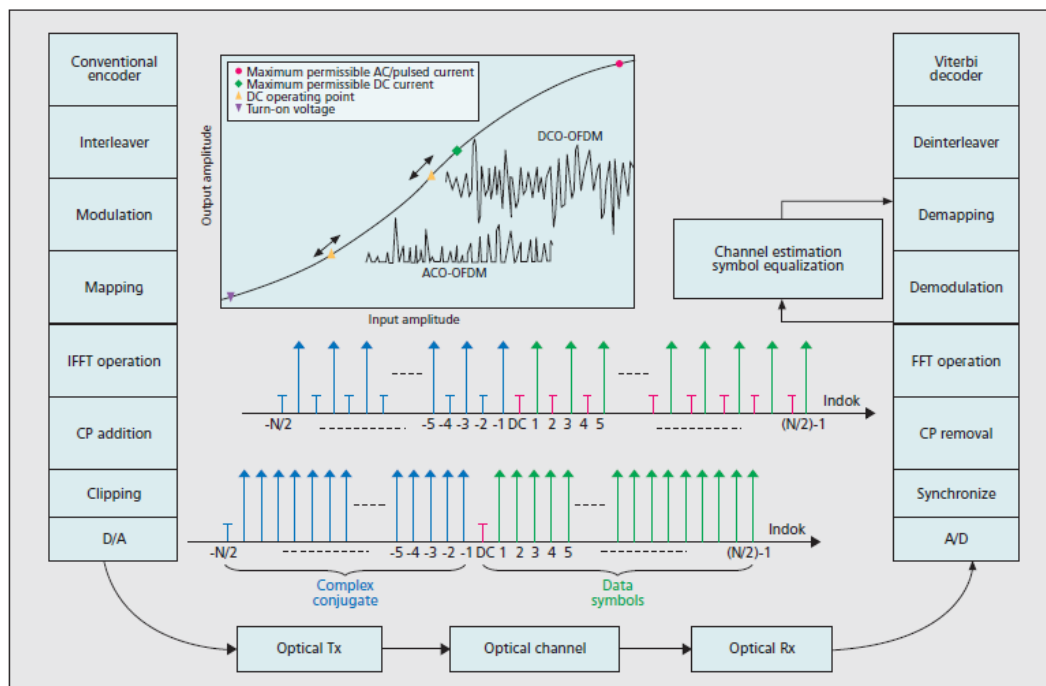


Figura 2-6. Esquemas DCO-OFDM y ACO-OFDM [Mesleh11b].

En el grupo de investigación en el que se ha desarrollado esta tesis, se ha optado por sistemas que minimicen la complejidad y coste del sistema. Para ello se han explorado, siguiendo un camino paralelo al del comité de estandarización, codificaciones como la DPPM (*Differential PPM*) [Delgado10], donde se consiguen prestaciones similares a las de la PPM con un decodificador mucho más simplificado basado en un detector de nivel y un comparador. Asimismo, esta técnica de codificación ofrece una tasa de transmisión constante que facilita la implementación de sistemas multimedia y elimina problemas de parpadeo.

2.6. Caracterización del canal

Comúnmente los sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas basados en IM/DD se modelan como un sistema lineal y temporalmente invariante en banda base, donde la fotocorriente generada en el detector se puede estimar como la convolución

entre la potencia instantánea radiada por la fuente, $I(t)$, y la respuesta al impulso del canal.

$$r(t) = R \cdot I(t) \otimes h(t) + n(t) + i(t) \quad \text{Ecuación 2-1}$$

Donde R representa la responsividad del fotodiodo. Además, durante la propagación, la señal transmitida se ve afectada por ruido, $n(t)$, e interferencia producida por otras fuentes de iluminación ($i(t)$) [Kahn97].

La respuesta al impulso del canal, $h(t)$, vendrá determinada por la posición y propiedades del transmisor y del receptor, así como de las múltiples reflexiones que se pueden producir en el entorno, generando lo que se conoce como un perfil de potencia. Los trabajos realizados destinados a lograr caracterizar el canal óptico no guiado se pueden agrupar en: medidas [Kahn95] [Hashemi94] y simulaciones, los cuales emplean algoritmos que se pueden clasificar en iterativos [Barry93] [Perez-Jimenez95] [Lopez-Hernandez97] o estadísticos, basados en métodos de Monte Carlo y trazado de rayos [Loez-Hernandez00] [González05]. Si bien la mayoría de estos trabajos fueron realizados sobre radiación infrarroja, recientemente han aparecido los primeros estudios sobre el canal en visible, donde no sólo se tiene en cuenta la distribución espectral del emisor, sino también la variación de los parámetros de reflectancia de las paredes con la longitud de onda [Cui09] [Lee11b].

Para la realización de la conversión optoeléctrica en el receptor comúnmente se emplean fotodiodos PIN de silicio, que además de detectar la señal óptica de interés, introducen un ruido adicional. Existen dos fuentes dominantes: el ruido térmico producido por los componentes resistivos existentes en la etapa de preamplificación, y el ruido *shot* generado por otras fuentes de iluminación como el sol. El primero se modela como una fuente de ruido gaussiano donde su varianza viene determinada por la siguiente expresión:

$$\sigma_{\text{térmico}}^2 = \frac{4KT}{R_F} \quad \text{Ecuación 2-2}$$

Donde K es la constante de Boltzman, T la temperatura absoluta y R_F la resistencia del amplificador [Kahn97].

Comúnmente, el ruido *shot* es la mayor fuente de ruido existente en los sistemas de comunicaciones ópticas no guiados. Los fotones generados por otras fuentes de iluminación existentes en el canal provocan la generación aleatoria de portadores, siguiendo una distribución de Poisson, que se traduce en la aparición de una corriente continua en los detectores. Sin embargo, debido a la alta intensidad de esta fuente de ruido y considerando el teorema central del límite, comúnmente se modela como un proceso gaussiano independiente con varianza:

$$\sigma_{shot}^2 = 2qRP_N \quad \text{Ecuación 2-3}$$

Donde q es la carga del electrón, R la responsividad del fotodiodo y P_N la potencia óptica de ruido recibida [Hrarilovic04].

En los escenarios de aplicación de las comunicaciones ópticas no guiadas pueden existir otras fuentes de radiación óptica como las bombillas incandescentes o los fluorescentes. Si bien estas fuentes clásicas se caracterizan por generar una interferencia eléctrica de banda estrecha con armónicos desde 100 Hz a pocos KHz, las novedosas lámparas de balastro electrónico operan a frecuencias que van desde 30 hasta incluso 500 KHz [Hauske10]. Para mitigar su efecto se pueden utilizar filtros ópticos [Narasimhan96] o eléctricos [Moreira96], o bien usar técnicas de codificación con pocas componentes a baja frecuencia [Perez-Jimenez00] o técnicas de espectro ensanchado [Huh02]. Otros investigadores han explorado el uso de algoritmos adaptativos, tales como MMSE (*Minimum Mean Square Error*) o ZF (*Zero-Forcing*) [Hauske11] [Park12], llegando a lograr ganancias de hasta 20 dB.

2.7. Aplicación de técnicas de espectro ensanchado a las comunicaciones ópticas no guiadas

Un sistema de espectro ensanchado (SS, *Spread Spectrum*) es aquél en el que el ancho de banda de transmisión es mucho mayor que el mínimo requerido para transmitir la información. Este ensanchamiento espectral se logra a partir de una señal de gran ancho de banda denominada señal de código, que se caracteriza por tener una apariencia pseudoaleatoria y por ser independiente de los datos a transmitir [Scholtz82].

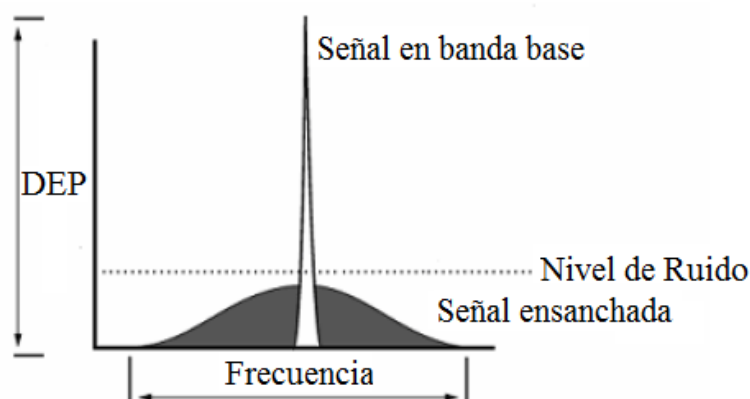


Figura 2-7. Principio de funcionamiento del SS [Rabadán01].

Los sistemas de espectro ensanchado fueron desarrollados durante la Segunda Guerra Mundial con la intención de implementar sistemas de comunicaciones de alto rechazo a las interferencias y de mejorar los sistemas de guiado de armas ya existentes

[Scholtz83]. Desde entonces se han desarrollado multitud de sistemas que han desencadenado que esta tecnología esté en la actualidad muy extendida en el mercado de las telecomunicaciones. Entre las múltiples ventajas que ofrecen este tipo de sistemas destacan dos que convierten a estas técnicas de codificación en una solución interesante para implementar sistemas ópticos no guiados:

- Alto rechazo a interferencias de banda estrecha. El ensanchamiento espectral que se realiza en el detector provoca una dispersión de la potencia de la señal interferente a lo largo de todo el ancho de banda de la señal de espectro ensanchado. La mejora que se produce en el sistema se conoce como Ganancia de Proceso (G_p , *Gain Process*) y se define como:

$$G_p = \frac{BW_{SS}}{BW_{Datos}} \quad \text{Ecuación 2-4}$$

Donde BW_{SS} y BW_{Datos} son el ancho de banda de la señal ensanchada y la de datos en banda base. En el campo de las comunicaciones ópticas ya se han demostrado las mejoras que introduce el uso de técnicas de secuencia directa ante *jamming* [Hammons04] y ante la interferencia producida por los fluorescentes de balastro electrónico [Farrell98].

- Buena respuesta ante el fenómeno de multipropagación, ya que la señal reflejada llega al receptor retrasada respecto al rayo directo y es atenuada en función de las propiedades de autocorrelación del código empleado para realizar el ensanchamiento espectral [Wong03].

Según el método empleado para realizar el ensanchamiento espectral, se pueden diferenciar tres tipos de sistemas de espectro ensanchado, los cuales se muestran a continuación.

2.7.1. Espectro ensanchado por secuencia directa (DS, *Direct-Sequence*)

El ensanchamiento espectral se consigue multiplicando la señal de datos por la señal de código. Este proceso es equivalente a realizar la modulación en BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) de la señal de código con la señal de datos correspondiente. Con ello se logra un ensanchamiento al ancho de banda de la señal de código. En la actualidad, la codificación por secuencia directa se emplea en multitud de sistemas comerciales tales como GPS (*Global Positioning System*), UMTS o WiFi.

2.7.2. Espectro ensanchado por salto en frecuencia (FH, *Frequency-Hopping*)

En los sistemas de salto en frecuencia, el estado del generador pseudoaleatorio se utiliza para seleccionar en cuál de la N posibles portadoras se transmite la señal de datos. Para su implementación se emplea comúnmente un DDS (*Direct Digital*

Synthesizer) y un mezclador. Esta técnica de modulación permite mejorar la repuesta del sistema ante interferencias de banda estrecha detectadas previamente al diseño del mismo, ya que una sencilla recolocación de las portadoras disponibles permitiría eliminar su efecto sobre la probabilidad de error del sistema. Entre los sistemas comerciales que emplean esta codificación destacan WiFi, Bluetooth y GSM (*Global System for Mobile Communications*).

2.7.3. Espectro ensanchado por salto de tiempo (TH, *Time-Hopping*)⁴

En este caso, el tiempo de bit se fragmenta en L intervalos o *slots*, de forma que la secuencia pseudoaleatoria se emplea para determinar en cuál de ellos se transmite el bit de dato. En un principio las técnicas de salto en el tiempo no tuvieron tanta aceptación como sus homólogas y sólo se empleaba como modulación auxiliar, o combinada con DS o FH para mejorar ciertos parámetros del sistema como la respuesta ante el fenómeno *near-far* [Ahmed07] [Sibanda09]. Sin embargo, a partir de los años 90 la tendencia cambió con la introducción del concepto de UWB (*Ultra Wide Band*) para comunicaciones, hasta el punto de ser propuesta como implementación del nivel físico del estándar de comunicaciones inalámbricas para redes de área personal (WPAN, *Wireless Personal Area Networks*), 802.15.3 [IEEE802.15.3-2009].

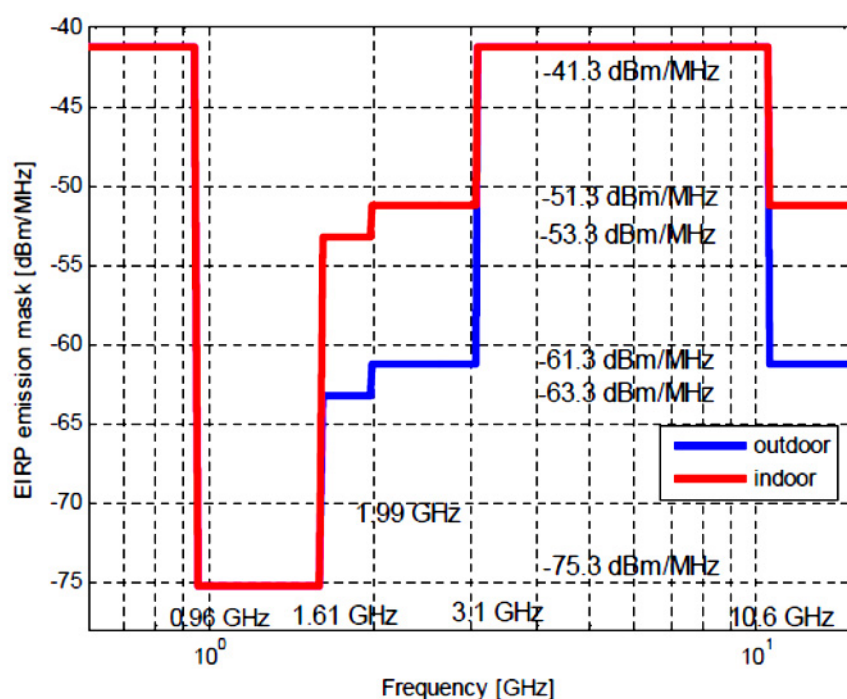


Figura 2-8. Máscara de emisión sistemas UWB [Benedetto04].

El concepto de UWB se empezó a emplear a finales de la década de los 60 para desarrollo de sistemas radar [Vickers91] [Jouny92], sin embargo no fue hasta 1989

⁴ De aquí en adelante se emplearán ambos términos indistintamente.

cuando se le asignó el nombre de *ultrawideband* y la FCC (*Federal Communications Commitee*) comenzó el proceso de estandarización [Barret00]. Para su uso se estableció una banda sin licencia desde 3,1 hasta 10,7 GHz, con ciertas restricciones de potencia para lograr la coexistencia con otros sistemas comerciales. De hecho se definió una máscara de emisión con una potencia máxima de -41,3 dBm. Se dice que una señal es de banda ultra ancha si su ancho de banda es mayor a 500 MHz, o si cumple que el ancho de banda fraccional, definido como la relación entre el ancho de banda (medido en puntos de -10 dB) y la frecuencia central, es mayor a un 25%.

$$BW_{frac} = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad \text{Ecuación 2-5}$$

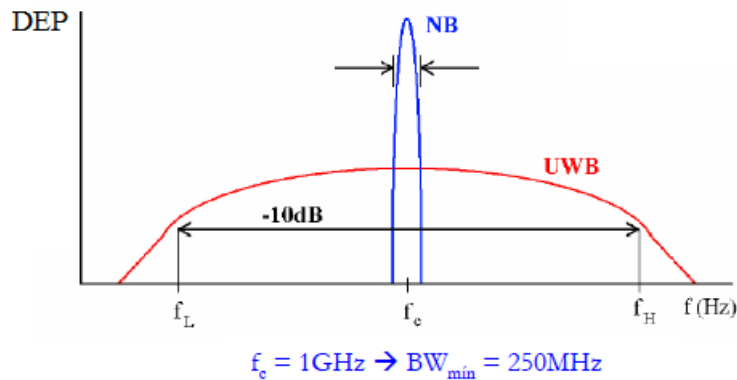


Figura 2-9. Ejemplo de cálculo del ancho de banda fraccional.

Existen dos tipos de sistemas de comunicaciones UWB: los multibanda (MB-UWB) basados en el uso de técnicas OFDM [Batra03] [Yang03], y los fundamentados en la transmisión de pulsos de muy corta duración, en vez de formas de onda continua, en lo que se conoce como IR-UWB. Dentro de estos últimos, se pueden diferenciar sistemas que emplean técnicas de salto en el tiempo [Scholtz98], y secuencia directa [Roberts03]. A pesar de que los sistemas IR-UWB poseen mejores respuesta ante la multitrayectoria y un hardware, *a priori*, más sencillo, la complejidad en la generación y detección de los pulsos, y los mayores tiempos de llegada al mercado, han hecho que los sistemas MB-UWB hayan sido propuestos para la implementación del nivel físico de sistemas de nueva generación como el WUSB (*Wireless USB*) [Leenaerts07].

La complejidad existente en el diseño y generación de los pulsos transmitidos en IR-UWB, también conocidos como monopolos, reside en el hecho de intentar ajustar al máximo la densidad espectral de potencia de la señal transmitida a la máscara de emisión definida por la FCC. Para ello, se suelen emplear formas de onda gaussianas y sus derivadas [Conroy99] [Xiaomin02]. Sin embargo, todo este tipo de consideraciones no son necesarias en el campo de las comunicaciones ópticas no guiadas debido a que no existe ningún tipo de regulación de emisión. A pesar de esta

ventaja, solamente Farouzan *et al.* y Yashima *et al.* han propuesto su uso en el dominio óptico guiado para mejorar las prestaciones de redes multimedia, donde puedan coexistir multitud de usuarios y fuentes de datos con una tasa de datos y probabilidad de error muy estables [Farouzan02] [Yashima03].

En la actualidad, existen dos grupos de trabajo principales: *WiMedia Alliance*, dedicado a la implementación de redes inalámbricas de corto alcance y alta velocidad de transmisión, como por ejemplo la tecnología WUSB, y el IEEE 802.15.4d⁵, más enfocado hacia redes de sensores de bajo consumo y tasa de transmisión [WiMedia] [IEEE802.15.4]. Todos los estudios realizados en el dominio de radiofrecuencia son la base de los trabajos de esta tesis, en la que se extrapola esta técnica de codificación al campo de las comunicaciones ópticas no guiadas.

2.8. Secuencias de código

Las señales de código juegan un papel muy importante en los sistemas de SS, puesto que son las encargadas de realizar el ensanchamiento espectral de los datos y determinan las características del sistema final. La gran mayoría de las familias de código se caracterizan por generar secuencias bipolares idóneas para ser utilizadas en sistemas de radiofrecuencia, sin embargo, cuando son empleadas en sistemas de salto en el tiempo sus funciones de autocorrelación y correlación cruzada se ven claramente mermadas. Este hecho ya ha sido demostrado por algunos investigadores, siendo digno de destacar el trabajo realizado por Naanaa *et al.* publicado en 2009, en el que se demuestra que el uso de los códigos Kasami o los Walsh-Hadamard no sólo no mantienen las mismas prestaciones que en los sistemas de secuencia directa, sino que además se reduce su ya limitada cardinalidad [Naanaa09].

Otra familia ampliamente utilizada debido a su sencilla generación (registros de desplazamiento y puertas lógicas), son los códigos de máxima longitud (MLS, *Maximum Length Sequence*), también conocidas como M-Secuencias. A partir de la combinación de dos MLS surgen los códigos Gold, los cuales se caracterizan por no generar secuencias de periodo máximo y por poseer una función de autocorrelación no tan buena como los anteriores, pero sí mejorar la de correlación cruzada.

Esta reducción de prestaciones ha desencadenado que algunos investigadores hayan centrado sus esfuerzos en el estudio y desarrollo de familias de código específicas para los sistemas de salto en el tiempo. Un claro ejemplo son los ZCZ (*Zero Correlation Zone*), los cuales son capaces de asegurar comunicaciones ortogonales en situaciones cuasisíncronas, es decir, cuando todos los símbolos comienzan

⁵ Este estándar es la base sobre la que se define la especificación de ZigBee, cuyo propósito es ofrecer una solución completa para este tipo de redes construyendo los niveles superiores de la pila de protocolos que el estándar no cubre.

aproximadamente en el mismo instante de tiempo [Zhang04]. Sin embargo, estas familias requieren la transmisión de un piloto de sincronismo y además introducen periodos de silencio que reducen la eficiencia espectral de la codificación. A pesar de que existen otros códigos como los SA (*Simulated Annealing*) y los RI (Random Integer) [Canadeo03], los códigos ópticos ortogonales son, sin lugar a duda, los más empleados en este tipo de sistemas y serán expuestos en el siguiente apartado.

2.9. Redes ópticas basadas en OCDMA

Las técnicas OCDMA han surgido en los últimos años como una extrapolación de la tecnología ampliamente utilizada en los sistemas de radiofrecuencia al dominio óptico. Comúnmente en redes de área metropolitana, con fuentes de datos muy estables, se emplean técnicas WDM y TDM (*Time Division Multiplexing*) lográndose maximizar la capacidad del canal. Sin embargo, en redes de área local, estas tecnologías reducen sus prestaciones debido a los complejos algoritmos de gestión necesarios para administrar un grupo elevado de usuarios dinámicos. Las técnicas OCDMA se presentan como una alternativa en este tipo de entornos ya que no se requiere ningún tipo de sistema de gestión del tiempo o la frecuencia, lográndose reducir la latencia de la red.

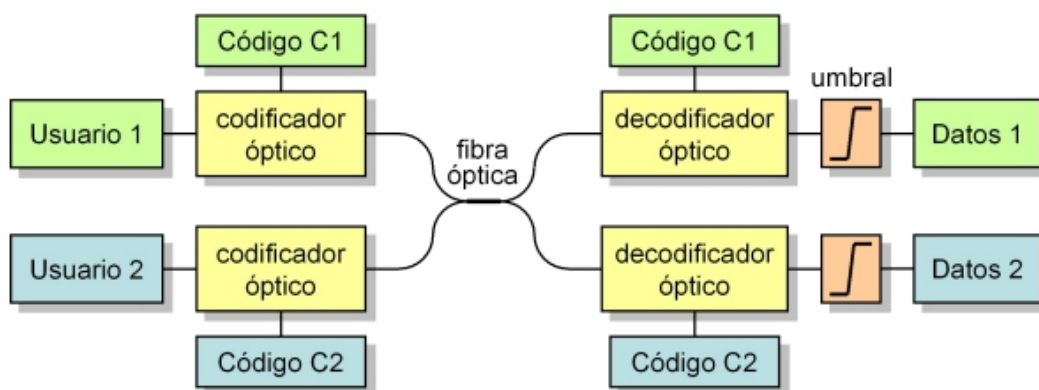


Figura 2-10. Esquema general sistema OCDMA.

A pesar de que la base de funcionamiento de esta tecnología es muy similar a la empleada por las técnicas de espectro ensanchado en radiofrecuencia, las familias de códigos no mantienen sus propiedades de correlación si son convertidas a señales unipolares. Se han realizado multitud de trabajos en busca de los códigos más idóneos [Holmes92] [Azizoglu92], pero sin duda los más empleados son los códigos ópticos ortogonales, que se definen como unas secuencias de unos y ceros específicamente diseñadas para entornos ópticos, que permiten el acceso al canal de forma asíncrona con unas interferencias multiusuario muy reducidas [Salehi07]. Códigos como los ROC reducen las restricciones de correlación cruzada, aumentando considerablemente la cardinalidad de códigos a costa de un incremento de la interferencia multiusuario

generada [Martin-Gonzalez09]. Su mayor inconveniente radica en tener una baja cardinalidad y no ofrecer un buen nivel de seguridad ante ataques de oyentes furtivos, ya que cada usuario siempre transmite la misma firma. Los códigos AOC [Martin-Gonzalez08] no sólo solucionan este último problema, transmitiendo una secuencia variable, sino que además mejoran la cardinalidad. Sin embargo, siguen requiriendo una longitud de las secuencias extremadamente grandes para ofrecer tasas de transmisión medias-altas en canales ópticos no guiados. De hecho, mitigar este inconveniente es uno de las mayores motivaciones de esta tesis.

2.10. Grupos de investigación nacionales e internacionales activos en sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas

Con el auge de las comunicaciones ópticas no guiadas como tecnología alternativa a los sistemas de radiofrecuencia han surgido multitud de grupos de investigación tanto a nivel nacional como internacional. Además, se pueden diferenciar entre grupos dedicados a las comunicaciones ópticas en general y los que centran sus esfuerzos en la radiación visible.

En lo que respecta al ámbito español, destacan los desarrollos realizados en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Málaga sobre comunicaciones atmosféricas y sistemas de tasa adaptativa [Jurado-Navas11] [Garrido-Balsells05]. Además, son de especial mención las aportaciones realizadas en la Universidad de La Laguna sobre la caracterización del canal y el uso de técnicas OFDM adaptativas en interiores [Rodríguez02] [González05b]. En cuanto a los sistemas VLC, toda la actividad, además de en el grupo de investigación donde se ha desarrollado esta tesis, se realiza en la UPM, donde centran sus esfuerzos en la caracterización de dispositivos y al desarrollo de redes de datos en difusión [Poves11] [Lopez-Hernandez11]. Además, este grupo de investigación ha realizado multitud de trabajos acerca de códigos ROC y AOC, que han formado parte de la motivación de esta tesis [Martin-Gonzalez09] [Poves11b].

En Europa, hay que destacar la actividad de grupos como los de la Universidad de Oxford, dirigido por Dominic O'Brien y que han realizado multitud de trabajos sobre sistemas MIMO aplicados tanto a enlaces punto a punto, alcanzando tasas de 1,25 Gbps, como sobre sistemas VLC de altas velocidades [Minh09] [O'Brien10]. Gran parte de estos trabajos están enmarcados dentro del proyecto *OMEGA*, coordinado por France Telecom y cuyo objetivo principal se centra en el desarrollo de aplicaciones 4G para el hogar combinando tecnologías RF y ópticas [OMEGA]. Entre los resultados obtenidos en este proyecto destacan los prototipos de alta velocidad de sistemas VLC, tanto con leds fosforescentes como con RGB, empleando codificaciones DMT con las que se han alcanzado velocidades de hasta 800 Mbps [Vučić11]. Además, se han

realizado estudios acerca del uso de la tecnología PLC (*Power Line Communications*) como *backbone* principal para realizar la distribución dentro de los hogares [Tonelo10].



Figura 2-11. Posible arquitectura de sistema del proyecto *OMEGA* [Larger08].

También son dignos de mencionar los estudios sobre receptores con diversidad espacial realizados en la Universidad de Edimburgo [Mesleh11] y los trabajos sobre técnicas OFDM llevados a cabo en el Jacobs University (Alemania) [Elgala09].

En Estados Unidos destacan los grupos que se han generado a partir de los trabajos de J. M. Kahn en la Universidad de Berkeley [Berkeley] y el grupo de J. Carruthers y T. Little en la Universidad de Boston. Estos últimos son los coordinadores del proyecto *SMARTLIGHT*, destinado al desarrollo de aplicaciones VLC en entornos domésticos [Little08] [Chau10]. Otros trabajos que han tenido bastante repercusión en el campo de las comunicaciones punto a punto en espacio libre son los realizados por Hajjarian *et al.* en la Universidad de Pensilvania bajo la dirección de M. Kavehrad [Hajjarian09].

Por su parte, en el continente asiático, hay que hacer mención especial a la actividad que se realiza en Japón, no sólo por ser el lugar donde nació esta tecnología tras los trabajos de Komine y Nakagawa en la Universidad Keio [Komine03], sino también por la gran apuesta que se ha realizado desde el tejido empresarial. De hecho, en 2003 se creó el primer consorcio, el *Visible Light Communications Consortium* [VLCC], que desde entonces ha tenido una gran repercusión tanto en el proceso de estandarización, como en la publicitación y divulgación de la tecnología. Entre la gran cantidad de demostradores que se han desarrollado destacan las comunicaciones coches-semáforos desarrolladas en la Universidad de Nagoya [Iwasaki08] y los prototipos con receptores basados en *arrays* con sensores CMOS realizados en la

Universidad de Keio [Matsumoto08]. También en el continente asiático son dignos de mención los trabajos sobre redes de área local realizados en la Universidad de Hong Kong (China) [Haigh12], y los demostradores realizados en la Universidad Yonsei (Corea) [An09].



Figura 2-12. Prototipo realizado por la Universidad de Nagoya [Iwasaki08].

El gran interés que ha generado esta tecnología es tal, que ya existen varias de las grandes empresas del mercado de las telecomunicaciones que están apostando por este tipo de sistemas. Un claro ejemplo de esto son el prototipo presentado por Casio que permite la comunicación entre *smartphones* [Casio12], los sistemas de guiado y de pago seguro enmarcados dentro de la tecnología NFC (*Near Field Communications*) desarrollados por Samsung [Samsung], o sencillamente las redes de datos de área local con un muy elevado nivel de seguridad ofrecidas por LVX Systems [LVX].

Fuera de las aplicaciones sobre VLC, y más dedicado a los sistemas OCDMA, hay que destacar el grupo de investigación dirigido por Jawad Salehi en la Universidad de Sharif (Irán). Si bien sus trabajos iniciales estaban destinados a sistemas en fibra óptica, en los últimos años han explorado el uso de códigos OOC para implementar redes de datos inalámbricas en interiores. Estudios como los realizados por Ghaffari *et al.* han sido parte de la motivación de esta tesis [Ghaffari08] [Ghaffari09].

Capítulo 3: Técnicas de salto en el tiempo aplicadas al canal óptico no guiado

3.1. Arquitectura del sistema

La seguridad adicional que introducen los sistemas de comunicaciones ópticas no guiados es uno de los factores que ha fomentado el interés por esta tecnología para implementar redes de datos o sensores en interiores. Inicialmente, la mayoría de los desarrollos empleaban radiación infrarroja, pero con la aparición de los sistemas VLC muchos de estos trabajos han sido extrapolados al espectro visible [Bouchet10] [Guerra-Medina11] [Rufo11]. En ambos casos es necesario dotar al sistema de un mecanismo de gestión de acceso al medio para evitar interferencias producidas por otros usuarios, siendo las técnicas de multiplexación por división de código las que ofrecen una mayor versatilidad a la hora de implementar este tipo de sistemas. Adicionalmente, diferentes estudios han demostrado que su uso disminuye la cantidad de paquetes de control transmitidos, colisiones, retransmisiones o escuchas requeridas del canal, que en su conjunto se traducen en una disminución del consumo del ancho de banda del sistema y, por ende, un aumento del *throughput* efectivo del sistema [Romer04] [Demirkol06].

Por la propia naturaleza de la luz, el uso de comunicaciones ópticas no guiadas permite la implementación de redes celulares dentro de cada habitación, sin embargo, es necesaria la instalación de una red troncal o *backbone* para lograr la conectividad entre las diferentes salas, siendo WiFi, PLC y Ethernet las soluciones más comunes. La opción inalámbrica es una tecnología muy interesante ya que no es necesario crear una nueva instalación y los dispositivos están accesibles en el mercado a un reducido coste, sin embargo, su uso está limitado a entornos donde no exista una elevada saturación del espectro ni restricciones de emisión EM. En cuanto a los sistemas PLC, a pesar de que, al igual que la anterior, tampoco requiere crear una nueva instalación, las sobrecargas y alteraciones de la misma afectan de forma drástica al funcionamiento de la conexión [Ouzzif07].

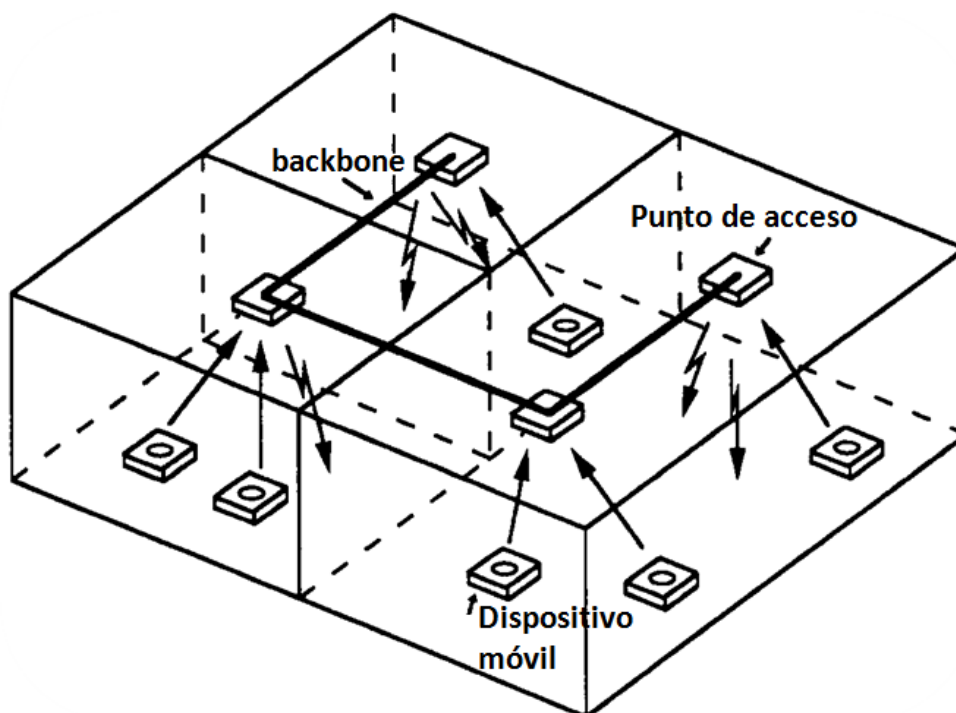


Figura 3-1. Ejemplo de arquitectura del sistema. Se compone de puntos de acceso, una red de backbone y los dispositivos móviles.

Dentro de cada habitación debe existir un punto de acceso, cuya función principal es actuar como puente entre la red cableada y la óptica. En este trabajo se propone que este dispositivo no sólo transmita al canal óptico los datos de bajada y decodifique los de subida, sino que además emita un piloto de referencia que permita implementar un red OCDMA síncrona. Griner *et al.* ya han demostrado las buenas prestaciones de este tipo de sistemas, incluso logrando transmisiones ortogonales con códigos Hadamard en técnicas de secuencia directa [Griner06]. Sin embargo, en dicho sistema únicamente se analiza el canal de bajada, donde todas las transmisiones desde el punto de acceso pueden ser fácilmente sincronizadas. La figura 3-2 muestra el diagrama de bloques de dicho nodo de acceso.

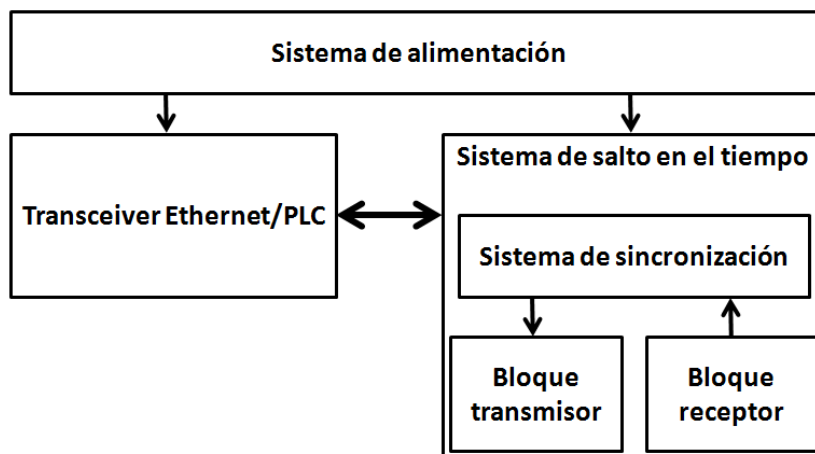


Figura 3-2. Diagrama de bloques del nodo de acceso.

La topología del dispositivo móvil posee una estructura muy similar, aunque difiere en el comportamiento del sistema de sincronismo y en la tecnología empleada para conectar el interfaz óptico con el PC o *smartphone* en el caso de una red de datos, o con el sensor/actuador si se desea implementar una red de sensores.

3.2. Técnicas de codificación en sistemas de salto en el tiempo

Si bien las técnicas de salto en el tiempo no han llegado a consolidarse dentro de los sistemas de radiofrecuencia, la ausencia de máscaras de potencia de emisión en el dominio óptico simplifica enormemente el diseño del sistema. Además, esta técnica posee unas características diferenciadoras frente a sus homólogas que la convierten en una solución muy interesante para desarrollar sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas. En primer lugar, destaca la posibilidad de realizar una implementación completamente digital, lo cual permite la integración en dispositivos programables como FPGA o CPLD (*Complex Programmable Logic Device*), y lograr unos costes de circuitería inferiores a los de los sistemas de salto en frecuencia, donde también se requieren DDS, osciladores de alta precisión y mezcladores. Por otro lado, y quizás más importante, estas técnicas permiten reducir el consumo del módulo transmisor, y por ende aumentar la autonomía del dispositivo móvil. Este hecho es debido a que tanto los leds como los diodos láser, se caracterizan por ser capaces de soportar mayores corrientes ante señales excitadoras pulsadas, como son las de las técnicas de salto en el tiempo. A modo de ejemplo, el led *SFH4200* de Osram es capaz de emitir una intensidad radiante instantánea hasta 9 veces superior consumiendo una potencia eléctrica 200 veces menor [Osram].

Las técnicas de salto en el tiempo se caracterizan por dividir el símbolo en L *slots*, también conocidos como *chips*⁶, de forma que el generador de código pseudoaleatorio seleccione en cuál de ellos se transmite la información. Dentro de cada *slot* se pueden emplear multitud de codificaciones. La solución más sencilla parte por usar una modulación OOK, generándose una codificación THSS-OOK, donde su representación en el dominio del tiempo para el k -ésimo usuario viene dada por la siguiente expresión:

$$s^k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_j p(t - jT_s - c_j T_c) \quad \text{Ecuación 3-1}$$

Siendo T_s el tiempo de símbolo, T_c el tiempo de *chip*, c_j un entero especificado por la secuencia de código pseudoaleatoria y a_j el dato a transmitir. Si bien esta técnica de codificación se caracteriza por poseer una buena eficiencia espectral, la versión

⁶ De aquí en adelante se emplearán ambos términos indistintamente.

basada en 2PPM es bastante más utilizada, debido no sólo a que posee mejores prestaciones ante ruido blanco gaussiano y aditivo (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*), sino también porque simplifica la tarea de sincronización en el receptor. Su ecuación en el dominio del tiempo sigue la siguiente expresión:

$$s^k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(t - jT_s - c_jT_c - a_j\varepsilon) \quad \text{Ecuación 3-2}$$

Donde $a_j\varepsilon$ indica el desplazamiento que introduce la modulación 2PPM, es decir, si el dato es un "cero" el pulso quería colocado en la primera parte del *slot*, mientras que si es un "uno" se desplazaría a la segunda parte. A diferencia de los sistemas IR-UWB, en los que existe un valor óptimo para cada tipo de monopolso que mejora la respuesta del sistema ante interferencia multiusuario [Win97], en el dominio óptico ε tendrá un valor fijo e igual a la mitad del tiempo de *chip*.

Independientemente del tipo de codificación que se emplee en cada *slot*, el mismo símbolo puede transmitirse N_s veces introduciendo una ganancia adicional al enlace a costa de reducir la eficiencia espectral de la codificación.

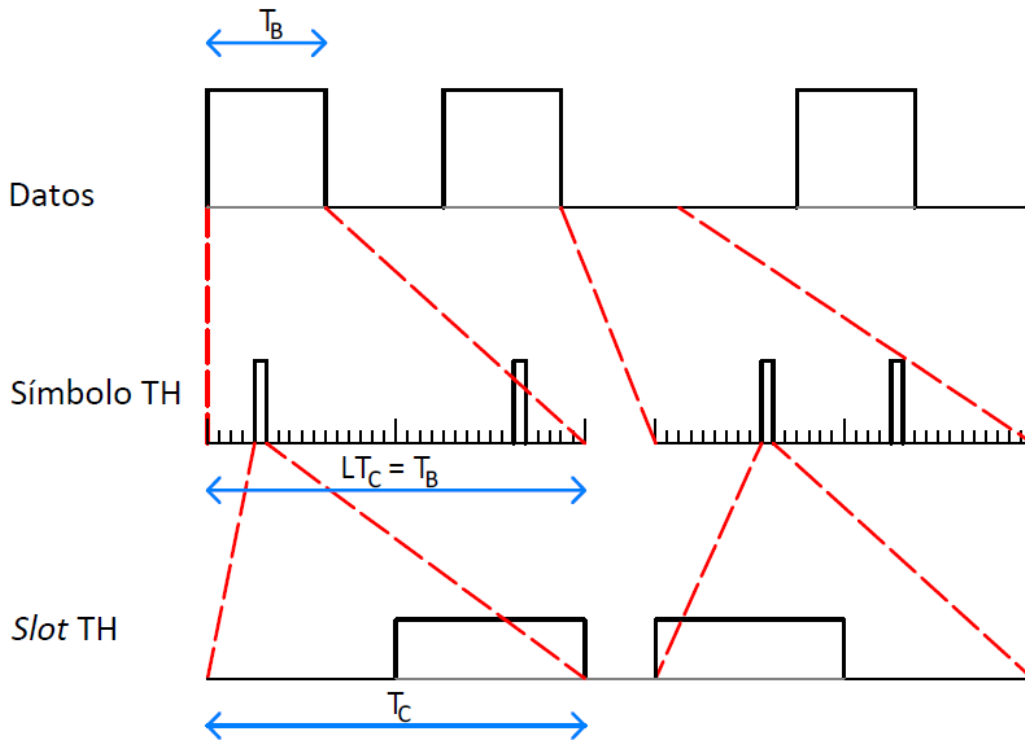


Figura 3-3. Representación en el dominio del tiempo de una señal TH-2PPM ($N_s=2$). Además, se presentan 2 ampliaciones sucesivas del símbolo. Todas las amplitudes están normalizadas.

Considerando esta situación, la señal THSS-2PPM transmitida por el usuario k -ésimo en el dominio del tiempo quedaría de la siguiente manera:

$$s^k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_S-1} p\left(t - iN_sT_s - jT_s - c_{i,j}T_c - a_j\frac{T_c}{2}\right) \quad \text{Ecuación 3-3}$$

La forma más sencilla de generar estas señales se basa en realizar la operación *and* entre los datos codificados en 2PPM, y una secuencia de código encargada de determinar en qué *slot* del símbolo se realiza la transmisión. Esta última se obtiene serializando la salida de un decodificador, al cual se le introduce el estado del generador pseudoaleatorio. Hay que tener en cuenta que, a diferencia de los sistemas IR-UWB, el esquema del codificador en comunicaciones ópticas no hace uso de un bloque de conformación de pulsos.

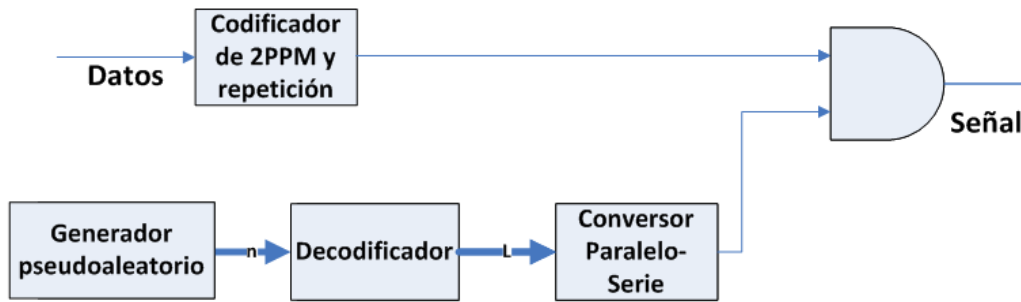


Figura 3-4. Diagrama de bloques del transmisor.

Para realizar la detección de estas señales, tanto en los sistemas IR-UWB como en los ópticos, comúnmente se emplean topologías basadas en correlador, donde se compara la señal recibida con una réplica exacta generada en el receptor [Scholtz93] [Salehi89]. Con el fin de minimizar costes y aumentar la flexibilidad del sistema, Newaskac *et al.* propusieron en 2002 un detector completamente digital basado en un conversor analógico-digital y un DSP (*Digital Signal Processor*) para calcular la correlación [Newaskac02]. Sin embargo, el gran ancho de banda de las señales de salto en el tiempo requiere frecuencias de muestreo muy elevadas, haciendo prohibitivos los costes de este tipo de componentes.

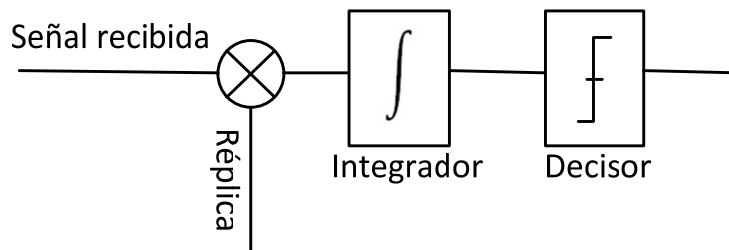


Figura 3-5. Detección basada en correlador.

Para el caso particular de los sistemas TH-OOK existen otras topologías, como las basadas en detectores de nivel de *chip*, que también buscan reducir el coste del detector eliminando el multiplicador [Shalaby98]. La idea consiste en sustituir la

integración a nivel de símbolo de TH por una a nivel de *chip*, empleando la réplica de la señal de código generada en el receptor para muestrear la señal en el momento oportuno. Esta topología no sólo reduce el coste del sistema, sino que también mejora la respuesta ante interferencia multiusuario [Salehi89].

En cuanto a los sistemas basados en codificaciones TH-2PPM, en esta tesis se propone una topología basada en detectores de nivel de *chip*, en la que es necesario utilizar un conversor analógico-digital que muestree a la mitad de la tiempo de *chip*, o bien un sencillo dispositivo de muestreo y retención, con el que se puedan comparar los niveles de energía de cada uno de los *subslots*. A pesar de que esta última opción no introduce ruido de cuantificación y la caída de tensión con el tiempo es fácilmente modelable, estos componentes no son muy demandados en el mercado, especialmente a altas frecuencias, por lo que esta opción ha quedado descartada.

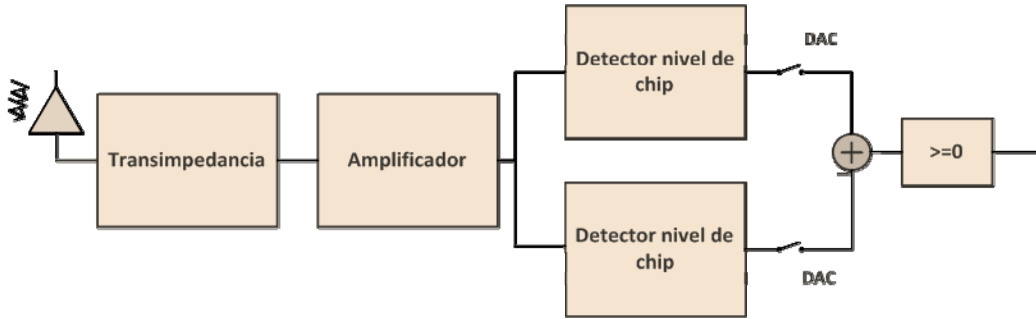


Figura 3-6. Detección basada en detector de nivel de chip y DAC.

Existen varios trabajos que analizan las probabilidades de error en detectores de sistemas basados tanto en técnicas de salto en tiempo [Forouzan02] [Yashima03], como en códigos OOC [Salehi89] [Kumar04]. La mayoría de estos sistemas emplean la fibra óptica como medio de transmisión, donde las buenas prestaciones del medio permiten que los enlaces queden limitados por el ruido *shot*. Sin embargo, las reflexiones y la gran cantidad de interferencias lumínicas existentes en el canal óptico no guiado, hacen que estos sistemas estén limitados por ruido de *background*, que si bien generan ruido con distribución de Poisson, comúnmente es modelado como ruido blanco gaussiano y aditivo al considerar el teorema central del límite. Para el caso particular de los sistemas THSS-2PPM, la probabilidad de error viene determinada por:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_B}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{4 \cdot L \cdot SNR}) \quad \text{Ecuación 3-4}$$

Donde E_B corresponde a la energía de bit y N_0 a la densidad espectral de potencia del ruido. La relación señal a ruido se puede estimar por la siguiente ecuación:

$$SNR = \frac{(R \cdot \hat{P}_{Tx} \cdot H)^2}{\frac{4kTB}{R_f} + 2q(I_d + I_p + I_B)B + \bar{\tau}_{amp} + 2\frac{\Delta^2}{12}} \quad \text{Ecuación 3-5}$$

Siendo R la responsividad del fotodiodo, $\hat{P}_{Tx}$ es la potencia media transmitida y H la atenuación debida al canal, el área del fotodiodo y el grado de apuntamiento entre transmisor y receptor. En lo que respecta a las fuentes de ruido, se han considerado: el ruido térmico, la corriente de oscuridad, el ruido *shot* y la corriente de *background*, el generado por la cadena de amplificación y finalmente el ruido de cuantificación introducido por DAC (Δ representa el tamaño del escalón de cuantificación).

3.3. Respuesta del sistema ante el fenómeno de multipropagación

A pesar de las altas prestaciones de la codificación TH-2PPM ante el ruido blanco gaussiano y aditivo, esta técnica no posee una buena respuesta ante el fenómeno de multipropagación. En el caso de transmitir un "uno", la energía reflejada únicamente afectará de forma dañina al siguiente *slot* si en él también se transmite otro "uno". Considerando sincronización a nivel de *slot*, la probabilidad de que esto ocurra viene determinada por:

$$P_{uso_slot_previo} = \frac{N_u}{2L} \quad \text{Ecuación 3-6}$$

Donde L es el número de *slots* de cada símbolo TH, y N_u es la cantidad de usuarios presentes en el sistema. Sin embargo, si se transmite un "cero", la energía reflejada afectará exclusivamente al propio símbolo, aumentando la probabilidad de error del sistema.

Para solucionar este problema, en este trabajo se propone dividir cada *chip* en dos *subslots*, de forma que todos los primeros se transmitan en la primera parte del símbolo, mientras que todos los segundos *subslots* se envíen en la segunda parte. Esta modificación no genera ningún incremento del ancho de banda requerido por el sistema, ya que dentro de cada nuevo *subslot* se emplea una codificación OOK. La señal generada por la codificación THSS-2PPM modificada para el k -ésimo usuario viene determinada por la siguiente expresión:

$$s^k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(t - jT_s - c_jT_{sc} - a_jLT_{sc}) \quad \text{Ecuación 3-7}$$

Donde T_s y T_{sc} son el tiempo de símbolo y el de *subchip* ($T_c/2$), c_j es un entero determinado por el código pseudoaleatorio y a_j es el dato a transmitir. En la siguiente figura se muestra un símbolo de la codificación propuesta en el dominio del tiempo.

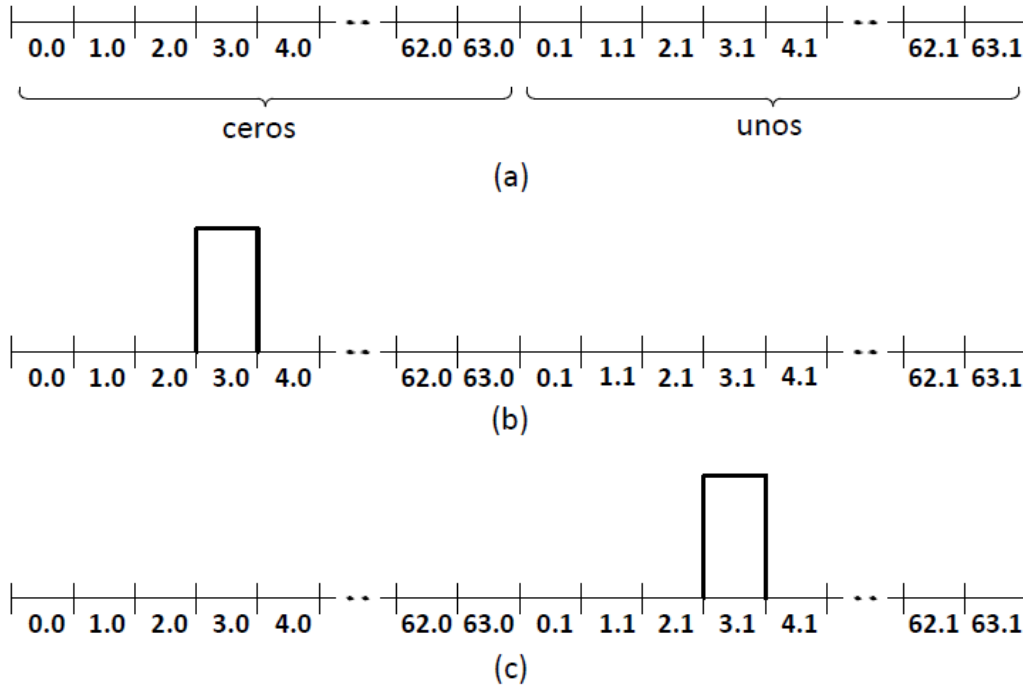


Figura 3-7. Símbolo TH-2PPM modificado. (a) Estructura del símbolo. (b) Señal transmitida cuando el datos es "0" ($a_j=0$) y (c) la señal transmitida cuando $a_j=1$. En ambos casos se ha considerado $c_j=3$ y $L=64$.

Con el fin de estudiar la probabilidad de error del sistema, se han realizado simulaciones en MATLAB R2010 empleando un código MLS de longitud 64 (aunque esto no repercute en el estudio realizado en este apartado) y $N_s=1$, es decir, transmitiendo un único pulso por cada uno de los 10^7 bits de datos generados en cada simulación. Por su parte, los detectores de los tres sistemas bajo estudio (TH-OOK, TH-2PPM y TH-2PPM modificada) emplean topologías basadas en correlador. Esta configuración se ha empleado en todas las simulaciones realizadas en este capítulo.

La figura 3-8 muestra la probabilidad de error de las tres codificaciones bajo estudio en presencia de ruido blanco gaussiano aditivo, donde se observa claramente que los sistemas basados en 2PPM poseen la misma respuesta y además generan la misma probabilidad de error que el esquema basado en OOK para valores de SNR 6 dB inferiores.

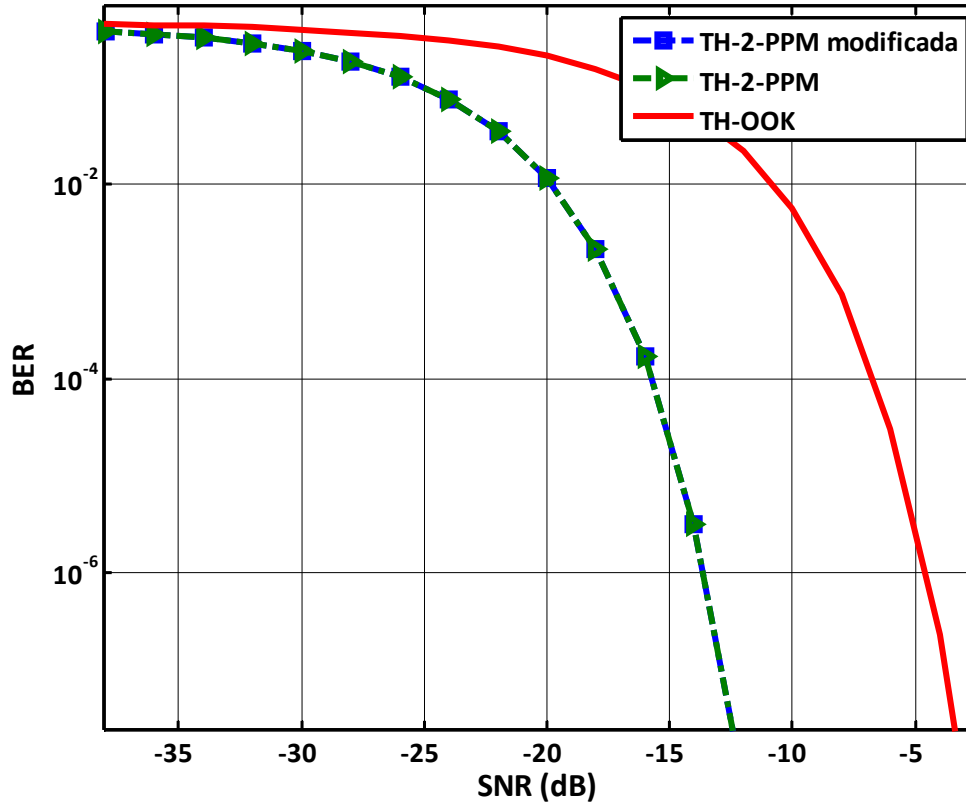


Figura 3-8. Respuesta de los tres esquemas bajo estudio ante AWGN.

Para estudiar la presencia del efecto de multipropagación, se ha considerado una respuesta al impulso del canal genérica, caracterizada por poseer un retardo de τ_d y una duración de τ_T . A causa del ensanchamiento producido por el canal, en el pulso recibido se pueden diferenciar dos energías, la primera ($E_{multitrayectoria}$) estará contenida dentro el tiempo de *subslot* y afectará de manera positiva al pulso transmitido, mientras que la segunda ($E_{dañina}$) llegará al receptor tan retrasada que realizará una aportación de energía al siguiente *subslot*.

$$E_{multitrayectoria} = \int_{\tau_d}^{\tau_d + t_c/2} \left[\int_{\tau_d}^t h(\tau) d\tau + \int_{\tau_d}^{\tau_T} h(\tau) d\tau \right] dt \quad \text{Ecuación 3-8}$$

$$E_{dañina} = \int_{\tau_d + t_c/2}^{\tau_d + t_c} \int_{t - t_c/2}^{\tau_T} h(\tau) d\tau dt \quad \text{Ecuación 3-9}$$

Por lo que la probabilidad de error de la codificación clásica TH-2PPM será:

$$P_{eTH-2PPM} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b + 2E_{multitrayectoria} - 2E_{dañina}}{N_0}} \right) \quad \text{Ecuación 3-10}$$

Hay que tener en cuenta que el umbral de decisión óptimo no será cero sino:

$$umbral_{optimo} = \frac{E_{dañina} N_u}{2L} \quad \text{Ecuación 3-11}$$

Sin embargo, el hecho de separar los *subslots* de los unos y los ceros, permite evitar la presencia de la energía reflejada transmitida en el primer *subslot* y recibida en el segundo, por lo que la probabilidad de error se puede expresar por la siguiente ecuación:

$$P_{e TH-2PPM modificada} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b + 2E_{multitrayectoria}}{N_0}} \right) \quad \text{Ecuación 3-12}$$

Hay que tener en cuenta que en este modelo no se ha tenido en cuenta la interferencia multiusuario, la cual será considerada en un apartado posterior. Para validar el sistema propuesto se ha fijado como escenario de aplicación una habitación de 5x3x3 m³ como la que se muestra en la siguiente figura:

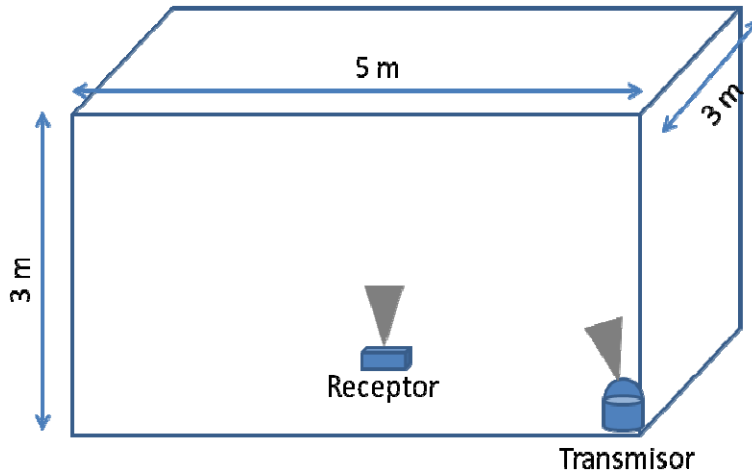


Figura 3-9. Entorno de aplicación.

Para estimar la respuesta al impulso del canal se ha empleado un simulador basado en técnicas de trazado de rayos y el método de Montecarlo [Lopez-Hernandez98], donde se ha considerado un transmisor con un diagrama de radiación lambertiano que emite 10.000 rayos que son descartados tras 10 reflexiones. En cuanto al receptor, se ha empleado un fotodiodo PIN con una responsividad de 0,72 A/W a 950 nm y un área de 25 mm². Como resultado se ha obtenido una respuesta al impulso tal como se muestra en la figura 3-10, caracterizada por introducir un retardo de 17 ns y una duración de unos 50 ns.

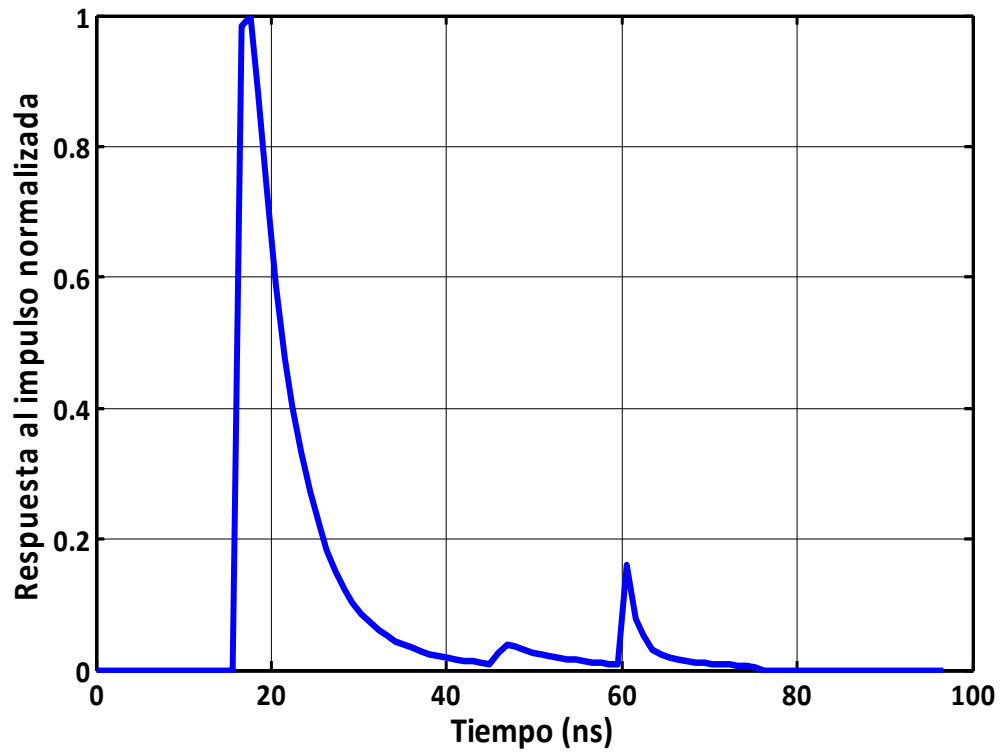


Figura 3-10. Respuesta al impulso normalizada del escenario bajo estudio.

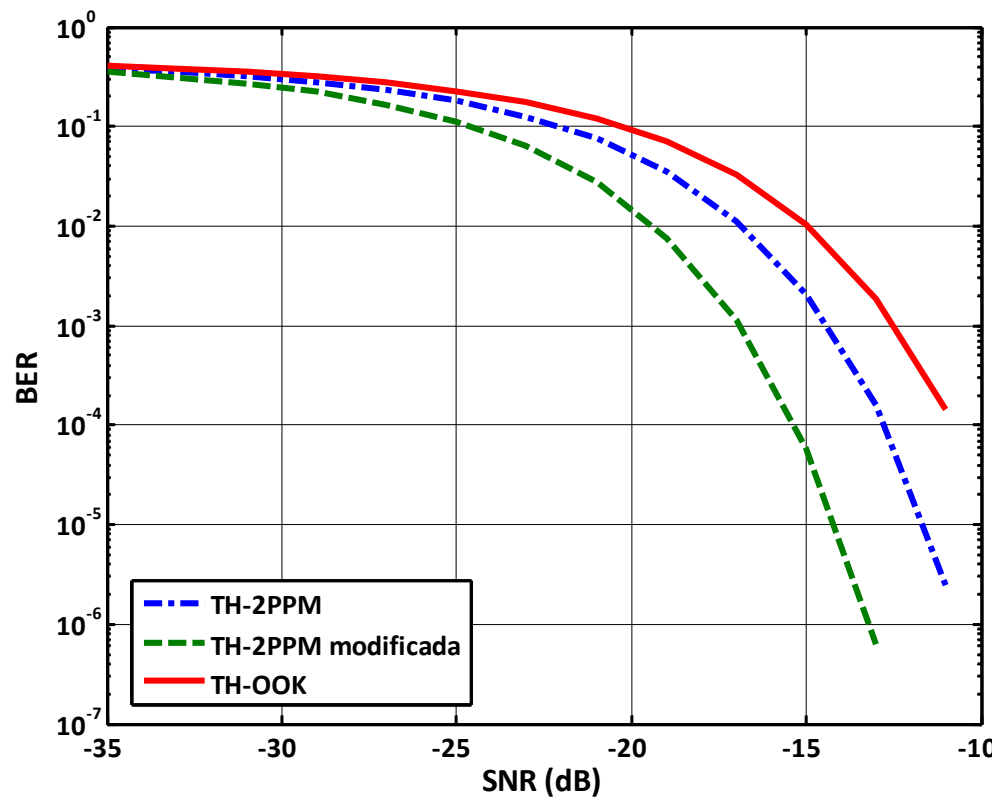


Figura 3-11. Respuesta del sistema en presencia del fenómeno de multipropagación.

La figura 3-11 muestra la evolución de la probabilidad de error de los tres esquemas de codificación TH-OOK, TH-2PPM y la versión modificada propuesta en esta

tesis, ante el fenómeno de multipropagación. En ella se puede observar que ésta última ofrece la menor probabilidad de error, mientras que la codificación TH-2PPM clásica es la que más empeora sus prestaciones respecto a la situación en la que únicamente existe ruido blanco gaussiano y aditivo.

3.4. Estudio del comportamiento del sistema ante variaciones del número de pulsos por bit de información (N_s)

De forma similar a como ocurre con el *fast-frequency-hopping*, en las técnicas de salto en el tiempo se puede transmitir el mismo bit de información N_s veces con el fin de hacer más robusto el enlace. Sin embargo, esta metodología reduce la tasa máxima de transmisión del sistema, por lo que debe de existir un compromiso entre la redundancia que se quiera añadir y la tasa de transmisión que se le desee asignar a cada usuario. A pesar de que esta técnica también se emplea de forma similar en códigos OOC aumentando el peso del código, w , los estudios realizados para los sistemas basados en fibra acerca de los umbrales óptimos no son extrapolables al medio no guiado, donde el ruido de *background* es la fuente de perturbación dominante. En la figura 3-12 se muestra la respuesta del sistema TH-2PPM modificada ante ruido blanco gaussiano y aditivo para $N_s=4$ y diferentes valores del umbral de decisión.

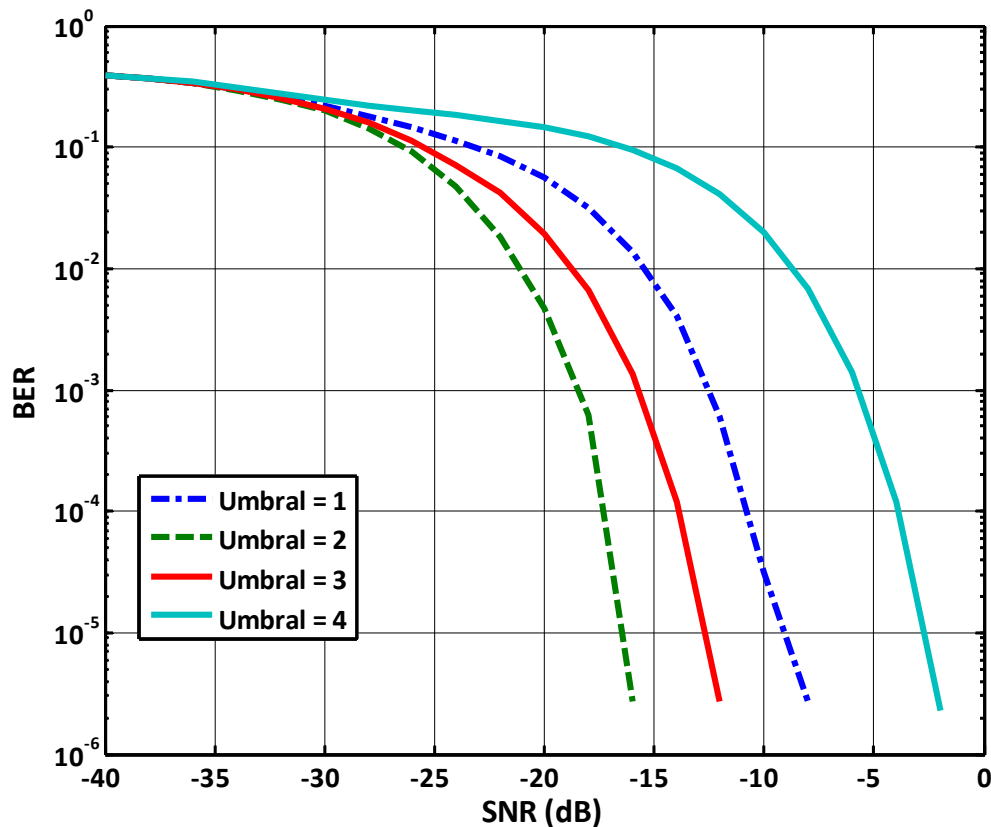


Figura 3-12. Evolución de la probabilidad de error en función del umbral ($N_s=4$).

A diferencia del medio guiado, donde el umbral óptimo coincide con N_s [Salehi89b], en dominio inalámbrico el valor con el que se obtienen las mejores prestaciones del sistema (en cuanto a tasa de error se refiere) se logra cuando el umbral de decisión es igual a $\left\lceil \frac{N}{2} \right\rceil$. En esta situación la probabilidad de error está determinada por:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2N E_b}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{4N L SNR}) \quad \text{Ecuación 3-13}$$

Existen dos posibles implementaciones del sistema en función del tiempo de integración del correlador: detectar símbolo a símbolo de TH y tomar la decisión por mayoría, o correlar los N_s símbolos TH pertenecientes al mismo dato y tomar una única decisión final. Además, con el fin de evitar que algún símbolo muy afectado por el ruido del canal condicione la comparación final, en este trabajo también se ha explorado una solución basada en limitar los valores máximos de la correlaciones realizadas en cada símbolo TH a la energía de *chip* (E_c), para posteriormente realizar una única comprobación final.

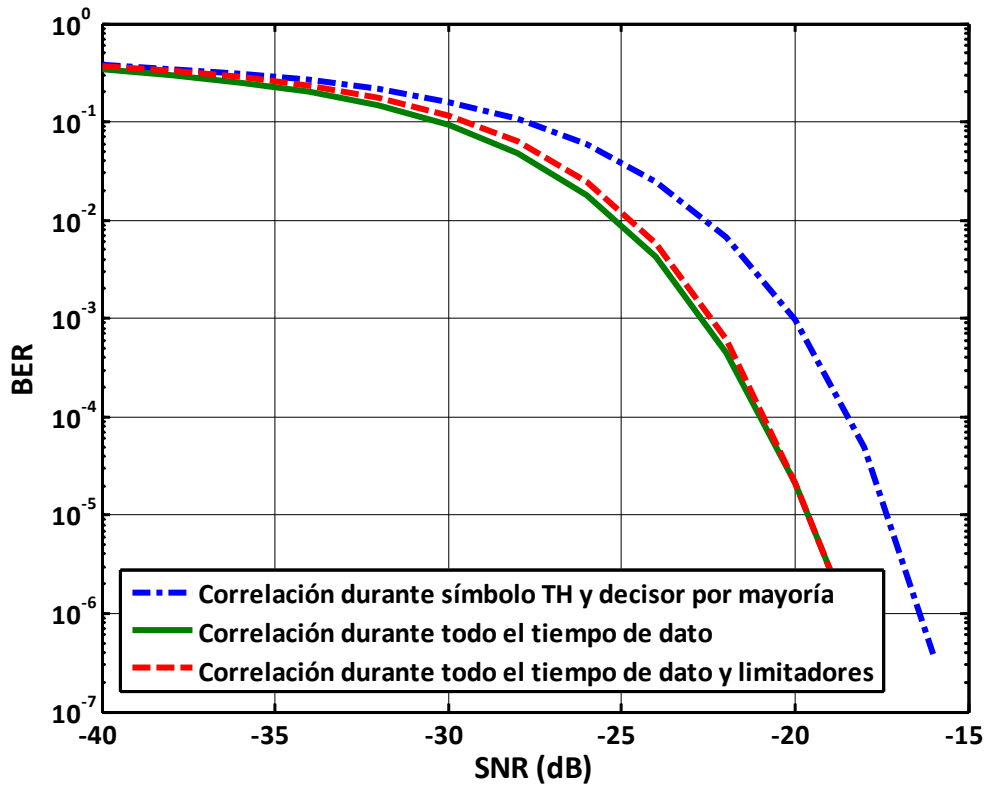


Figura 3-13. Evolución de la probabilidad de error para diferentes tipos de detectores con $N_s=3$.

En la figura 3-13 se puede apreciar que la topología basada en decisión por mayoría ofrece peores tasas de error que las que realizan una única comprobación

final. En cuanto a la topología propuesta, si bien en este caso concreto no se aprecia prácticamente diferencia de prestaciones por la introducción de limitadores, en otros escenarios con otro tipo de interferencias sí es posible que se observe mejora.

3.5. Respuesta del sistema ante interferencia de banda estrecha

Otro fenómeno habitual en los canales ópticos no guiados son las interferencias de banda estrecha generadas por otras fuentes de iluminación tales como bombillas incandescentes o fluorescentes de balastro electrónico. La primera de ellas se caracteriza por generar armónicos en 100 Hz, mientras que los segundos los presentan entorno a 100 KHz y varían en función del fabricante.

Para el modelado de la bombilla se han empleado las ecuaciones propuestas por Moreira *et al.* [Moreira95], que se basan en considerar los armónicos atenuados por una función *sinc*. En la siguiente figura se muestra la evolución de la probabilidad de error de los receptores de TH-OOK, TH-2PPM y su versión modificada ante una bombilla incandescente variando la relación señal interferencia.

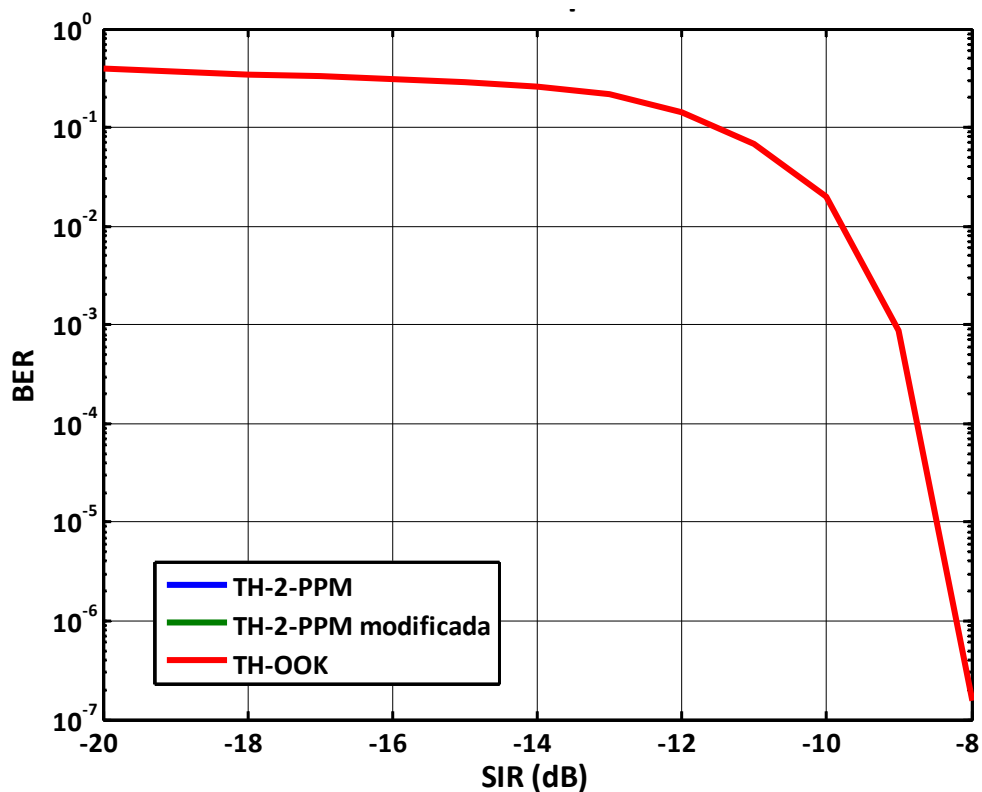


Figura 3-14. Respuesta del sistema en presencia de la interferencia generada por una bombilla incandescente.

Como se puede observar en la figura, esta interferencia no genera ningún tipo de reducción de prestaciones (en cuanto a tasa de error se refiere) de los sistemas

basados en PPM. Esto es debido a que la fuente interferente, al ser de frecuencia muy inferior a la de *chip*, se mantiene aproximadamente constante en todo el símbolo sin afectar a la comparación relativa de los dos niveles de *chip*. Sin embargo, en las simulaciones no se ha considerado la posible saturación ni del fotodiodo ni de la cadena de amplificación, por lo que en una implementación real el sistema sí que se podría ver afectado. Para mitigar este problema sería necesario, bien evitar el apuntamiento directo del receptor hacia la fuente interferente, o bien emplear filtros ópticos cuando sea posible.

A diferencia de la situación anterior, donde la fuente está perfectamente caracterizada matemáticamente, las frecuencias de los armónicos de los fluorescentes de balastro electrónico dependen de cada fabricante, por lo que para simular su repercusión sobre las prestaciones del sistema se ha estimado necesario medir la respuesta espectral de un dispositivo comercial, en concreto, el *Master TL-D* de Philips. En la figura 3-15 se puede apreciar que este dispositivo se caracteriza por poseer el armónico fundamental en 93 KHz. Para su modelado matemático, por razones de simplicidad se han considerado únicamente dos senos con una relación de amplitud entre ellos de 0,7 (3 dB) y un nivel de continua.

$$y(t)_{interferente} = A_p 0,85 + A_p \sin(186 \pi t) + A_p 0,7 \sin(372 \pi t) \quad \text{Ecuación 3-14}$$

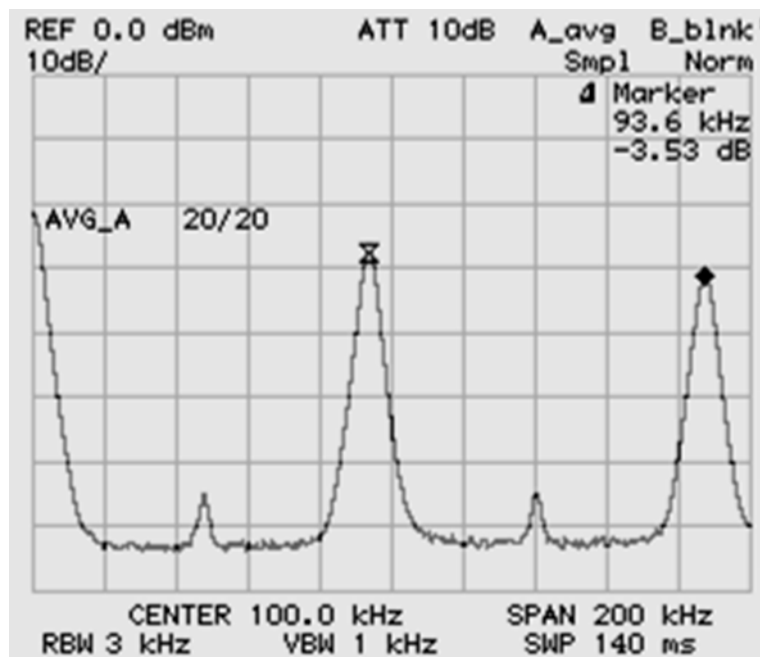


Figura 3-15. Respuesta espectral fluorescente de balastro electrónico.

Nuevamente ante este tipo de interferencias, los sistemas basados en PPM muestran mucha mejor respuesta que los sistemas basados en OOK, los cuales han ofrecido unas prestaciones muy parecidas al anterior caso de estudio. Sin embargo, ante longitudes de código bastante elevadas, la codificación TH-2PPM modificada

mostrará peores resultados que la clásica, ya que la comparación entre los dos detectores de nivel se realiza en un intervalo de $LT_c/2$ s, dando tiempo a la señal interferente a variar su valor instantáneo.

3.6. Interferencia multiusuario

En un sistema de espectro ensanchado, la elección de una familia de código con una reducida correlación cruzada es crucial para permitir el buen funcionamiento del sistema. Dentro de los posibles códigos a emplear, familias como las Kasami o los Walsh-Hadamard se caracterizan por generar firmas bipolares ortogonales que al ser empleadas en sistemas de salto en el tiempo empeoran sus funciones de correlación cruzada. De manera similar, los códigos Barker tampoco son apropiados para este tipo de sistemas, ya que son secuencias muy cortas y con poca cardinalidad. En este trabajo se han comparado las prestaciones de los códigos MLS, Gold y OOC, analizando las ventajas e inconvenientes en situaciones tanto síncronas como asíncronas. Para llevar a cabo las simulaciones, se ha hecho uso de una *Single Board RIO* de National Instruments con la que se ha logrado reducir considerablemente el tiempo de simulación. Este dispositivo se basa en una FPGA y un procesador en tiempo real, programados mediante LabVIEW, cuya arquitectura permite implementar multitud de aplicaciones con un reducido tiempo de desarrollo. Para la realización de las simulaciones se han transmitido 10^7 bits aleatorios agrupados en paquetes de 1.000, introduciendo en el caso asíncrono un retardo aleatorio entre paquete y paquete, el cual ha sido modelado mediante una distribución uniforme.

En las simulaciones realizadas considerando una red asíncrona, los códigos OOC han mostrado una mejor respuesta que las familias MLS o Gold, ofreciendo una tasa de error reducida mientras la cantidad de usuarios en el sistema sea inferior a la cardinalidad del código. Por otro lado, a pesar de que los códigos Gold poseen teóricamente una mejor función de correlación cruzada que los MLS, al emplearlos en entornos unipolares con transmisiones asíncronas aleatorias no se ha apreciado una diferencia significativa de prestaciones entre ellos. Además, en la figura 3-16 se puede apreciar la presencia de una asíntota horizontal para valores de SNR superiores a -3 dB, pudiéndose afirmar que a partir de dicho punto la probabilidad de error está dominada por la interferencia multiusuario en vez de por el ruido blanco gaussiano y aditivo.

Tanto en los trabajos realizados por Farouzan *et al.* o Yashima *et al.* sobre sistemas de salto en el tiempo [Farouzan02] [Yashima03], como en los basados en familias OOC [Salehi89] (incluso el publicado por Ghaffari *et al.* en el dominio inalámbrico [Ghaffari08]), los cálculos matemáticos parten de la hipótesis de que el enlace está limitado por ruido de *shot*. En este trabajo, donde se ha considerado que la limitación del enlace es el ruido de *background*, es posible extrapolar sin pérdida de generalidad los estudios realizados sobre sistemas de salto en el tiempo en el campo

de la radiofrecuencia. Benedetto *et al.* en su libro sobre UWB publicado en 2004 [Benedetto04] presenta un riguroso análisis empleando dos métodos completamente diferentes: el primero, conocido como SGA (*Standard Gaussian Aproximation*), parte de la hipótesis de que el efecto de las interferencias genera ruido gaussiano aditivo con una distribución espectral uniforme en la región de frecuencias de interés. Este método ofrece resultados bastante optimistas y su validez aumenta al incrementar el número de usuarios interferentes [Win00]. Por su parte, el segundo análisis se basa en considerar que los datos están agrupados en paquetes, y en estudiar las probabilidades de colisión entre ellos.

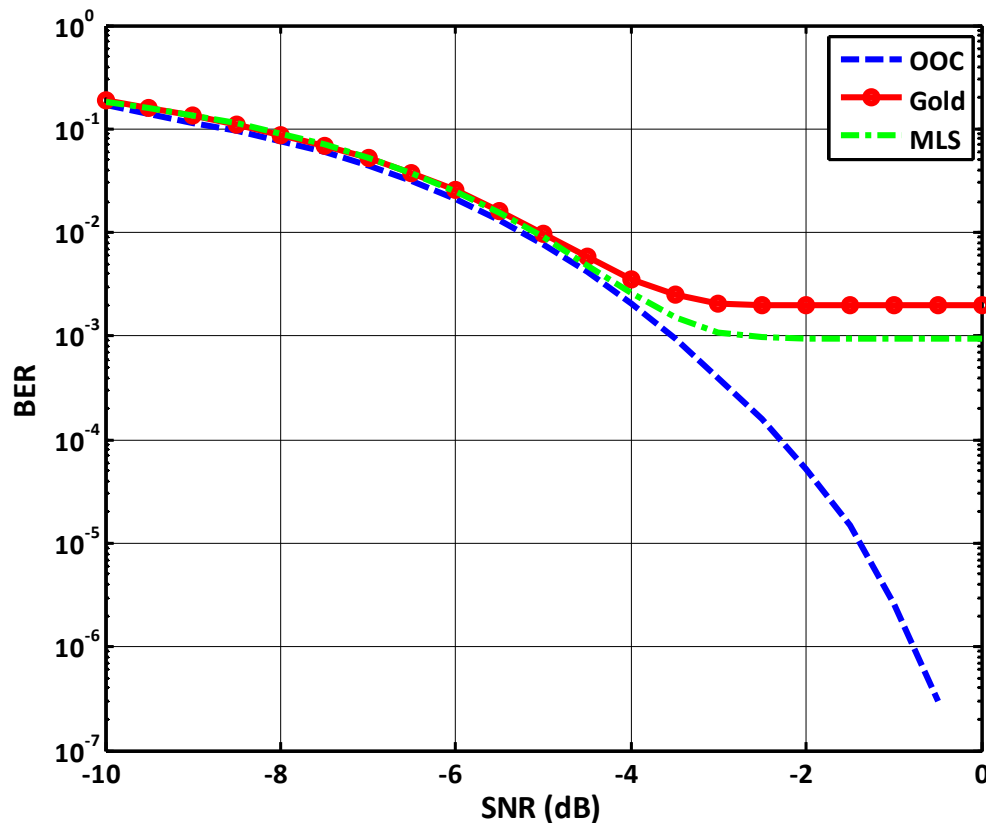


Figura 3-16. Respuesta del sistema TH basado en códigos Gold, MLS y OOC en un entorno asíncrono con 2 usuarios (SIR (*Signal Interference Ratio*)=0 dB).

Lograr que todos los usuarios comiencen sus transmisiones en el mismo instante de tiempo y, por tanto, implementar un sistema síncrono no es una tarea fácil, ya que es necesario añadir complejidad a los codificadores y aplicar técnicas de cabecera o piloto que se abordarán en el siguiente capítulo. Sin embargo, ante esta situación las tres familias de código han ofrecido mejores prestaciones que el caso asíncrono, permitiendo incluso comunicaciones ortogonales. Si bien los tres esquemas ofrecen la misma probabilidad de error, la menor longitud de código que poseen las familias implementadas sobre registros de desplazamiento, hacen que éstos sean una solución más interesante que los OOC, especialmente en aplicaciones con un alto

tráfico de datos como las redes de sensores multimedia (WMSN - *Wireless Multimedia Sensor Network*) [Guerrero-Zapata09].

La selección de una familia de código u otra va a repercutir en la cantidad de colisiones que se generan entre los diferentes usuarios. Sin embargo, la probabilidad de que este hecho genere un error dependerá de la relación señal a interferencia y la cantidad de pulsos por bit de datos transmitido. En la figura 3-17 se muestra una simulación de un sistema con 2 usuarios que realizan transmisiones con un código de longitud 128. En ella se puede apreciar como, a medida que aumenta la SIR, se reduce la cantidad de errores que generan las colisiones.

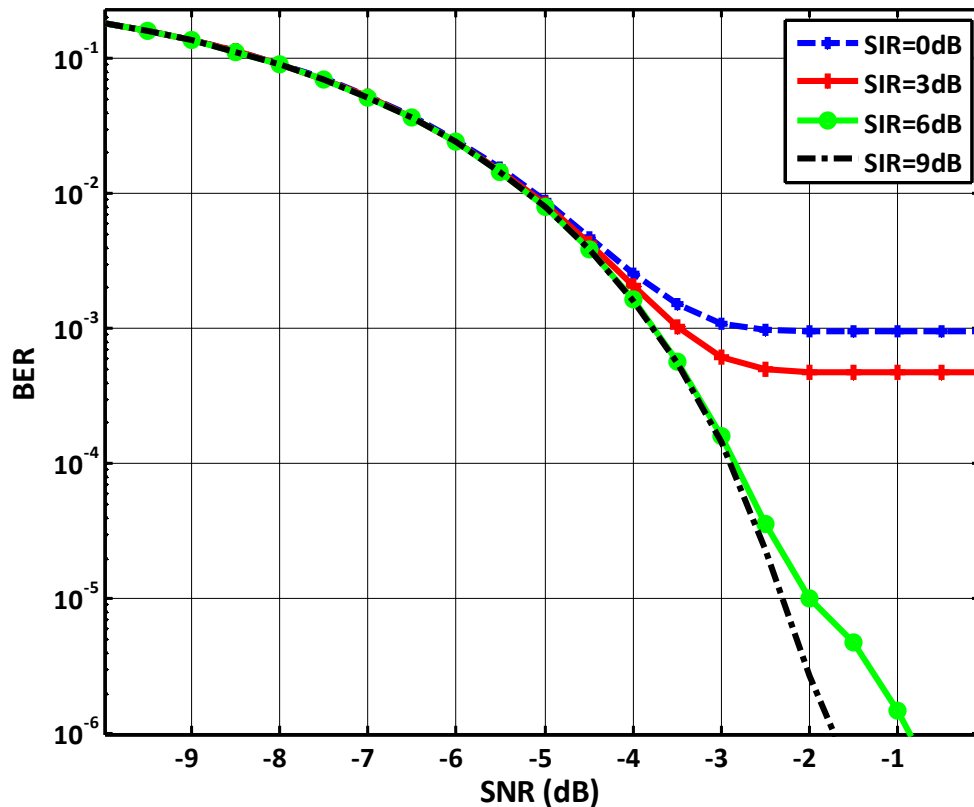


Figura 3-17. Evolución de la tasa de error al variar la SIR para 1 usuario interferente.

En el escenario supuesto en este trabajo, donde el punto de acceso se encuentra localizado en el centro del techo de la habitación, la diferencia máxima de atenuación que puede existir entre dispositivos, teniendo en cuenta únicamente el rayo directo, asciende a 6 dB. Para llegar a esta conclusión se ha considerado que el dispositivo más cercano se encuentra sobre una mesa justo debajo del punto de acceso, mientras que el más alejado se encuentra en una esquina inferior de la habitación.

Algunos investigadores han explorado y demostrado la mejora de prestaciones que introduce el uso de algoritmos de control de potencia en sistemas ópticos inalámbricos [Amnizaded-Gohari06] [Khazraei07]. En ambos trabajos se han considerado redes basadas en técnicas de acceso al medio por división de código, en

las que debido al fenómeno de *near-far*, las prestaciones de usuarios alejados se ven penalizadas a causa de las altas potencias generadas por usuarios cercanos al receptor. Dichos algoritmos se basan en calcular la respuesta al impulso del canal de bajada para estimar la atenuación del mismo, siendo necesario incrementar la complejidad al sistema. Sin embargo, en el esquema síncrono propuesto en este trabajo, el uso de estos algoritmos carece de sentido puesto que la probabilidad de colisión entre usuarios es teóricamente nula.

3.7. Conclusiones sobre los sistemas de salto en el tiempo para sistemas de comunicaciones ópticas no guiados

La falta de regulaciones de emisión en los entornos ópticos no guiados hacen de las técnicas del salto en el tiempo una solución muy interesante para implementar sistemas de bajo coste y reducido consumo. Dentro de cada *slot* se pueden utilizar codificaciones como la OOK debido a su simplicidad y buena eficiencia espectral, o esquemas PPM, capaces de mejorar la respuesta tanto ante AWGN, como ante interferencia de banda estrecha, además de facilitar la tarea de sincronización del receptor. En este trabajo se ha propuesto una versión modificada de las técnicas TH-2PPM, que logra mejorar considerablemente sus prestaciones ante el fenómeno de multipropagación sin añadir complejidad adicional al sistema ni requerir mayor ancho de banda.

Ante la presencia de multitud de usuarios en el sistema, la selección de una familia de códigos con buenas propiedades de correlación cruzada va a permitir minimizar las interferencias generadas entre ellos. A pesar de que los códigos OOC presentan como inconvenientes principales una baja cardinalidad y una limitación en la seguridad de los enlaces debido a la constante transmisión de la misma firma, son la familia que mejores prestaciones han mostrado ante comunicaciones asíncronas. Sin embargo, ante sistemas síncronos, los códigos generados a partir de registros de desplazamiento se presenta como una solución más interesante, ya que ofrecen las mismas prestaciones y permiten la implementación de codificaciones TH con una mayor eficiencia espectral. Para lograr la correcta sincronización de todos los usuarios, tanto en el instante de comienzo de los símbolos como en el momento en el que emplean su estado inicial, es necesario incrementar la complejidad del sistema o desperdiciar potencia en la transmisión de un piloto de referencia. En el capítulo 4 se expone una posible solución en la que se han considerado como objetivos principales del diseño la minimización de la complejidad y el consumo de potencia del sistema.

Capítulo 4: Esquema de sincronismo e implementación del sistema

4.1. Introducción

Las técnicas de espectro ensanchado ofrecen unas características que las hacen muy adecuadas para ciertos entornos de aplicación de sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas. Sin embargo, para lograr el buen funcionamiento del sistema es necesario introducir en el receptor etapas de sincronización, que no sólo logren compensar posibles derivas de reloj entre el transmisor y el receptor, sino además consigan que ambos generadores de código estén en todo momento en el mismo estado.

Multitud de investigadores han realizado propuestas destinadas a reducir la complejidad de este bloque, las cuales se pueden agrupar entre las que emplean pilotos, es decir señales de referencia que se transmiten junto con la señal codificada [Hector02], y las que se basan en la concatenación de una cabecera de entrenamiento al principio del paquete (compuesta por la secuencia conocida de M pulsos que permita mantener la sincronización durante todo el paquete) [Yang03b]. A pesar de que las primeras logran implementaciones muy sencillas del receptor, las técnicas basadas en piloto pueden llegar a reducir a la mitad de la capacidad de canal y aumentar considerablemente el consumo de potencia del sistema.

Una de las aportaciones de este trabajo consiste en diseñar una solución basada en la transmisión de un piloto optimizado tanto en consumo (ya que la potencia empleada sería la misma que la que consumiría un usuario adicional en el sistema), como en ancho de banda, debido a que no requiere la transmisión de cabeceras iniciales ni se disminuye el número de usuarios en el sistema.

4.2. Descripción del piloto de sincronismo

En el capítulo anterior se demostró que, si bien ante transmisiones asíncronas los códigos OOC ofrecen una menor probabilidad de error ante interferencia multiusuario que las familias Gold o MLS, en el caso de tener transmisiones síncronas las tres familias de código permiten comunicaciones ortogonales.

Los códigos generados a partir de registros de desplazamiento, como los MLS o los Gold, se caracterizan por poseer una menor longitud que la de los OOC. Este hecho hace que estas familias permitan implementar sistemas con mayor eficiencia espectral para la misma cantidad de usuarios, o lo que es lo mismo, que ante una limitación de la máxima frecuencia de trabajo permitan mayores tasas de transmisión por cada usuario. Por otro lado, al realizar el histograma de los estados que recorren los generadores de código basados en registros de desplazamiento se ha observado que, independientemente de las realimentaciones y los estados iniciales empleados, en los códigos MLS el estado "0" nunca se utiliza.

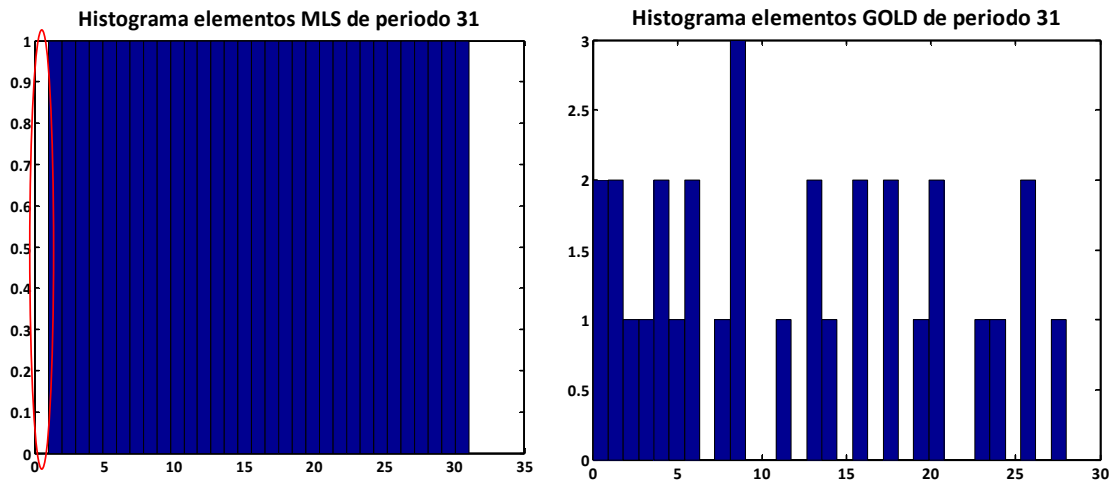


Figura 4-1. Histograma de los estados utilizados por un código MLS y un Gold de periodo 31.

En esta tesis se propone aprovechar esta característica para introducir un piloto de sincronismo que simplifique los receptores de TH. Además de las ventajas mencionadas, esta topología elimina la posibilidad de que dicha señal interfiera al sistema de espectro ensanchado, a diferencia de como podría ocurrir en otras propuestas realizadas para esquemas de secuencia directa [Rabadán00].

El funcionamiento del piloto se basa en transmitir constantemente un pulso en la primera parte del *slot* cero, generando una señal periódica que será utilizada por los otros dispositivos no sólo para generar las referencias temporales necesarias para realizar la detección, sino también para determinar cuándo deben empezar a transmitir su símbolo en el canal de retorno. Además, para lograr el sincronismo de los generadores pseudoaleatorios, el nodo maestro también transmitirá un pulso en la segunda parte del *slot* 0, conocido como *reset*, cada vez que finalice un ciclo de su

generador. A pesar de que en este último caso se generan 2 pulsos en un único símbolo TH, se puede afirmar que su consumo de potencia es equivalente al de un sistema en el que existe un usuario adicional. En la figura 4-2 se muestra una representación en el dominio temporal de la señal TH transmitida combinada con el piloto.

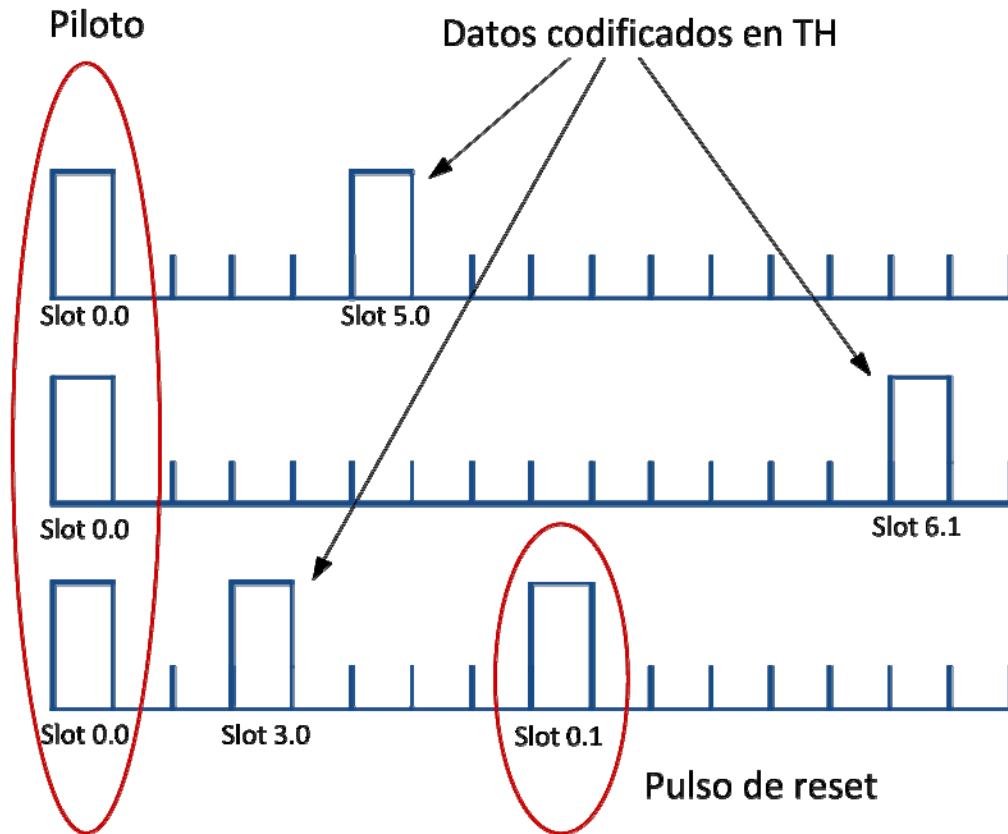


Figura 4-2. Representación temporal de tres símbolos de TH combinado con las señales del piloto de sincronismo.

La figura 4-3 presenta la distribución espectral de la señal TH-2PPM modificada con una frecuencia de *chip* de 32 MHz y un generador de código de longitud 128. Además, se ha añadido la densidad espectral de potencia de dos sistemas: uno con dos usuarios y otro con un único usuario y la presencia del piloto de referencia. En dicha representación se puede observar que el uso del piloto diseñado no modifica la distribución espectral de la señal TH. Además, este esquema muestra prácticamente idénticos valores a los que presenta un sistema con 2 usuarios sin la existencia del piloto de sincronismo.

La detección del piloto de referencia se basa en realizar dos procesos secuenciales: la adquisición, en el cual se monitoriza la señal recibida en busca de un patrón periódico, y el *tracking*, que se ejecuta al finalizar el anterior y logra ajustar pequeñas derivas entre el reloj del transmisor y el del receptor. Para la implementación del primero de los procesos se emplea un contador circular con un

valor máximo de $2 \cdot L \cdot R$, donde L es la longitud del código pseudoaleatorio empleado y R es la relación que existe entre la frecuencia de muestreo y la de *subslot*, y una estructura de datos en la que cada elemento contiene 4 registros:

- **Índice:** es de tipo numérico y almacenará el valor del contador en el instante en que se detecte un flanco de subida.
- **Contador de pulsos:** es también de tipo numérico y almacena la cantidad de ciclos consecutivos en los que se ha recibido un pulso en el *slot* almacenado en la variable índice.
- **Actualizado en el ciclo actual:** es un booleano que especifica si este elemento de la estructura ha sido modificado en el ciclo actual.
- **En uso:** determina si este elemento de la estructura está siendo utilizado o no.

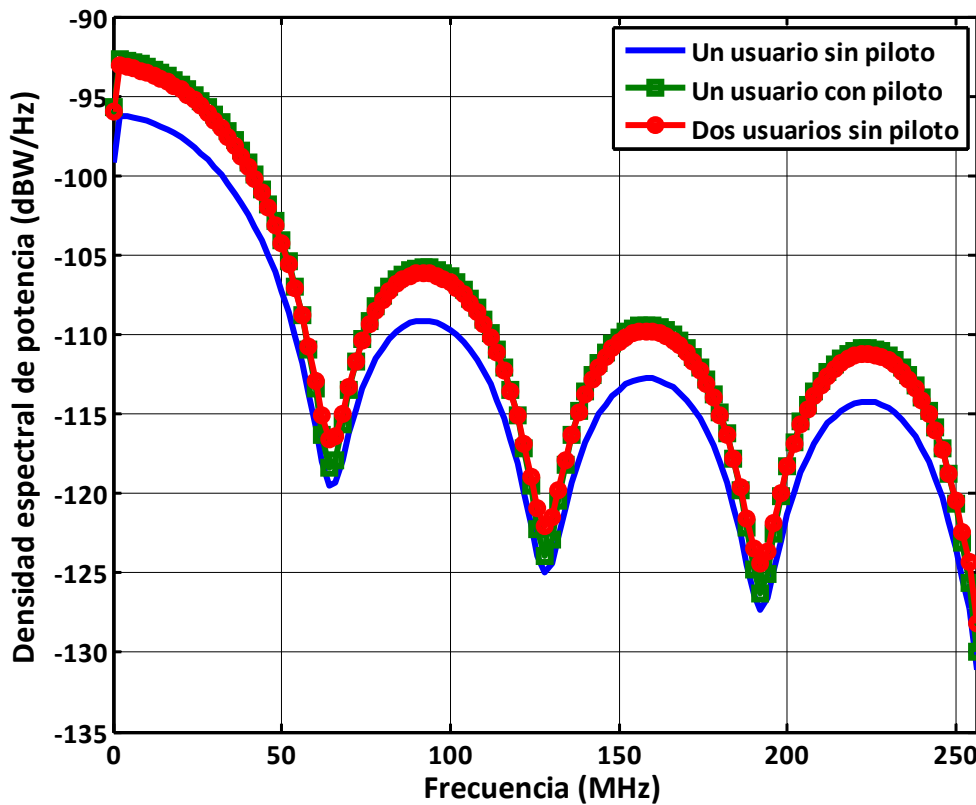


Figura 4-3. Densidad espectral de potencia de un sistema que emplea codificación TH-2PPM modificada y el piloto de referencia propuesto.

La longitud de la estructura de datos debe de ser tal, que en ningún caso se encuentre completamente llena a la llegada de un nuevo pulso no registrado. Para lograrlo se debe de cumplir que:

$$\text{Longitud de la estructura} \geq 2N_u + 2$$

Ecuación 4-1

Donde N_u es la cantidad máxima de usuarios que puede haber en el sistema. Cuando el bloque de sincronismo detecta un flanco de subida de la señal recibida, se realiza una búsqueda por la estructura comparando el valor actual del contador con el almacenado en los elemento en uso. En el caso de que sea positiva se incrementará el valor de la variable "contador de pulsos", mientras que en el caso contrario se almacenará el índice obtenido en un elemento vacío de la estructura.

Cada vez que se finalice un ciclo del contador, el bloque de sincronismo realiza un testeo de las variables "contador de pulso" de los elementos usados. En el caso de que alguna haya alcanzado el umbral que determina si se ha detectado una señal periódica, el proceso de adquisición habrá finalizado y se puede dar comienzo al de *tracking*. Además, será necesario localizar los elementos de la estructura que tienen valores almacenados pero que no han sido utilizados en el símbolo actual, los cuales deben de ser eliminados para liberar espacio de memoria que será utilizada para alojar los valores de los índices en el siguiente ciclo del contador.

Como se comentó anteriormente, el proceso de *tracking* tiene como objetivo principal el ajuste fino del reloj del receptor con el del transmisor. Para realizar esta tarea se extrae el piloto de la señal recibida y se define una ventana de tiempo durante la que se compara con una réplica generada en el receptor. Dicha ventana debe tener un ancho de al menos 2 veces el tiempo de *chip*, aunque valores mayores también serían aceptados. En función de los valores resultantes de la comparación, el bloque de sincronismo es capaz de determinar si el código del receptor está adelantado, retrasado o sincronizado con el del transmisor. En el primero de los casos incrementará el valor del contador, mientras que lo disminuirá en el caso contrario. Además, es necesario aplicar los mismos ajustes sobre todos los índices almacenados en la estructura de datos.

Si bien esta topología completamente digital ya ha sido propuesta por Ghaffari *et al.* para sistemas basados en OOC [Ghaffari08], en este trabajo se propone el testeo únicamente del *slot* del piloto asumiendo que el ajuste realizado se mantendrá durante todo el tiempo de símbolo TH. Con ello se espera lograr que la presencia de pulsos generados por otros usuarios no afecten a los resultados de la comparación y no se tomen decisiones de ajuste erróneas.

A pesar de haber completado tanto el proceso de adquisición como el de *tracking*, el nodo esclavo debe esperar a recibir el pulso de *reset* para sincronizar los estados de los generadores pseudoaleatorio de ambos dispositivos. A partir de ese momento será posible comenzar la detección de los datos o empezar a transmitir en el canal de retorno. Hay que tener en cuenta que, en este último caso el dispositivo únicamente introducirá en el canal los pulsos en los *slots* determinados por el generador pseudoaleatorio y no los pulsos correspondientes al piloto, lo cual se traduce en un ahorro de consumo del dispositivo móvil.

4.3. Diseño del sistema de sincronismo

En este sistema existen básicamente dos parámetros a ajustar: la relación entre la frecuencia de muestreo y la de *subslot*, y la cantidad de pulsos periódicos que se deben de detectar consecutivamente para poder afirmar que se ha encontrado un piloto de referencia (P). En cuanto al primero de los parámetros, es evidente que cuanto mayor es esta ratio, mayor va a ser la precisión del ajuste de los relojes entre el transmisor y el receptor. El error temporal que puede introducir el bloque de sincronismo trabajando a una frecuencia de muestreo f_m , se puede modelar como una variable aleatoria distribuida de forma uniforme que toma valores entre $[-t_m/2 : t_m/2]$, siendo t_m el tiempo de muestreo. Suponiendo los casos extremos constantemente, se han realizado simulaciones con el objetivo de analizar cómo afectarían estos errores de sincronización a la tasa de error del sistema. Para ello se han transmitido 10^7 bits empleando una codificación TH-2PPM modificada en la que se genera un único pulso por dato ($N_s=1$) y se seleccionan los *slots* con un generador de código de longitud 64.

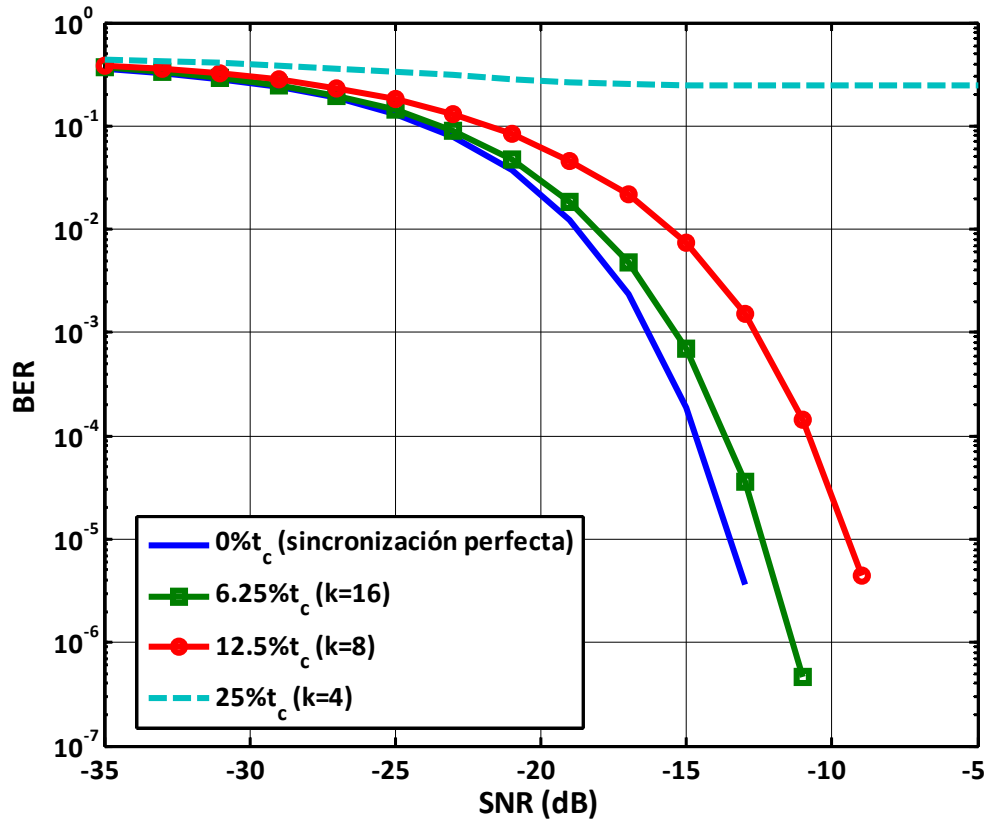


Figura 4-4. Respuesta del sistema TH-2PPM ante AWGN y errores de sincronismo.

En la figura 4-4 se puede observar que la probabilidad de error debido a errores de sincronismo se reduce a medida que aumenta la relación entre la frecuencia de muestreo y la de *subslot*. Además, se puede afirmar que cuando la frecuencia de muestreo es 16 veces superior a la de *slot*, la reducción de prestaciones del sistema es como máximo 1 dB respecto al caso de sincronización perfecta.

En cuanto al diseño del valor P , se debe de tener en cuenta que existe un compromiso entre el tiempo de enganche y la probabilidad de falsas detecciones, de forma que, a medida que se incremente este parámetro, mayor será el tiempo de enganche y menor la probabilidad de confundir una secuencia generada por varios usuarios con un piloto de sincronismo. Debido a que el receptor debe detectar el pulso de *reset* para comenzar la decodificación, el valor del tiempo de enganche deja de ser crítico si la longitud del código pseudoaleatorio es relativamente elevada. Por el contrario, una falsa detección puede generar no sólo la incorrecta detección de un paquete sino también la transmisión de pulsos al canal sin seguir al piloto de referencia y, por ende, interferir a los otros enlaces existentes en el medio. A pesar de que dicha probabilidad está relacionada con la longitud del código y la cantidad de usuarios activos en el sistema, su valor puede ser muy reducido si se diseñan correctamente los estados iniciales disponibles. Para ello es necesario no asignar P estados iniciales correlativos a diferentes enlaces, lo cual se traduce en una limitación de la máxima cantidad de usuarios que puede haber en el sistema de $L-1$, donde L es la longitud de código pseudoaleatorio, a $L - 1 - \lceil L/P \rceil$. A modo de ejemplo, en un sistema con un código de longitud 128 y $P=4$, la cantidad de usuarios pasaría de 127 a 95. Aunque este hecho reduce la eficiencia espectral de la codificación, su valor sigue siendo muy superior al ofrecido por códigos OOC, como se demostrará en el siguiente apartado.

4.4. Comparativa de la eficiencia espectral del sistema propuesto con otros códigos

A pesar de que los códigos ópticos ortogonales permiten comunicaciones con una reducida interferencia multiusuario, las longitudes de códigos necesarias para lograr implementar sistemas con una elevada cantidad de usuarios pueden limitar la tasa de transferencia individual de cada usuario. Para poder realizar una comparativa entre diferentes sistemas sin que se vea afectada por las limitaciones de frecuencia de la circuitería, se ha decidido tomar como parámetro de comparación la eficiencia espectral, que viene determinada por la relación entre la tasa de datos y la frecuencia máxima del sistema. Este último valor coincide con la de *chip* si se emplea una codificación OOK y con el doble de la misma si se usa una 2PPM.

En el caso de los códigos OOC, la cardinalidad de una familia viene determinada por el límite de Johnson [Salehi89]:

$$N \leq \left\lfloor \frac{F}{w \cdot (w - 1)} \right\rfloor \quad \text{Ecuación 4-2}$$

Donde F es la longitud del código, w el peso y N la cantidad de usuarios. De esta ecuación se puede derivar la longitud mínima necesaria para albergar un número determinado de usuarios:

$$F \geq N \cdot w \cdot (w - 1)$$

Ecuación 4-3

Hay que tener en cuenta que al haber eliminado el operador redondeo inferior, la ecuación 4-3 se convierte en una aproximación optimista pero totalmente válida para realizar la comparativa entre sistemas. Además, en sistemas basados en OOK la inversa de este valor va a coincidir con la eficiencia espectral individual del sistema.

En cuanto a los sistemas TH, el hecho de emplear códigos MLS provoca que los incrementos de la longitud del código no sean lineales, sino en potencias de dos. Suponiendo una etapa de sincronismo en la que sean necesarios 10 pulsos consecutivos, la longitud de la palabra de código empleada para transmitir cada bit será:

$$F = LN_S$$

Ecuación 4-4

Donde L es la longitud del código MLS y será igual a la siguiente potencia de dos de $(N_u + \lceil L/P \rceil)$, mientras que N_S corresponde al número de pulsos por bit de datos a transmitir. Teniendo en cuenta estas expresiones se han calculado las longitudes de código necesarias en ambos sistemas para albergar una cantidad de usuarios desde 1 a 2000, obteniéndose los siguientes resultados para diferentes pesos del código:

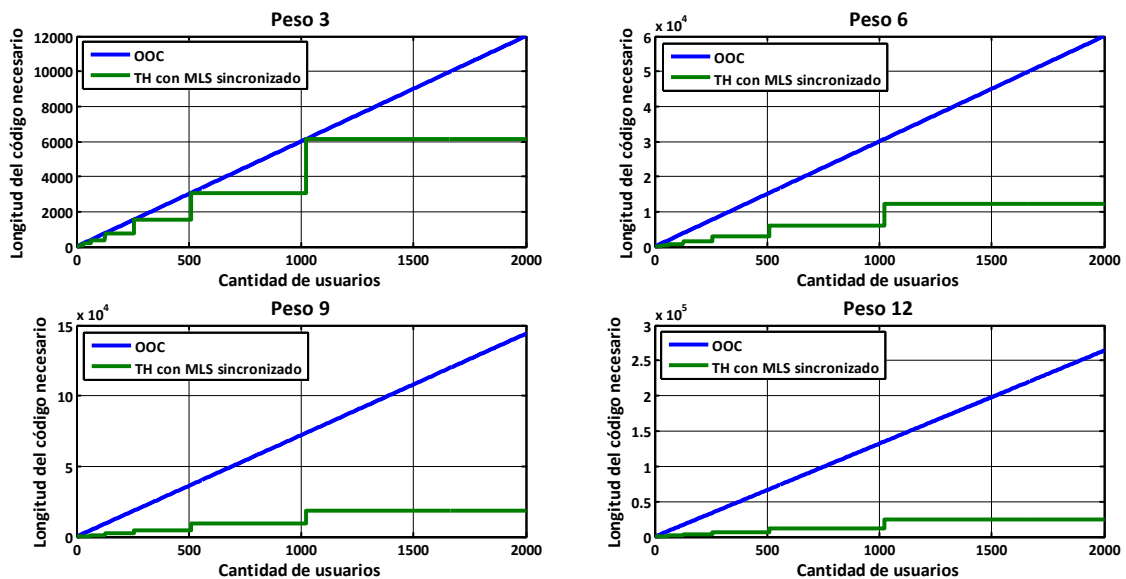


Figura 4-5. Comparativa de la longitud del código necesaria para alojar N usuarios en un sistema basado en OOC y otro en TH con MLS sincronizado.

En la siguiente tabla se muestran la relación entre ambas longitudes para el caso particular de un sistema con 100 usuarios, donde se puede observar que la longitud del código requerida en los sistemas basados en TH-MLS sincronizado es siempre inferior a la de los códigos OOC. Este hecho permite afirmar que el esquema

propuesto en esta tesis posee una mayor eficiencia espectral que los códigos ópticos ortogonales.

Peso	Longitud código OOC/ Longitud código TH-MLS
3	1,5625
6	3,9063
9	6,2500
12	8,5938

Tabla 4-1. Relación entre las longitudes de los códigos para albergar 100 usuarios.

4.5. Distribución del piloto en la red

En los apartados anteriores se han expuesto no sólo las características del piloto de sincronismo propuesto en este trabajo, sino también las consideraciones de diseño del mismo. Sin embargo, esto no es suficiente para la implementación de una red de datos o sensores, ya que los usuarios deben identificar de forma autónoma el papel que deben desempeñar en la red. En este sistema se han definido dos modos de funcionamiento diferentes: el maestro, en el cual el dispositivo no sólo transmite y recibe datos sino que además introduce el piloto en el canal; y el modo esclavo, en el que se localiza un piloto generado por otro nodo y se transmiten únicamente los pulsos de TH siguiendo sus referencias temporales.



Figura 4-6. Red de datos centralizada en la que el punto de acceso transmite constantemente el piloto de sincronismo.

En este trabajo se han estudiado tanto redes centralizadas como distribuidas, partiendo en ambos casos de la hipótesis de que no existen usuarios ocultos, lo cual no hace perder la generalidad al estudio ya que en el dominio óptico no guiado las redes están confinadas en la propia habitación. En el primero de los casos existe un nodo central conocido como punto de acceso, el cual estará configurado para transmitir siempre el piloto de sincronismo, mientras que en el resto de dispositivos la cadena de transmisión estará apagada si no existen datos pendientes por transmitir. Cuando deseen hacerlo, monitorizarán el canal durante un periodo de tiempo, siempre superior a P veces el tiempo de símbolo de TH, de forma que, una vez localizada la señal periódica esperarán al pulso de *reset* y comenzarán la transmisión en el siguiente símbolo TH.

En esta topología la variación de los retardos de propagación que existen debido a las diferentes posiciones de los dispositivos puede afectar al rendimiento del sistema. Para investigar esta situación se ha realizado un estudio analítico aplicando trigonometría básica en un escenario típico (una habitación de 5x3x3 m), donde se ha considerado que el emisor se encuentra en el centro del techo, el receptor más cercano está localizado sobre una mesa a un metro del suelo en el centro de la habitación y el más alejado se halla en una esquina. Considerando únicamente el rayo directo y partiendo del cálculo de las distancias se han estimado los retardos de propagación, obteniéndose una diferencia de unos 7 ns entre el retardo máximo y el mínimo. En sistemas en los que el tiempo de *chip* se acerque a estas magnitudes, estas variaciones pueden provocar severas interferencias multiusuario. Sin embargo, en los esquemas estudiados en esta tesis, donde la frecuencia máxima de trabajo no supera los 10 MHz, este fenómeno no debería afectar a las prestaciones del sistema.

En el caso de poseer una red distribuida, en la que todos dispositivos tienen el mismo funcionamiento, la tarea de selección del modo de funcionamiento se presenta más compleja debido al dinamismo de la red, es decir, usuarios que entran y salen del sistema al finalizar sus transmisiones. De forma similar al caso anteriormente expuesto, cuando un usuario desee transmitir, monitorizará el canal en busca del piloto. Si lo encontrase actuará como esclavo de forma totalmente análoga a la topología de red centralizada, mientras que en el caso contrario dicho dispositivo se comportará como un nodo maestro introduciendo el piloto de referencia. Sin embargo, existe la posibilidad de que dicho dispositivo abandone la red de manera temporal. Ante esta situación, los nodos esclavos al detectar la falta del piloto de referencia esperarán un tiempo aleatorio, definido con una distribución uniforme comprendida entre 0 y L veces el tiempo de símbolo de TH, y nuevamente comenzarán el proceso de transmisión expuesto anteriormente.

4.6. Escenarios de aplicación y consideraciones adicionales

Durante los últimos años, el interés por el uso de sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas para la implementación de redes de datos de área personal o local, ha crecido considerablemente. Esto, unido a la publicación del estándar VLC, ha dado lugar a la aparición de una gran cantidad de aplicaciones y escenarios diferentes. En este trabajo se han diferenciado, en función de las características del flujo de datos, entre redes de sensores y redes de datos de media/alta velocidad. Si bien ambos casos pueden ser implementados empleando radiación infrarroja, para realizar este análisis se ha considerado, sin introducir ninguna pérdida de generalidad en el estudio, que todos los escenarios están basados en tecnología VLC.

Las redes de sensores distribuidas son una tecnología emergente en campos tan diversos como el hospitalario, el industrial, la agricultura, la domótica o la seguridad, entre otros. En todos ellos existen una gran cantidad de pequeños sensores encargados de capturar datos del medio, tales como temperatura, presión, aceleración, composición química, luminosidad, etc., y transmitirlos a un nodo central de manera inalámbrica. Por razones evidentes es indispensable maximizar la autonomía del dispositivo, siendo necesaria la reducción de la cantidad de retransmisiones, paquetes de control, escuchas del canal, o complejos protocolos de acceso al medio. En este sentido, las técnicas de salto en el tiempo son una solución muy interesante, no sólo debido al reducido consumo de la cadena transmisora, logrado gracias a las características temporales de la señal, sino además, porque su uso simplifica la implementación de la capa MAC. En este tipo de sistemas, el nodo central estaría conectado a una lámpara de led que transmite constantemente el piloto de sincronismo, formándose de este modo una red centralizada como la expuesta en el apartado anterior. El nodo sensor se activaría únicamente cuando tuviera un paquete pendiente, en cuyo caso "escucharía" al canal en busca del piloto de sincronismo, para luego esperar a la señal de *reset*, transmitir sus datos y finalmente, volver al estado *idle* de bajo consumo.

En cierto tipo de aplicaciones con una cantidad de nodos relativamente reducida y con transmisiones esporádicas de corta duración, los códigos OOC ofrecen una ventaja competitiva frente al esquema propuesto en esta tesis en cuanto a costes se refiere, ya que al tratarse de comunicaciones asíncronas no requieren la monitorización del canal antes de transmitir y, por tanto, sería posible en algunos casos incluso eliminar la cadena de recepción de los nodos. Sin embargo, en una red de datos de alta velocidad o una red de sensores multimedia, la elevada longitud de los códigos OOC puede llegar a ser un inconveniente, convirtiendo a los esquemas basados en TH con códigos MLS sincronizados en una solución más interesante.

Previamente a la publicación del estándar de VLC, el diseño de un sistema de comunicaciones basado en radiación en el espectro visible podía ser específico para cada aplicación. Sin embargo, en la actualidad es necesario regirse a las

recomendaciones de dicho documento tanto en el nivel físico como en la capa MAC. El estándar VLC permite el uso opcional de una estructura conocida como supertrama. En el caso de ser utilizada, el nodo coordinador establece su comienzo con una *beacon*, tras el cual existe un periodo de contención en el que los usuarios acceden empleando técnicas de acceso aleatorio, con o sin detección de portadora. Una solución para evitar las posibles colisiones que se puedan generar consistiría en que la lámpara transmitiera el piloto en ese periodo de tiempo, implementando el esquema centralizado ya expuesto. Este hecho no tendría ninguna repercusión sobre el parpadeo de la lámpara, ya que el valor medio del símbolo TH-2PPM modificado es constante, y además permitiría eliminar la transmisión del patrón *idle*, definido en el estándar para gestionar el *dimming* de la lámpara. Además, ya que cada usuario tendría asignado un código, se podría eliminar la región de *slots* dedicados de las supertramas que pueden solicitar los dispositivos móviles. En esta topología no sería necesaria la utilización de filtros ópticos ya que todas las transmisiones se realizarían empleando TH y el piloto de sincronismo para determinar las referencias temporales.

En el caso de que no se emplee la supertrama, la lámpara transmitirá la información utilizando cualquiera de las tres codificaciones que se contemplan en el estándar. A pesar de que las técnicas de salto en el tiempo ofrecen una buena respuesta ante interferencia de banda estrecha, como podría ser considerada la transmitida por la lámpara led, para obtener unas buenas prestaciones es necesario que la frecuencia de *chip* sea mucho más elevada que la de la interferente [Quintana09]. Puesto que esto requeriría unos conversores electroópticos con unas velocidades de conmutación muy elevadas, se propone como solución la utilización de radiación infrarroja para implementación del canal de subida y la instalación de filtros ópticos para eliminar el otro canal. Esta situación sería equivalente al caso de una red distribuida, en la que cada usuario al desear transmitir introduce el piloto en el canal si éste está vacío, mientras que aprovecharía el existente en el caso contrario.

4.7. Propuesta de implementación del sistema

La topología completamente digital tanto del detector, como del bloque de adquisición y *tracking*, permiten la implementación de todo el sistema dentro de dispositivos programables como CPLD o FPGA, lo cual se convierte en una ventaja frente a otros sistemas de espectro ensanchado. Con el fin de demostrar la viabilidad y analizar las prestaciones del sistema propuesto, en este trabajo se ha realizado una posible implementación empleando una *Single Board RIO* de National Instruments haciendo uso únicamente de la FPGA. Debido a las elevadas exigencias temporales que requiere la implementación de las técnicas de salto en el tiempo, ha sido indispensable la utilización de estructuras *timed-loop*, las cuales permiten ejecutar el código en un solo ciclo de reloj a costa de limitar el uso de ciertos bloques en su interior.

Para realizar el diseño del sistema se ha fijado como entorno de aplicación una red de sensores en la que existen como máximo 25 dispositivos. Estableciendo el parámetro P (cantidad de pulsos periódicos necesarios para detectar el piloto) a 20, con un código pseudoaleatorio de longitud 32 sería suficiente ya que se podrían albergar hasta 29 usuarios. Para su implementación se ha empleado un registro de desplazamiento de 5 posiciones con realimentaciones en el segundo y el último elemento. Por otro lado, con el fin de añadir mayor robustez al enlace, se ha fijado que por cada dato se transmitirán 3 pulsos, es decir, $N_S=3$, por lo que la eficiencia espectral individual del sistema sería:

$$E = \frac{R}{Bw} = \frac{R}{2R \cdot N_S \cdot L} = \frac{1}{2N_S \cdot L} = \frac{1}{192} \quad \text{Ecuación 4-5}$$

Donde R es la tasa de bits del usuario y Bw el ancho de banda necesario. Ante esta configuración y con unos conversores electroópticos capaces de conmutar a 2 MHz, se puede afirmar que la tasa de datos individual de cada usuario asciende a 10,417 Kbps.

Para la implementación de este diseño es suficiente el uso de una *Spartan-3A* de tamaño medio. Sin embargo, el porcentaje de utilización de los recursos del dispositivo depende de la longitud del código empleada, ya que al aumentarlo no sólo se incrementa el tamaño de la estructura de datos, sino que también crece la lógica necesaria para administrarla.

4.8. Conclusiones sobre el diseño del sistema

En este capítulo se ha presentado el diseño de un piloto de sincronismo específico para los sistemas basados en codificaciones TH-2PPM modificada, el cual se caracteriza no sólo por poseer buen rendimiento en cuanto a consumo de potencia, ya que su uso es equivalente a la presencia de un único usuario adicional, sino también por no reducir la eficiencia espectral individual de la codificación, no modificar el espectro y eliminar la posibilidad de interferir a los símbolos de TH que contienen la información a transmitir.

El esquema propuesto permite la implementación de una red síncrona, en la que todos los símbolos comienzan en el mismo instante de tiempo, lo que permite, como se demostró en el capítulo anterior, comunicaciones ortogonales entre los usuarios. Sin embargo, la mayor ventaja que ofrece el sistema desarrollado en esta tesis es la mejora de la eficiencia espectral individual de la codificación respecto a sistemas muy extendidos en el dominio óptico como son los basados en códigos OOC. Tras comparar la longitud de los códigos necesaria para albergar una cantidad determinada de usuarios, se ha observado una mejora en un factor de 1,5 para

sistemas con peso tres, que además se incrementa a medida que crece este parámetro.

Capítulo 5: Caso práctico de estudio.

Acceso a internet en entornos con restricciones electromagnéticas

Durante los últimos años, los usuarios de transporte aéreo de pasajeros están demandando servicios de valor añadido que, hasta hace poco tiempo, eran exclusivos de las aerolíneas de lujo o de negocios. Entre ellos destaca la posibilidad de realizar conexiones a internet en pleno vuelo como si se encontrasen en tierra, con lo que se puede aumentar la productividad de los empleados en un desplazamiento de trabajo, o simplemente consultar el correo electrónico y mantenerse conectado [Akl10]. Además, existe la posibilidad de ofrecer servicios multimedia, tales como difusión de audio, vídeo o juegos colaborativos, que quedan enmarcados dentro de lo que se conoce como *In-flight Entertainment*.

La implementación de un sistema inalámbrico para ofrecer este tipo de servicios aporta no sólo una reducción del peso del cableado, que se traduciría en un ahorro en el consumo de la aeronave, sino también la posibilidad de alterar la topología de la aeronave sin la necesidad de modificar el cableado de cada asiento [Poteaga98]. Durante los últimos años ya se han propuesto y estudiado multitud de sistemas basados en tecnología RF como UMTS [Debono08], WiFi [Debono09], o incluso soluciones combinadas [Niebla03].

Sin embargo, el uso de dispositivos móviles inalámbricos en vuelo ha generado una gran controversia durante los últimos años. A pesar de que 2001 la FAA (*Federal Aviation Administration*) recomendó prohibir el uso de dispositivos móviles en aviones comerciales, se permitió que las propias aerolíneas determinasen si era posible su uso mientras asegurasen la compatibilidad con los sistemas de navegación. Evidentemente los intereses económicos de las compañías aéreas perduraron y prácticamente ninguna aplicó la prohibición. Si bien es cierto que en los últimos diez años no se ha producido ningún accidente aéreo causado por estas interferencias EM, sí que se han demostrado errores esporádicos en ciertos instrumentos de las aeronaves [Strauss03]. De hecho, en 2009 Boeing emitió un comunicado en el que afirmaba que las emisiones

generadas por los sistemas WiFi afectan a los sistemas de navegación Honeywell [FlightGlobal11].

Las comunicaciones ópticas no guiadas son una alternativa libre de interferencias que eliminaría toda esta problemática, de hecho, varios investigadores ya han propuesto sistemas basados tanto en radiación en espectro visible [Mizukami11] [Park12], como en infrarroja [Potega98] [Schmitt06] [O'Brien08]. Estos dos últimos trabajos están enmarcados dentro del proyecto europeo *ATENAA*, que comenzó en 2004 con el objetivo de lograr comunicaciones interaviones y ofrecer servicios de telecomunicaciones a los pasajeros [ATENAA].

5.1. Arquitectura del sistema

Para lograr ofertar este servicio es necesaria la integración de varios subsistemas independientes:

- Enlace tierra-avión
- Distribución en el interior del avión
- Distribución a los usuarios



Figura 5-1. Arquitectura del sistema.

5.1.1. Enlace tierra-avión

Este bloque ofrece una conexión de datos entre el avión y el proveedor de servicios de internet. En la actualidad existen dos posibles soluciones: radio enlaces terrestres y enlaces vía satélite. Ambas opciones están muy desarrolladas e integradas en el mercado, ofreciendo tasas de transmisión de hasta 3 Mbps de bajada y 300 Kbps

de subida. Para la implementación de nuestro sistema este enlace se lograría contratando servicios de empresas como Inmarsat o Rockwell [Inmarsat] [Rockwell].

5.1.2. Distribución interior

Tradicionalmente, la transmisión de datos dentro las aeronaves se ha realizado sobre cable de par trenzado apantallado con el fin de evitar las interferencias EM sobre los equipos de navegación. Si bien inicialmente todos los buses empleaban un único par, ya existen estándares como el AFDX (*Avionics Full-Duplex Switched Ethernet*) que emplean los 4 pares de un cable de red convencional. Además, sobre este soporte físico existe la posibilidad de introducir sistemas PoE (*Power Over Ethernet*) que incluirían en este caso la distribución de potencia a los sistemas de iluminación. La idea de emplear esta tecnología en entornos aeronáuticos ya está patentada en EEUU, aunque sólo es considerada para ofrecer sistemas cableados hasta los usuarios y no para acceder a las lámparas y ofrecer un enlace inalámbrico [Diab10].

Otra opción muy interesante son los sistemas PLC, los cuales se caracterizan por emplear la red de distribución eléctrica, no sólo para alimentar a los dispositivos, sino también para transmitir los datos de información [Elgezabal10]. Trabajos como el realizado por Dégardin *et al.* han demostrado bajo simulaciones y cumpliendo la normativa DO-160 de compatibilidad electromagnética [DO-160E], que es posible alcanzar velocidades de transmisión de hasta 28 Mbps [Degardin10]. Sin embargo, a pesar de que existen estudios que afirman que esta tecnología no afecta a los sistemas de comunicación [Brown99], no queda muy claro si es viable su implantación en aviónica debido a las posibles interferencias que podrían generar sobre los sistemas de navegación del avión. Por esta razón, y aunque esta opción facilita la implantación de servicios de internet en vuelo en aviones antiguos, en este trabajo se ha optado por la solución basada en tecnología Ethernet combinada con PoE para lograr minimizar la instalación de cableado adicional.

En este subsistema se pueden diferenciar dos tipos de nodos: el enrutador que actúa como puerta de enlace con el ISP (*Internet Service Provider*) terrestre, y las PSU (*Passenger Service Unit*), que son los módulos existentes sobre cada asiento y que contienen elementos como las lámparas de lectura, señales luminosas, tomas de aire acondicionado, etc. Para lograr la implementación de este sistema es necesario modificar este componente e introducir un adaptador de red que actúe como *bridge* entre la red cableada y la inalámbrica, y como enrutador seleccionando la lámpara por la que se transmite cada paquete. La funcionalidad detallada de este dispositivo será expuesta en el siguiente apartado. Adicionalmente debe existir un módulo de gestión de PoE, el cual no sólo seguirá el estándar 802.3af, sino que además debe adaptar los niveles de tensión ofrecidos por el *switch* (aproximadamente 48 V) a los 5 V empleados por el adaptador desarrollado, siendo el *NMPD0105C* comercializado por Murata Power Solution Inc. una posible solución [Murata]. Hay que tener en cuenta que este

dispositivo, previamente a ser instalado en el avión, debe pasar todos los tests y cumplir la normativa DO-160 de compatibilidad electromagnética fijada por la RTCA (*Radio Technical Commission for Aeronautics*).

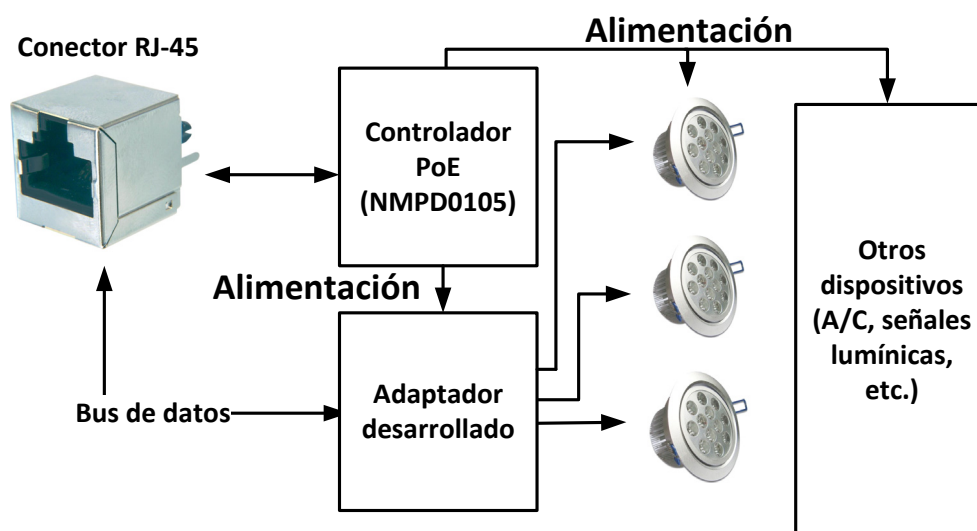


Figura 5-2. Diagrama de bloques del módulo PSU modificado.

A pesar de que cada avión requiere una configuración específica, a continuación se muestra a modo de ejemplo una posible instalación para un Airbus A320. A diferencia de los entornos domésticos, donde existen infinidad de enrutadores y *switches* con PoE incorporado, las restricciones impuestas por los organismos reguladores hacen que en el entorno aeronáutico la oferta sea mucho más reducida. Una posible solución es la utilización de *e-switches* de 8 puertos fabricados por ICG [ICG], los cuales ofrecen una comunicación Ethernet 100BaseT a la vez que implementan el estándar 802.3af (PoE) y son alimentados con las tensiones típicas existentes en una aeronave (12-36 VDC). La instalación propuesta se basa en crear una cadena desde la parte delantera del avión, donde se encontraría la puerta de enlace con el exterior, y la parte trasera, de forma que cada *switch* alimentaría a seis PSU. Para el caso concreto de un avión configurado con 26 líneas de 6 asientos en la clase turista haría falta instalar 8 enrutadores para dar servicio a todo el avión. En la figura 5-3 se muestra el diagrama de conexionado propuesto.

De igual manera que los dispositivos eléctricos, el cableado a introducir en el avión debe estar regulado y cumplir adicionalmente la normativa antiincendios. En la actualidad ya existen multitud de compañías que ofrecen cableado y buses para aviónica, sin embargo, sólo un reducido grupo de productos soporta la tecnología PoE. Una posible solución podría ser la utilización de cable *D100-0424-0220* fabricado por EMTEQ [EMTEQ], el cual se caracteriza por introducir una atenuación de 8,1 dB cada 30,48 m a una frecuencia de 100 MHz. Si bien estos valores son elevados, las reducidas distancias existentes entre *switch* y *switch* van a permitir que estas atenuaciones no afecten al funcionamiento del sistema.

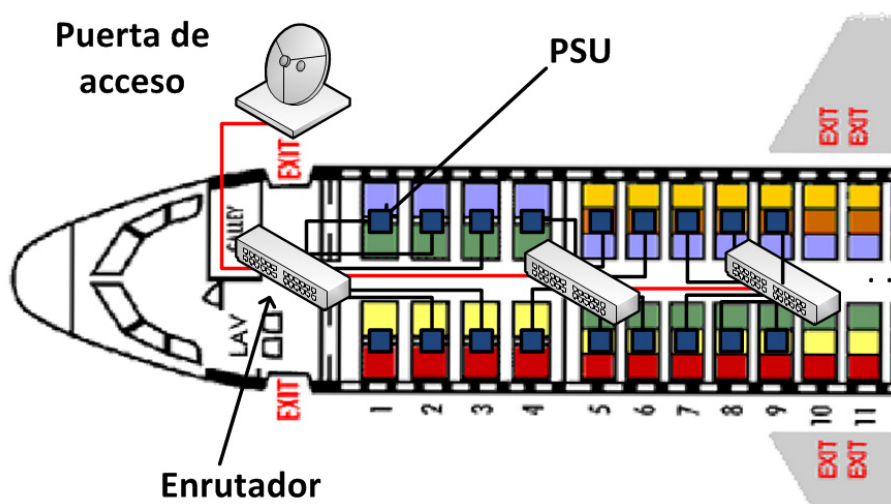


Figura 5-3. Instalación propuesta para un Airbus A320.

5.1.3. Distribución a los usuarios

En este trabajo se propone el uso de la lámpara de lectura de cada pasajero para ofrecer un enlace de datos inalámbrico, de media velocidad y sin la posibilidad de generar interferencias a los sistemas de instrumentación de la aeronave. Además, la reciente aprobación del uso de lámparas de estado sólido como sistema de iluminación en aviones como el Airbus A380, ofrece la posibilidad de utilizar tecnología VLC, reduciendo considerablemente los costes de instalación. El hecho de emplear la lámpara de lectura como dispositivo de transmisión contrasta con trabajos como el de Dimitrov *et al.* o Marinos *et al.*, donde se propone la implantación de redes celulares en IR junto con la utilización de técnicas OFDM [Dimitrov09] [Marinos10]. En ambos trabajos los costes de implementación son muy superiores a los requeridos por la topología propuesta en esta tesis.

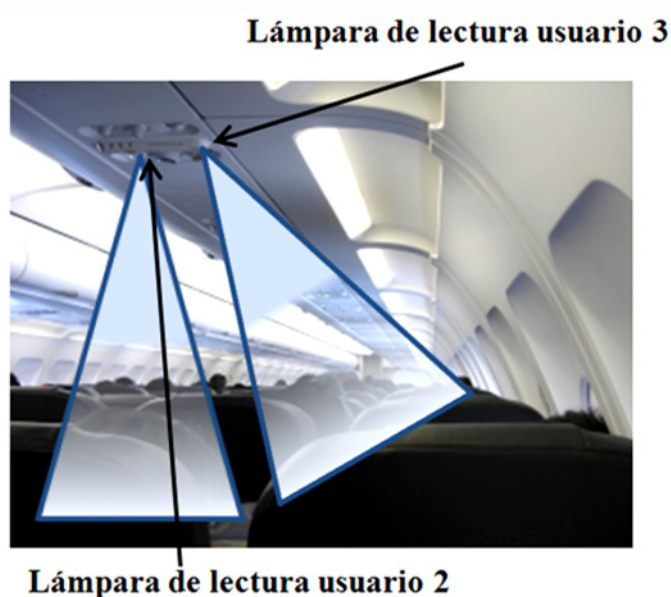


Figura 5-4. Enlace final de usuario.

La arquitectura propuesta para esta red de distribución interior se especifica en la figura 5-5 y comprende:

- Un sistema adaptador de red para la lámpara del pasajero, que recoge la señal de un enlace Ethernet (o PLC) y convierte los pulsos eléctricos en señales ópticas. La lámpara en sí se dota con un circuito modulador para la señal de datos y de forma anexa se incluye un receptor para el canal IR de retorno. Además, este dispositivo debe actuar como enrutador para seleccionar por qué lámpara se debe transmitir cada paquete. Para ello se propone monitorizar el campo MAC de los paquetes recibidos del interfaz Ethernet y crear una sencilla tabla de enrutamiento.
- Un circuito adaptador para el ordenador (o dispositivo de datos, podría ser un *tablet* o un *smartphone*) con salida USB o conexión a la tarjeta de red del dispositivo. Incluye un receptor óptico (fotodiodo PIN) y un emisor infrarrojo para el canal de retorno [Perez-Jimenez11].

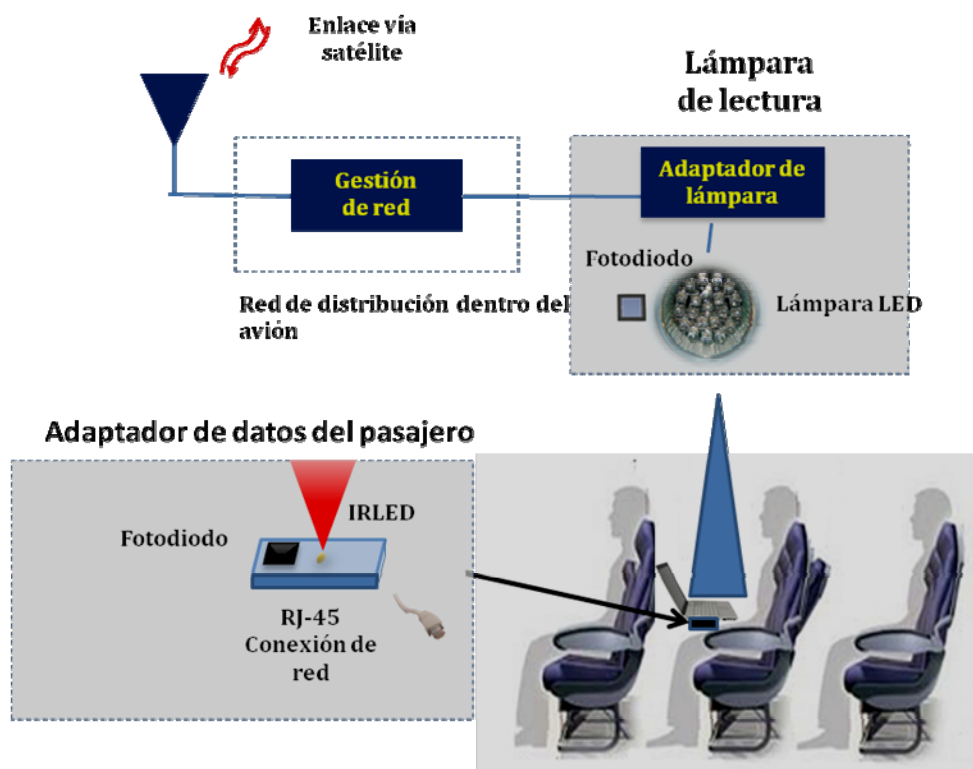


Figura 5-5. Arquitectura del enlace final a los usuarios.

5.2. Cálculo de las zonas de cobertura del enlace óptico

Si bien, las lámparas de lectura están diseñadas para generar su *spot* de iluminación únicamente sobre el usuario de interés, existe la posibilidad que se generen interferencias sobre los usuarios adyacentes, ya sea por falta de directividad

en las lámparas, o por rayos reflejados. Para estudiar esta situación y poder determinar las restricciones de diseño de la lámpara, se ha simulado el canal empleando algoritmos de trazado de rayos de Montecarlo para posteriormente obtener las distribuciones de relación señal a ruido (SNR) y señal interferencia (SIR) sobre las mesas de los pasajeros. Como parámetros de simulación se han considerado un receptor con FOV de 120° y área de 66 mm^2 , un emisor con coeficiente lambertiano variable que transmite 10.000 rayos y que se descartan tras 10 reflexiones. Además, se han empleado coeficientes de reflexión entre 0,5 y 0,6 y se ha definido como entorno de estudio una cabina del Airbus A320, la cual ha sido modelada gráficamente en Blender v.2.5 como se muestra en la siguiente figura:

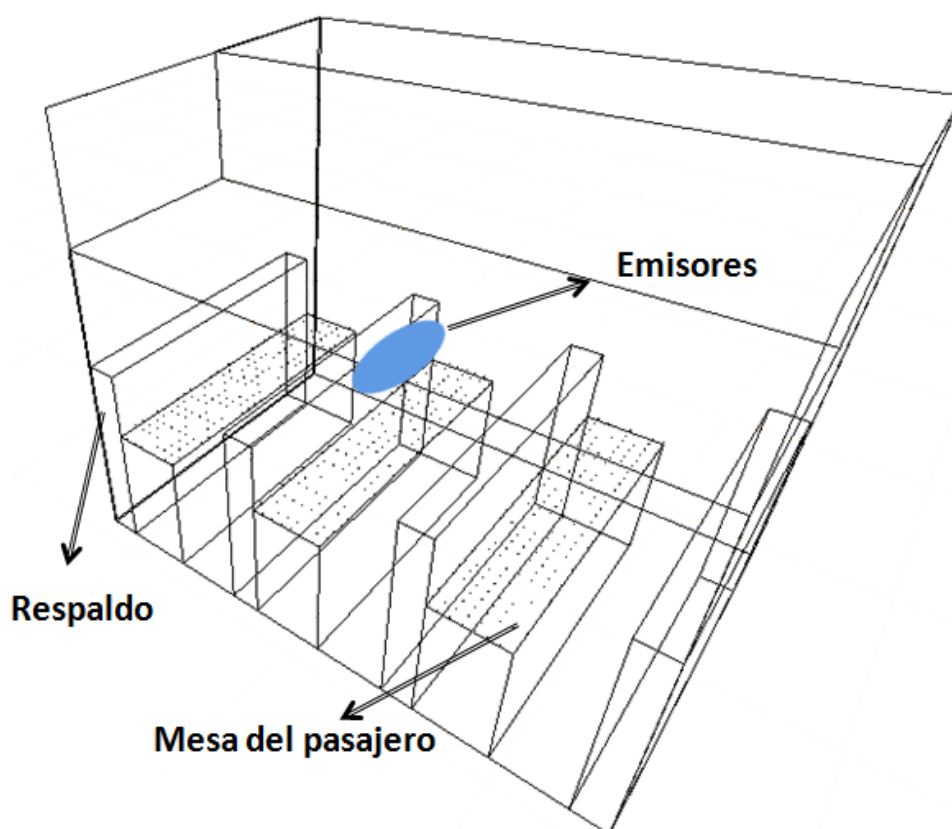


Figura 5-6. Modelo la sección de pasajeros de un avión Airbus A320.

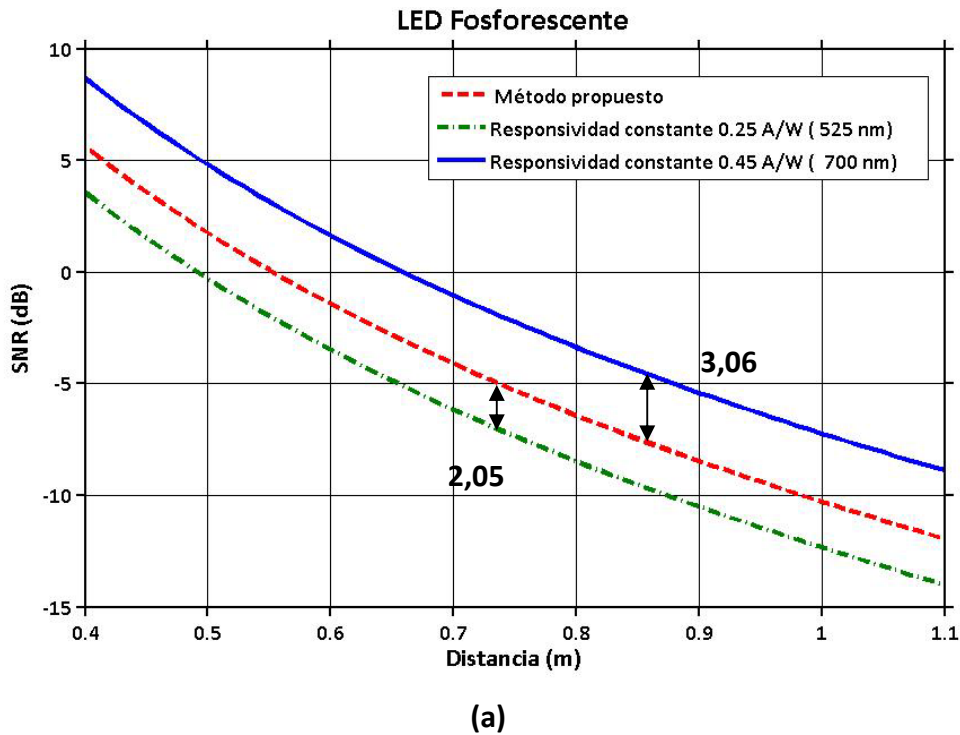
Tradicionalmente, en los sistemas de infrarrojo el cálculo de la potencia eléctrica recibida se realiza multiplicando la potencia óptica por la responsividad del fotodiodo. A pesar de que los leds de IR poseen una anchura espectral de unos 50 nm, es posible suponer un responsividad del fotodiodo constante sin introducir un error considerable. Sin embargo, en sistemas VLC, donde la emisión se realiza en todo el espectro visible, dicha aproximación puede introducir un error de cálculo más que considerable.

$$P_t = \int_{400 \text{ nm}}^{750 \text{ nm}} p(\lambda) d\lambda \quad \text{Ecuación 5-1}$$

Una de las aportaciones de esta tesis consiste en proponer un cálculo de la fotocorriente generada en el receptor de visible en la que no sólo se tenga en cuenta la distribución espectral de la fuente, sino también la del receptor, tal como se muestra en la siguiente ecuación:

$$i_{pd} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} R(\lambda) P_{rx}(\lambda) d\lambda \quad \text{Ecuación 5-2}$$

Donde $R(\lambda)$ y $P_{rx}(\lambda)$ representan la responsividad del fotodiodo y la potencia óptica recibida para cada longitud de onda. Con el fin de validar la propuesta se han realizado simulaciones de la SNR en función de la distancia para diferentes fuentes de visible, las cuales han sido caracterizadas en longitud de onda empleando el espectrómetro *SM442* de Spectral Products. Como receptor se ha empleado un fotodiodo de silicio de 66 mm^2 conectado a un amplificador de transimpedancia con una NEP (*Noise Equivalent Power*) de $150 \text{ fW}/\sqrt{\text{Hz}}$. En cuanto a la responsividad, adicionalmente a nuestra propuesta, se han considerado dos respuestas constantes correspondientes a las longitudes de onda de 525 y 700 nm.



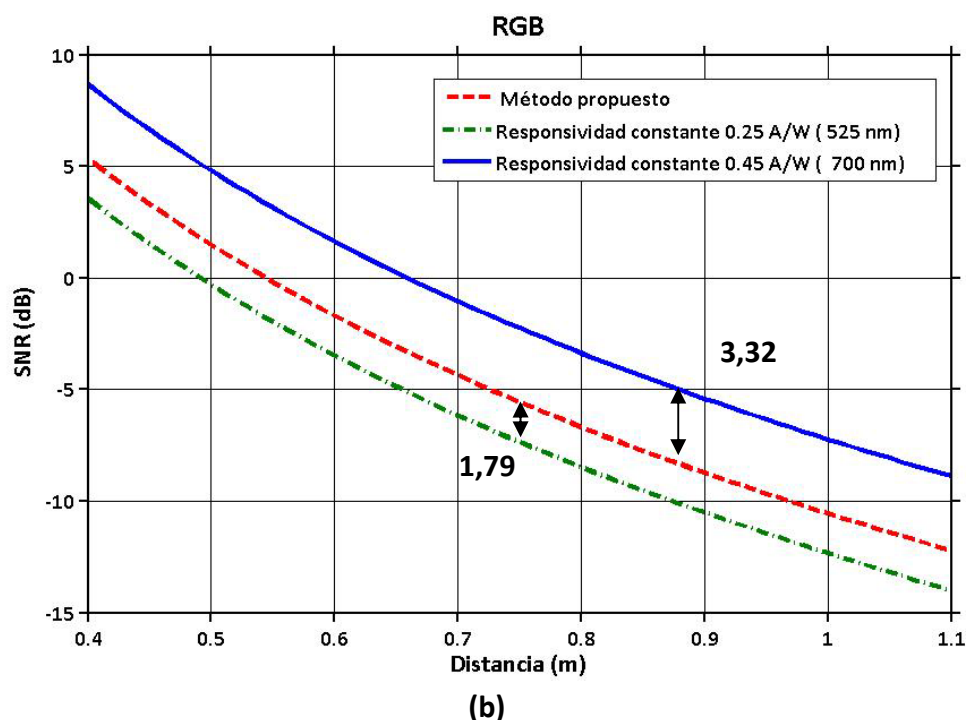


Figura 5-7. Cálculo de la SNR para diferentes fuentes de luz: a) YB-led, (b) RGB.

En las figuras se puede observar que la consideración de valores fijos de la responsividad genera errores en el cálculo de la SNR de hasta 3 dB respecto a nuestra propuesta. Si bien este hecho puede llegar a no ser relevantes en aplicaciones donde existe una única lámpara, en este caso práctico bajo estudio, dicho error puede desencadenar la toma de decisiones de diseño erróneas. En la siguiente figura se muestra la distribución de la relación señal a interferencia en la mesa del usuario 2 cuando la lámpara posee un coeficiente lambertiano de 50:

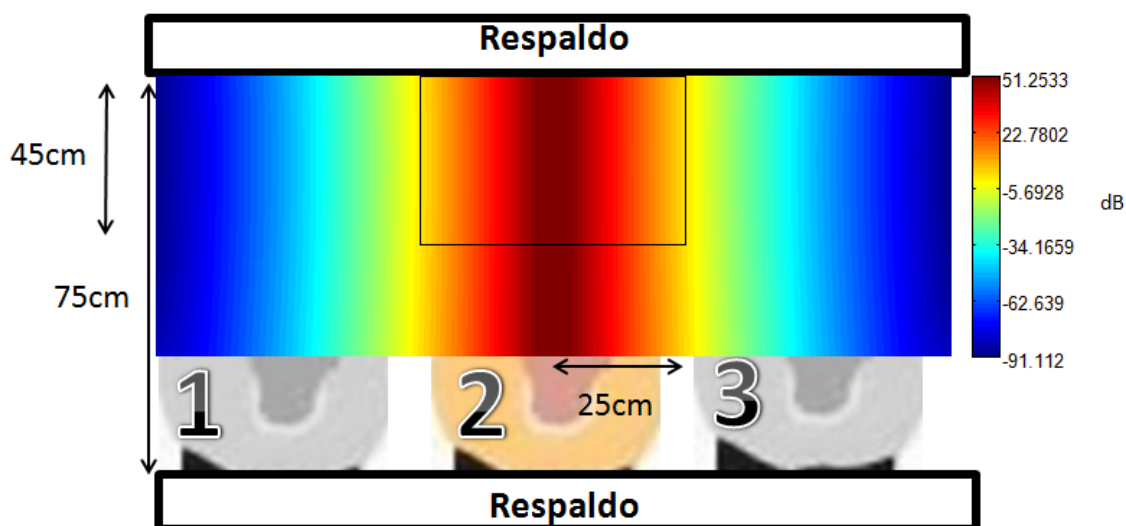


Figura 5-8. Distribución de la relación señal a interferencia del usuario 2.

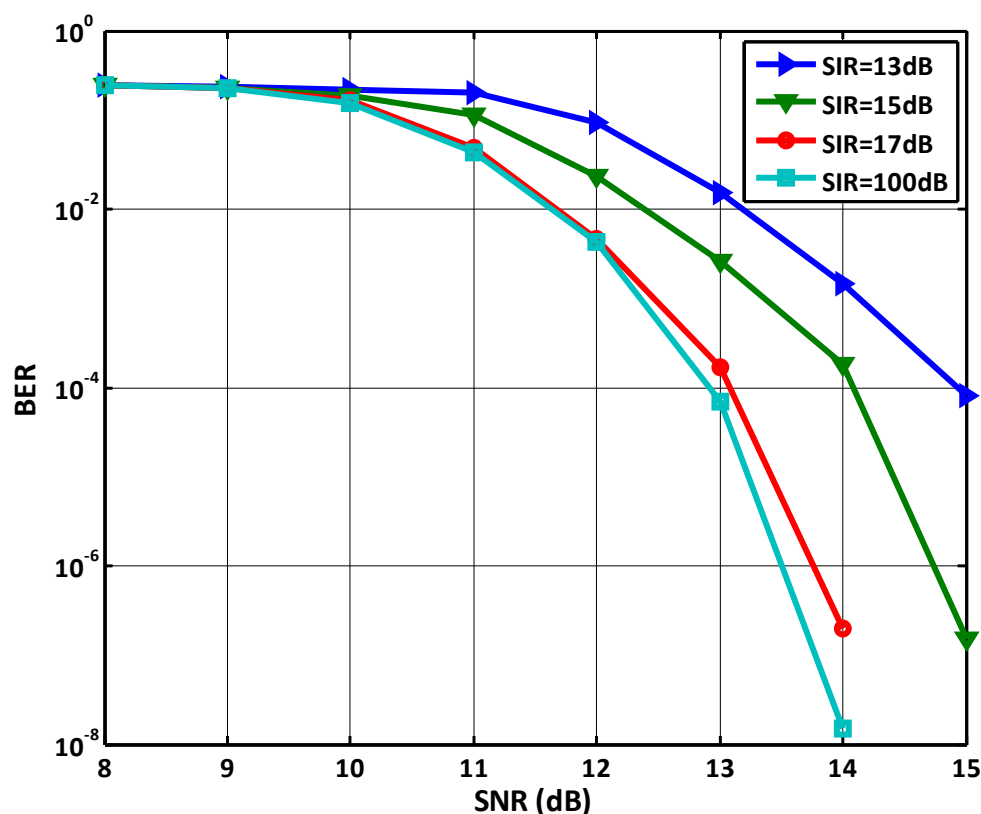


Figura 5-9. Tasa de error de la codificación DPPM cuando es interferida por el usuario adyacente.

El caso peor se produce en los bordes laterales de la mesa, donde existe una SIR de 16,85 dB. Analizando la figura 5-9, donde se muestra la evolución de la curva de tasa de error de la codificación CR-DPPM cuando es interferida por un usuario adyacente, se puede concluir que en este caso las prestaciones del sistema empeoran aproximadamente en 0,25 dB. Para mitigar esta reducción de prestaciones se puede, bien utilizar una lente que confine aún más los haces emitidos por las lámparas, o bien recurrir a leds RGB y emplear técnicas WDM. A pesar de las buenas prestaciones de esta última solución, los altos costes de los filtros ópticos hacen que se haya optado por la primera opción descrita. De forma similar, se ha hecho un estudio de la respuesta del sistema ante ruido blanco gaussiano y aditivo, obteniéndose valores de SNR de hasta 70 dB que permiten asegurar el funcionamiento del sistema con tasas de error despreciables. Sin embargo, en este estudio no se ha considerado el ruido que puede introducir el sol a través de la ventanilla del avión.

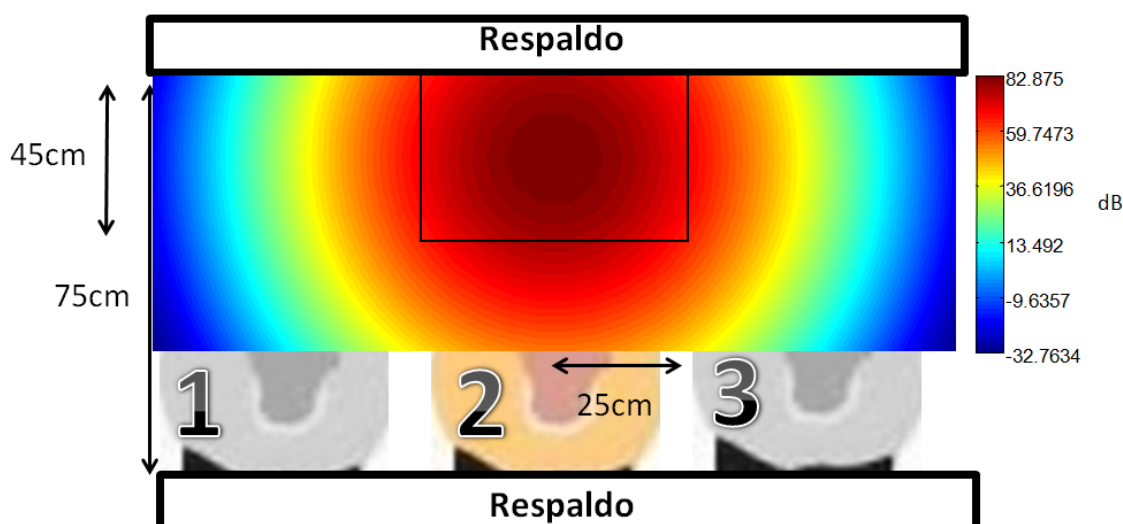


Figura 5-10. Distribución de la SNR para el usuario 2.

5.3. Diseño del canal de retorno

Como se comentó anteriormente, en este trabajo se propone el uso de técnicas de salto en tiempo para la implementación del canal de retorno. El Airbus A320 definido como escenario de aplicación de este trabajo se caracteriza por tener una configuración típica de 6 asientos por fila agrupados en dos conjuntos de tres. Ante esta situación se puede definir como caso mejor un medio en el que existen únicamente 3 usuarios accediendo a la PSU. Sin embargo, a causa de posibles problemas de apuntamiento se ha definido una situación más pesimista en que, con el fin de evitar las interferencias generadas por la fila delantera y trasera, se ha considerado que el sistema debe albergar hasta 9 usuarios.

Por otro lado, puesto que los enlaces son relativamente directivos y a una distancia de 1 m aproximadamente, se ha estimado suficiente transmitir un único pulso por bit de datos. En lo que respecta al bloque de sincronismo, se ha fijado que el número de pulsos necesarios para detectar el piloto sea de 4. Para cumplir con estas restricciones de diseño de este caso particular es necesario recurrir a un código MLS de longitud 16, con el que como máximo se podrían albergar hasta 11 usuarios. Si se empleara un interfaz electroóptico capaz de conmutar a 4 MHz, la tasa de datos de cada usuario ascendería a 250 Kbps, lo cual es suficiente debido a que el enlace tierra-avión ronda los 300 Kbps. Además, hay que considerar que en este tipo de aplicaciones el tráfico de datos del canal de retorno es comúnmente inferior al de bajada.

5.4. Implementación del sistema

Con el fin de poder usar la lámpara de lectura del pasajero como dispositivo de iluminación, el esquema de codificación a emplear debe mantener un nivel de

intensidad constante. La codificación CR-DPPM es una variante de los sistemas clásicos de modulación por posición de pulso y se caracteriza por tener una separación media constante entre pulsos. Este hecho no sólo permite regular el nivel de potencia óptica emitida (y por tanto el nivel de luminosidad), sino también reducir los costes de implementación, tanto del transmisor como del receptor, el cual está basado en un detector de nivel y un contador [Delgado10].

Como se comentó anteriormente, la distribución de los datos dentro del avión puede realizarse empleando PLC, fibra óptica o cables de par trenzado apantallados. En este trabajo se ha propuesto el uso de Ethernet como una alternativa para realizar la red de distribución dentro del avión y el uso de los ya mencionados dispositivos PoE para alimentar las lámparas, evitándose la duplicación de cableado y por tanto, reduciendo el peso de la instalación adicional que debe realizarse en la aeronave para ofrecer este tipo de servicios. Para la implementación de este sistema se han desarrollado dos adaptadores que actúan de interfaz entre la red Ethernet y el sistema óptico no guiado. A pesar de que ambos poseen una funcionalidad similar, difieren en las fuentes de alimentación y los dispositivos encargados de realizar la conversión electroóptica. El dispositivo instalado en la lámpara se alimentará con PoE y empleará los leds de visible para realizar la transmisión, mientras que el adaptador del usuario lo hará por USB (capaz de ofrecer hasta 500 mA en la especificación 2.1) y utilizará radiación infrarroja para implementar el canal de subida.

El adaptador diseñado debe realizar dos tareas: manejar el controlador de Ethernet, es decir, controlar los procesos de lectura y escritura de los paquetes, y realizar los procesos de codificación/decodificación de la señales CR-DPPM o TH. Sin embargo, en el demostrador realizado únicamente se ha considerado un usuario, por lo que se ha optado por emplear una codificación CR-DPPM tanto para el canal de bajada, como el de subida. Para implementar la primera tarea se ha utilizado un circuito programable *PIC18F97J60*, que se caracteriza por tener un controlador de Ethernet integrado, lo cual permite reducir no sólo el coste total del sistema, sino además facilitar la comunicación entre ambos dispositivos. Por su parte, para realizar las tareas de codificación-decodificación se ha utilizado una CPLD de Xilinx, ya que ofrece un buen compromiso entre coste, prestaciones y consumo de potencia. Ambos dispositivos están conectados por un bus de 8 bits y dos señales de control y sincronización. La figura 5-11 muestra el diagrama de bloques del adaptador.

El microcontrolador se ha programado de forma que se encuentre en estado *idle*, esperando por una interrupción del modulo Ethernet o de los pines externos. Cuando la primera de ellas ocurre, se genera un paquete compuesto por una cabecera, un campo de longitud, el paquete Ethernet a nivel MAC y finalmente un byte de estado que será utilizado para informar si queda alguna transmisión pendiente o no.

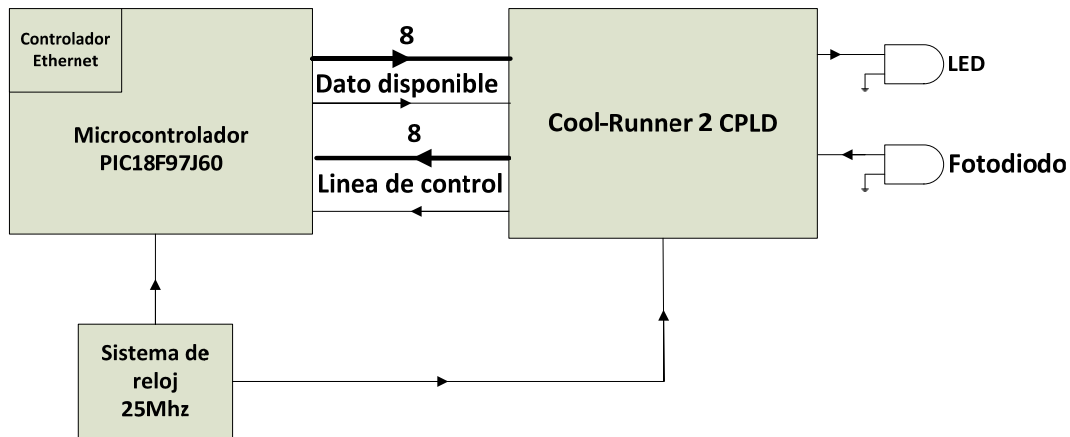


Figura 5-11. Diagrama del bloques del prototipo implementado.

Cabecera (3 Bytes)	Longitud (2 Bytes)	Paquete Ethernet en la capa MAC (Longitud Variable)	Estado TX (1 Byte)
-----------------------	-----------------------	---	--------------------------

Figura 5-12. Estructura del paquete.

En lo que respecta a las conversiones electroópticas, el canal de bajada se basa en una lámpara de leds fosforescentes que se excitan con pulsos de 200 ns de ancho utilizando un *driver* de línea con salida en colector abierto, en concreto el SN75452 de Texas Instruments. Por su parte, la detección se logra empleando fotodiodos PIN, caracterizados por tener un ancho de banda de hasta 15 MHz, un área activa de 66 mm² y una responsividad de 0,45 A/W a 660 nm. La fotocorriente generada pasa a través de un circuito de *bootstrap*, cuyo objetivo es mejorar la respuesta en frecuencia del fotodiodo, para posteriormente ser preamplificada usando una configuración de transimpedancia. En la figura 5-13 se muestra la topología empleada.

El enlace de subida permite una conexión de 2 Mbps empleando radiación infrarroja. Para realizar la emisión se han utilizado 3 leds SFH4200 de Osram conectados con una topología similar a la del enlace de visible. Además, con el objetivo de aumentar la autonomía de la batería del usuario se ha desarrollado una modificación de la codificación CR-DPPM, la cual se caracteriza por parar la transmisión de pulsos entre paquete y paquete Ethernet. Para que el detector no pierda el primer byte de datos a causa de la falta de la referencia temporal, se ha añadido un pulso previo al paquete de información [Quintana11].

La figura 5-14 muestra el prototipo final diseñado en el que pueden apreciar los conectores Ethernet y USB, así como los leds de infrarrojo y el fotodiodo para detectar las variaciones de intensidad de la lámpara de lectura.

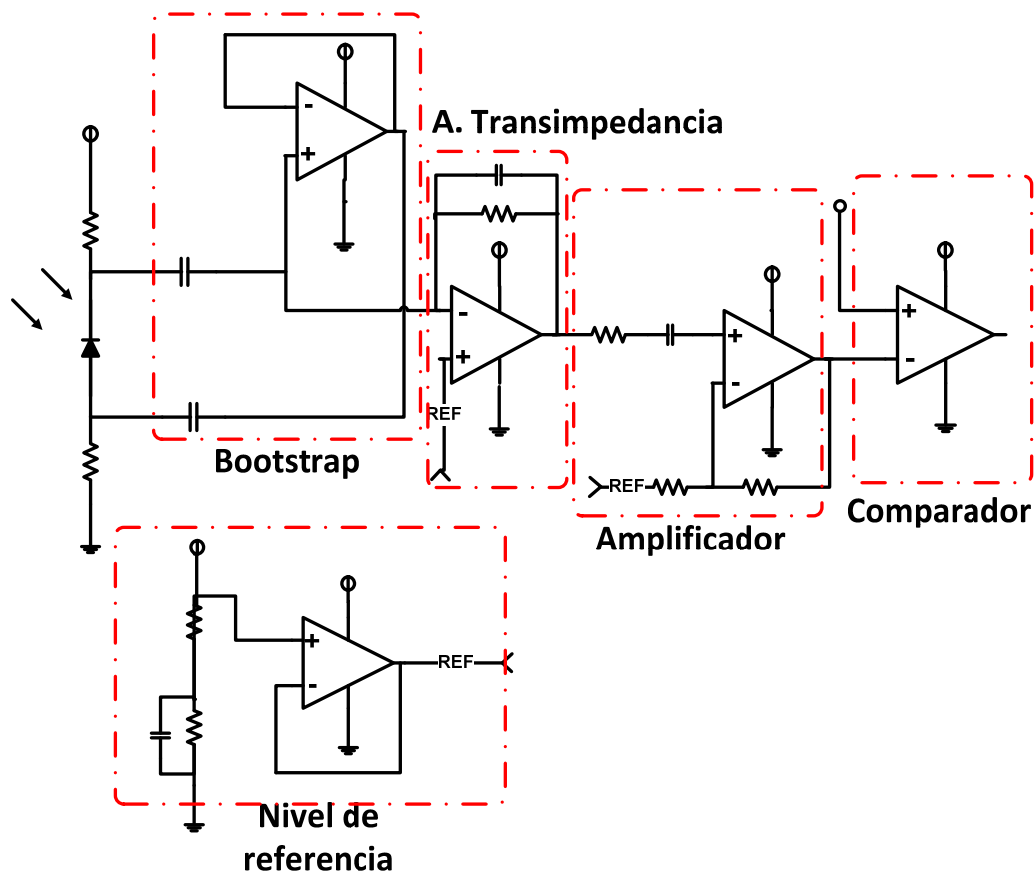


Figura 5-13. Topología del receptor.

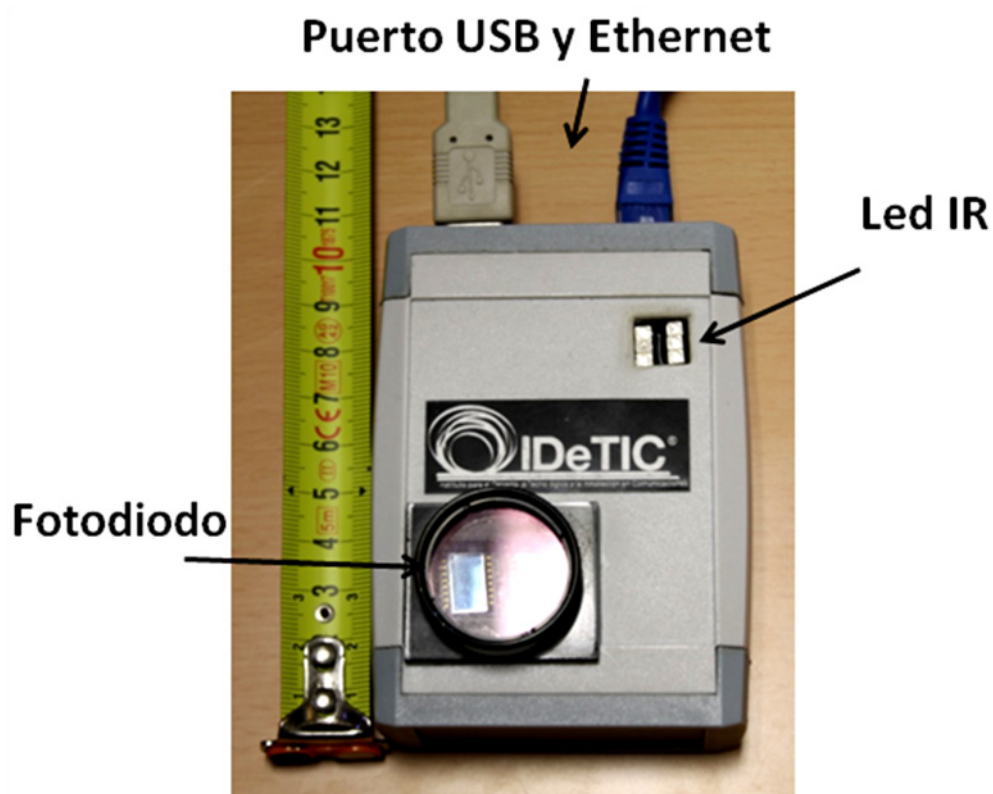


Figura 5-14. Prototipo final del adaptador del usuario.

5.5. Conclusiones sobre el sistema

En este capítulo se muestra el desarrollo de un sistema de comunicaciones ópticas no guiadas, libre de interferencia EM, destinado a ofrecer servicios de internet en vuelo. Se ha propuesto una nueva topología en la que se emplea la lámpara de lectura para ofrecer un enlace de bajada en visible, mientras que el canal de retorno se logra utilizando radiación infrarroja. Si bien en el primero se puede asegurar la directividad del enlace, en el canal de subida es necesario introducir técnicas de acceso al medio para mitigar las interferencias entre los diferentes usuarios. Las técnicas de salto en el tiempo son una solución muy interesante, no sólo debido a su reducido consumo, sino también por la buena respuesta ante multipropagación o la interferencia producida por otras fuentes de iluminación.

Capítulo 6: Resultados

En los estudios realizados en esta tesis, se ha demostrado que los códigos MLS sincronizados son una solución interesante para implementar sistemas de comunicaciones ópticas no guiados basados en técnicas de salto en el tiempo. Entre las ventajas que introduce este esquema de codificación destacan: una reducción del consumo de la cadena transmisora y una buena respuesta ante interferencia de banda estrecha y el fenómeno de multipropagación. Además, en situaciones síncronas, los códigos MLS permiten comunicaciones ortogonales y ofrecen una mejor eficiencia espectral individual que los códigos OOC, lo cual se convierte en una ventaja competitiva a la hora de implementar redes de datos de media/alta velocidad.

Durante el desarrollo de este trabajo se han diseñado varios prototipos que han permitido validar el funcionamiento tanto de los bloques codificadores y decodificadores, como del sistema de sincronismo basado en la transmisión de un piloto de referencia. Por otro lado, en la segunda parte de este capítulo se presenta la plataforma de prueba desarrollada, así como las medidas ópticas y de rendimiento de la red realizadas sobre el sistema propuesto para ofrecer servicios de entretenimiento en vuelo. Además, se muestra un prototipo que demuestra la viabilidad del uso de técnicas WDM para sistemas VLC y un estudio acerca del uso de algoritmos de encriptación para aumentar la seguridad de esta tecnología.

6.1. Sistema basado técnicas de salto en el tiempo

En el capítulo 4 de esta tesis se presentaron dos posibles topologías de red sobre las que se podrían utilizar la codificación TH-2PPM modificada junto con el piloto propuesto en este trabajo. En este apartado se muestra el comportamiento de una red distribuida, ya que según el enfoque seguido en esta propuesta, la centralizada es un caso particular y estable de la primera.

Para la realización de las pruebas se ha considerado un entorno de aplicación en el que existen 60 nodos distribuidos aleatoriamente por una habitación. Además, para no penalizar excesivamente el tiempo de enganche del bloque sincronismo, se ha fijado el parámetro P (cantidad de pulsos periódicos que se deben detectar consecutivamente para poder afirmar que se ha encontrado un piloto de referencia) a valor 4. Para cumplir estas condiciones hay que recurrir a un código MLS de longitud 128, con el cual es posible dar servicio a 94 usuarios instantáneamente. Por otro lado, para añadir robustez al enlace, se ha decidido transmitir 4 pulsos por bit de datos. Como plataforma de desarrollo del prototipo se ha utilizado una *Single Board* de National Instruments, la cual, a pesar de trabajar a 40 MHz, genera pulsos con una frecuencia de *chip* de 2,5 MHz. El diseño de los interfaces electroópticos poseen la misma topología que los empleados en el capítulo anterior. Sin embargo, para adaptar los niveles de tensión entre la *Single Board* y el driver, y evitar posibles problemas de *fan-out*, se ha añadido un circuito *Schmitt trigger* entre ambos módulos.

Debido a las características aleatorias de las señales de TH en el dominio temporal, y con el fin de poder apreciar el comportamiento del sistema de forma más clara, en este caso se ha considerado una situación en la que únicamente intervienen 2 usuarios. En la figura 6-1 se muestra un escenario en el que el usuario 2 (color verde) desea realizar una transmisión. Tras no detectar ninguna señal periódica durante el tiempo de monitorización del canal, introduce el piloto y los pulsos de TH. Un tiempo después el usuario 1 (color amarillo) accede al canal, y al detectar la presencia del piloto introducido por el usuario 1, únicamente genera los pulsos del TH necesarios para transmitir sus datos.

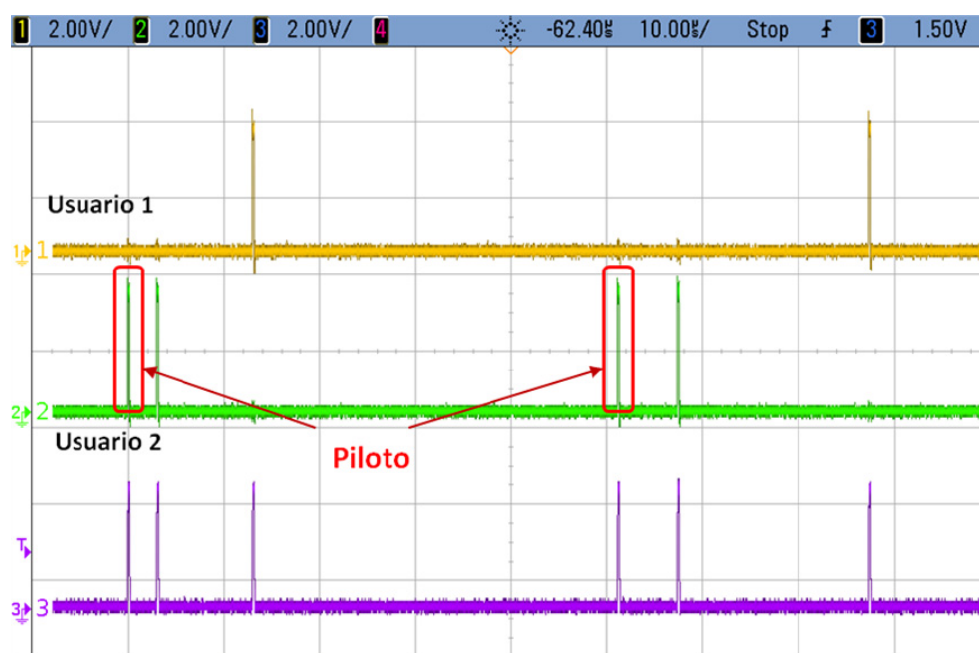


Figura 6-1. Señal TH transmitida por usuario 1 (amarillo) y 2 (verde), así como la recibida en otro nodo.

En el caso de que el usuario 1 finalice su transmisión la red se quedaría sin un nodo maestro. Ya que el usuario 2 está monitorizando constantemente el canal, al detectar este evento dejaría de actuar como nodo esclavo y transmitiría el piloto de sincronismo junto a sus pulsos de TH, tal y como se muestra en la figura 6-2.

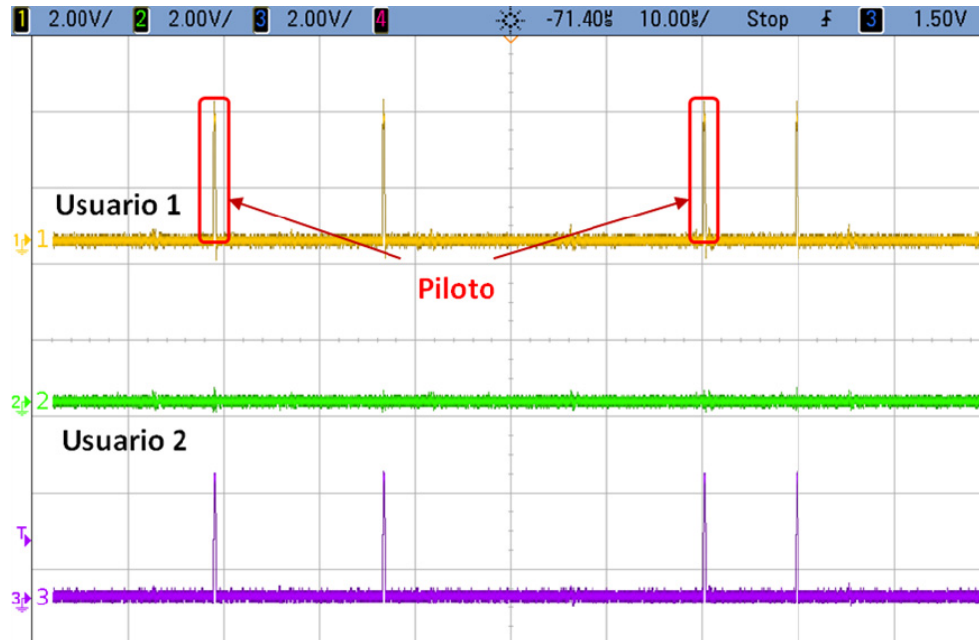


Figura 6-2. Señal TH transmitida por usuario 1 (amarillo) y 2 (verde), así como la recibida en el receptor de otro nodo tras haberse apagado el transmisor 1.

En ambas situaciones se han realizado medidas de la tasa de error empleando una herramienta diseñada en LabVIEW, la cual genera una trama de 10^7 bits haciendo uso del procesador, le añade una cabecera de 1 byte de longitud y la transfiere a la FPGA, donde es codificada y transmitida al canal óptico. Una vez detectada en el receptor, los datos son devueltos de forma cableada a la primera placa para que el procesador pueda realizar la comparación bit a bit. En situaciones estables, es decir, sin que a mitad de la transmisión de un paquete se apague el nodo maestro, en todos los casos se han recibido las tramas sin cometer ningún error, por lo que se puede afirmar que existe una probabilidad de error inferior a 10^{-7} .

En un sistema de comunicaciones ópticas, a parte del ruido que introduce el canal, tanto las derivas entre los relojes del transmisor y el receptor como los propios leds introducen *jitter* en el receptor que puede afectar negativamente al bloque de sincronismo y, por ende, a las prestaciones del sistema [Lopez-Hernandez11]. Ante unos niveles de *jitter* inferiores al tiempo de muestreo del receptor, que según el estudio expuesto en el capítulo 4 debe de ser 16 veces inferior al de *chip*, el sistema no debería verse afectado por este fenómeno. Con el fin de validar esta afirmación, se realizaron medidas de *jitter* en la señal existente a la salida de la cadena de amplificación del receptor, obteniéndose valores cercanos a unos 10 ns. Estos valores son inferiores a los 31,25 ns de tiempo de muestreo que emplea esta implementación

y por tanto, se puede afirmar que en esta situación el sistema no se ve afectado por este fenómeno si se consideran las pruebas de tasa de error realizadas.

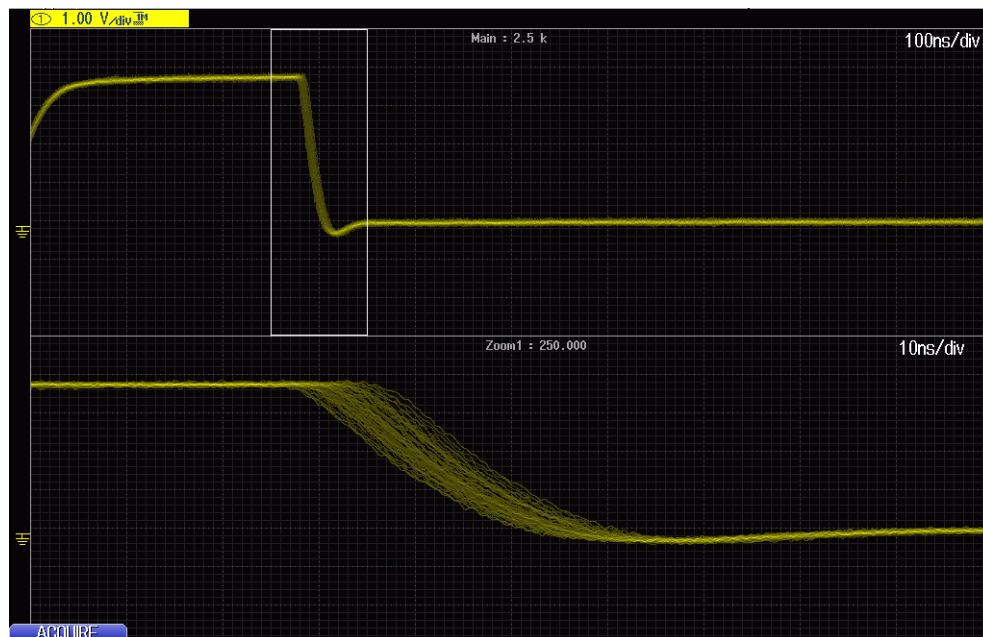


Figura 6-3. Medida del *jitter* en el receptor.

6.2. Interfaz Ethernet-VLC

En este apartado se muestran las medidas realizadas sobre el diseño del sistema VLC para ofrecer servicios de entretenimiento en vuelo. Como se expuso anteriormente, este sistema se basa en usar la lámpara de lectura del pasajero para implementar el canal de bajada y un enlace de infrarrojo para el de subida.

A pesar de que existen sistemas de iluminación led específicos para aviones, en este trabajo se ha empleado una lámpara comercial compuesta por 16 leds fosforescentes. En la figura 6-4 se muestra la respuesta espectral de los mismos, medida con el espectrómetro SM-442 de Spectral Products.

Durante el desarrollo de este trabajo se fabricó una maqueta de la cabina de pasajeros de un Airbus A320, lo cual ha permitido no sólo analizar las prestaciones del sistema en presencia de todas las reflexiones que podrían existir en la aeronave, sino además realizar medidas de la irradiancia existente en diferentes puntos de la mesa del pasajero.

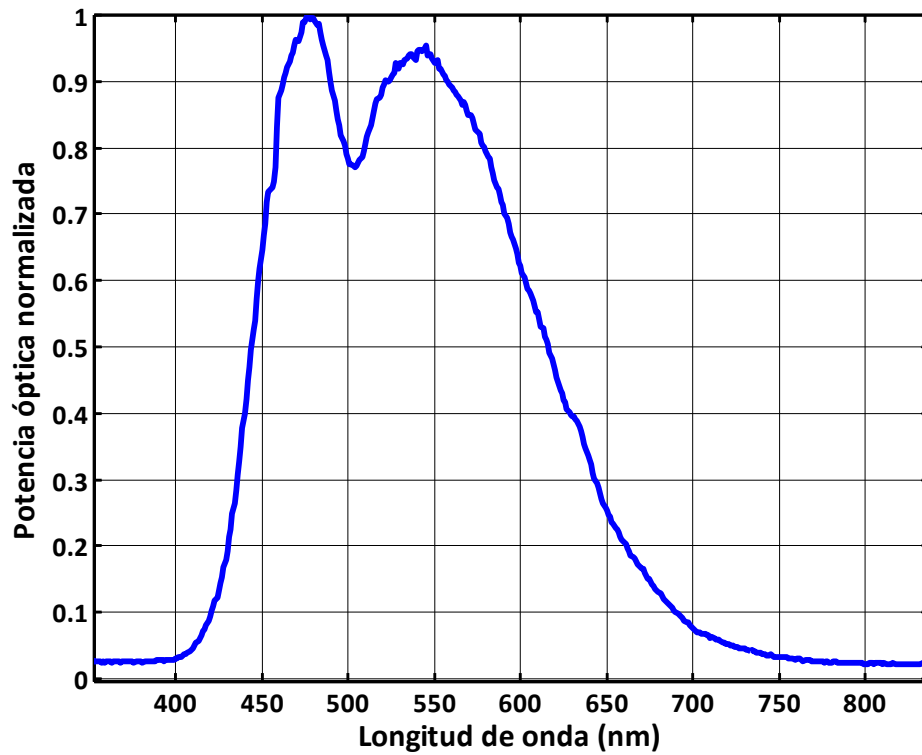


Figura 6-4. Respuesta espectral normalizada al valor máximo de los led fosforescente utilizados en la lámpara de lectura del pasajero.



Figura 6-5. Espacio de laboratorio que simula las condiciones de acceso de un pasajero en la cabina de un Airbus A320.

Para la realización de dichas medidas se ha hecho uso del medidor de potencia 1918-C de Newport. Si bien este dispositivo está diseñado para realizar medidas en longitudes de onda concretas, tras extraer la responsividad del fotodiodo empleado y combinarla con la respuesta espectral del led utilizado, ha sido posible obtener un factor de corrección que permite obtener la irradiancia considerando las aportaciones de todo el espectro visible. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 6-6 y dan una idea aproximada de las regiones de cobertura que tendría cada pasajero.

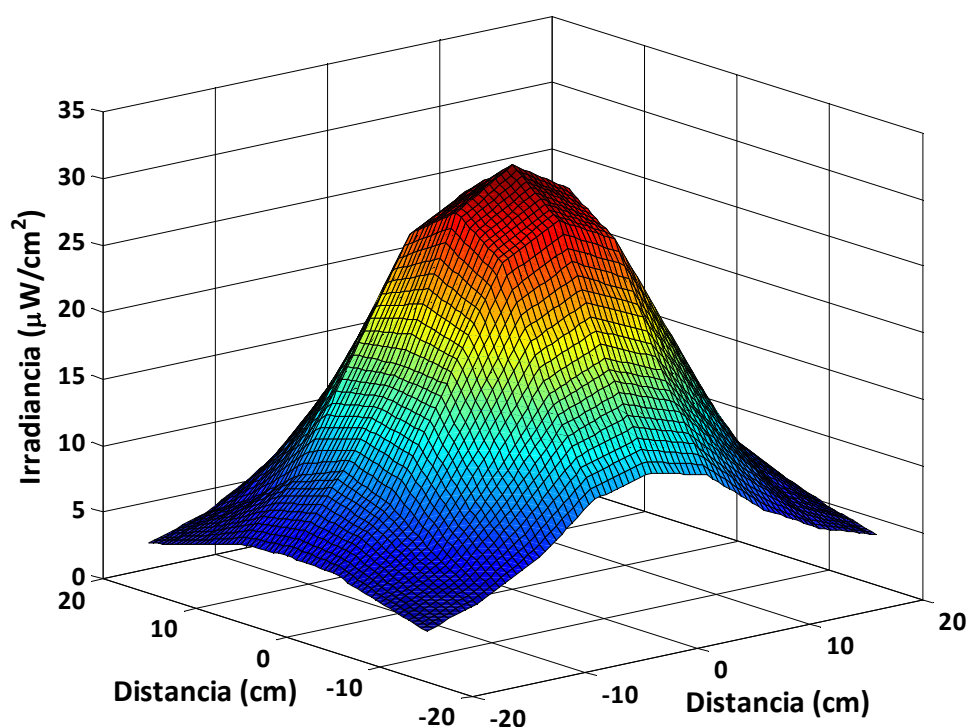


Figura 6-6. Irradiancia existente en diferentes puntos de la mesa del pasajero.

Los datos provenientes del dispositivo móvil del pasajero son recibidos por el interfaz Ethernet del adaptador desarrollado, empaquetados, codificados y finalmente transmitidos por el enlace óptico inalámbrico empleando radiación infrarroja en el de subida. La figura 6-7 muestra la forma de onda del paquete ARP (*Address Resolution Protocol*) de longitud 42 bytes, al que se le ha agregado la cabecera y la longitud del mismo al principio del paquete. En la parte superior se muestra la línea de comunicación entre el microcontrolador y la CPLD, mientras que la inferior corresponde a la salida codificada en CR-DPPM.

Debido a la persistencia del fósforo, que limita el ancho de banda del enlace óptico a unos 5 MHz, y la utilización de una codificación CR-DPPM, la tasa de datos máxima del sistema asciende a 2 Mbps. *A priori*, este hecho requeriría el uso de protocolos de control de flujo en el sistema, puesto que el módulo Ethernet trabaja a 10 Mbps. Sin embargo, ya que el protocolo TCP, sobre el que se basa la gran mayoría de comunicaciones realizadas a través de internet, implementa intrínsecamente este tipo de algoritmos, en el sistema desarrollado no se ha introducido ningún protocolo

de control de flujo. En el caso de que se desee ofrecer servicios basados en el protocolo UDP, tales como difusión de vídeo o audio, el problema quedaría completamente mitigado si desde el servidor se limita la tasa de datos de la codificación.

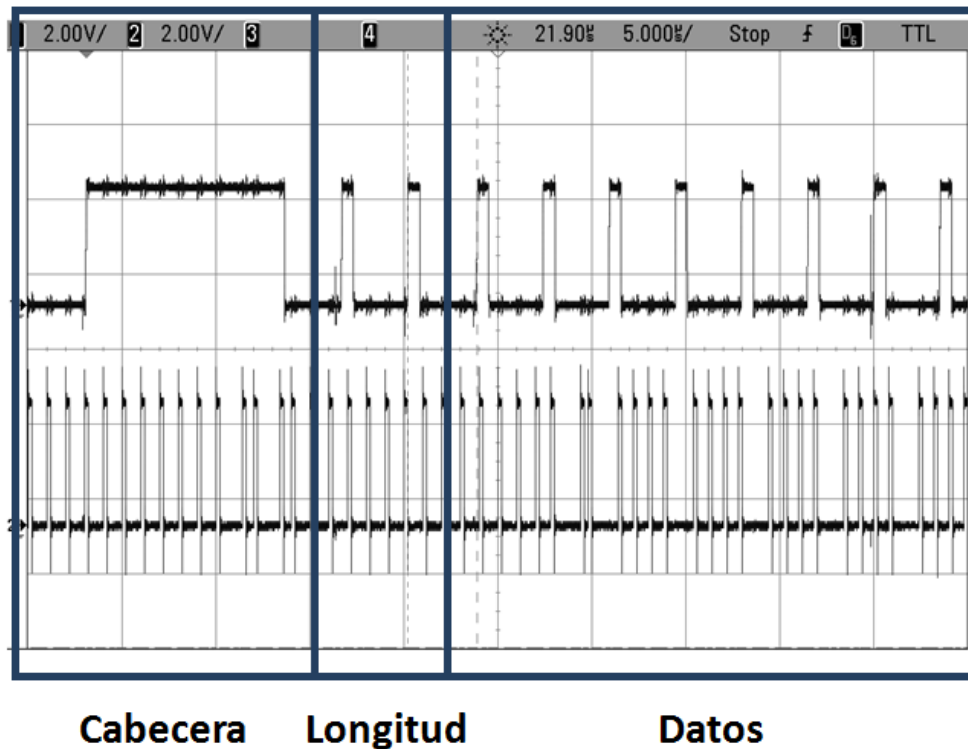


Figura 6-7. Paquete ARP codificado en CR-DPPM.

Con el fin de conocer como afecta a las prestaciones de la red Ethernet la colocación de los interfaces y el canal óptico, se han realizado medidas de diferentes parámetros de la misma empleando el software Iperf. Para ello ha sido necesario instalar un cliente y un servidor en diferentes PC tal como se muestra en la siguiente figura:

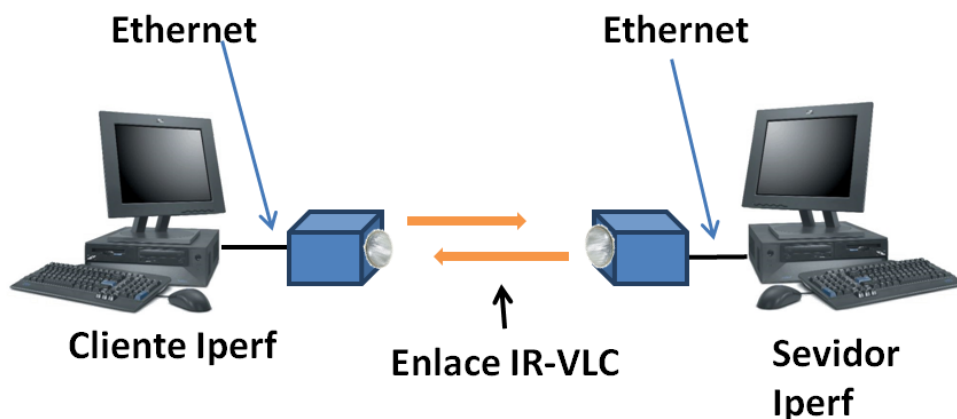


Figura 6-8. Banco de medidas para estudiar los parámetros de la red.

Con este banco de pruebas es posible realizar medidas de *throughput*, RTT (*Round-Trip-Time*) y *jitter* (variaciones temporales del RTT) empleando protocolos TCP, y porcentaje de datagramas perdidos usando UDP. Además, con el fin de realizar una comparativa del rendimiento de la red, también se han realizado medidas sobre una red Ethernet 10BaseT cableada y una tercera configuración en la que los PC tienen restringida la velocidad de transmisión a 2 Mbps. Para implementar esta limitación se ha empleado el software comercial NetLimiter, el cual no sólo permite monitorizar, sino además controlar y definir parámetros de la red. En la siguiente tabla se muestran los resultados obtenidos con las pruebas realizadas sobre protocolo TCP.

Parámetro	Cableada 10 Mbps	Cableada 2 Mbps	Sistema Inalámbrico
<i>Round Trip Time (ms)</i>	13	25,7	28
<i>Jitter (ms)</i>	1,93	2,21	3,68
<i>Throughput (Mbps)</i>	9,6	1,89	0,983

Tabla 6-1. Medidas realizadas de diferentes parámetros de la red.

En la tabla se puede observar que existe una reducción de la tasa de transmisión máxima prácticamente a la mitad. Este hecho se debe a los elevados retardos temporales que introduce el microcontrolador al realizar las transferencias de datos al módulo PHY de la Ethernet, los cuales se podrían minimizar fácilmente empleando un microcontrolador de mayores prestaciones que posea un ancho de palabra de 16 o 32 bits y permita mayores frecuencias de reloj del sistema. En la figura 6-9 se muestra las medidas del porcentaje de datagramas que se pierden en la red en función de la tasa de datos empleada, los cuales muestran una evolución muy similar entre la red cableada y la inalámbrica.

En la parte final de este trabajo, se ha comenzado a desarrollar otra solución basada únicamente en una FPGA, que se comunica mediante el protocolo MII (*Media Independent Interface*) con un *chip* que implementa el nivel físico del estándar Ethernet. Con esta topología se ha conseguido aumentar considerablemente las prestaciones del adaptador tal y como muestra la figura 6-10. En ella se puede observar que el porcentaje de tramas perdidas es prácticamente idéntico al que se genera en la red cableada limitada a 2 Mbps.

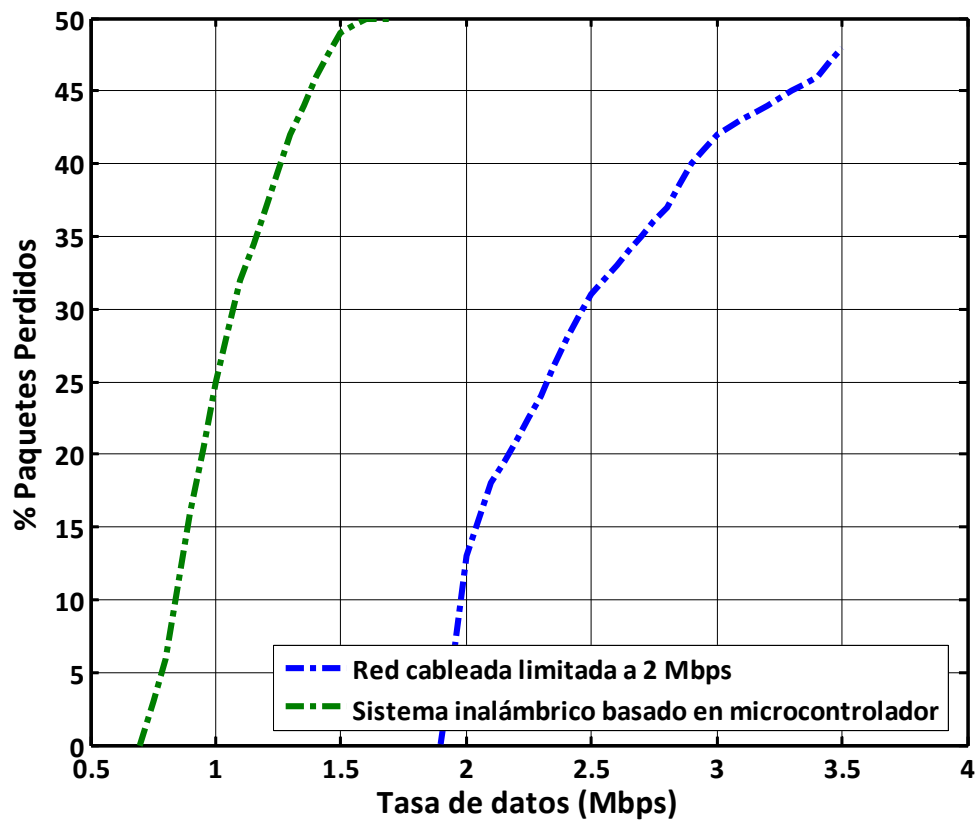


Figura 6-9. Porcentaje de paquetes perdidos en función de la tasa de datos UDP tanto para la red cableada como para la propuesta en este trabajo.

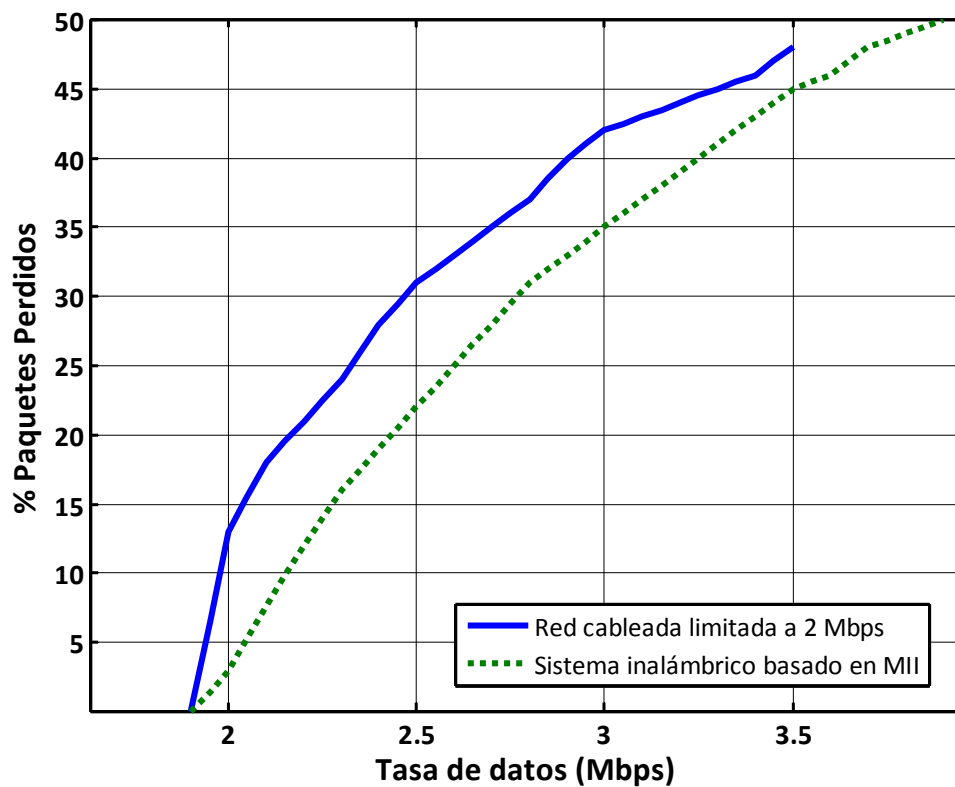


Figura 6-10. Porcentaje de paquetes perdidos en función de la tasa de datos UDP para la topología basada en MII.

6.3. Prototipo bicanal basado en leds RGB

Durante los últimos años, en el grupo de investigación donde se ha desarrollado esta tesis se han realizado varios prototipos de sistemas VLC destinados a ofrecer servicios de difusión de vídeo [Rufo09] [Rufo10]. Todos estos trabajos se caracterizan por emplear como dispositivos de emisión leds fosforescentes, que si bien son bastante baratos, limitan la tasa de datos del sistema a pocos MHz debido a la persistencia del fósforo. Los leds RGB son, *a priori*, una solución interesante para mejorar las prestaciones de estos sistemas, debido no sólo a que no poseen dicha limitación, sino además porque permitirían triplicar la tasa de datos excitando cada uno de los leds con señales independientes. Con el fin de demostrar la viabilidad de las técnicas WDM en el entorno inalámbrico, en este trabajo se ha realizado un prototipo que permite la implementación de un sistema bicanal, compuesto por un canal de alta velocidad para la transmisión de datos multimedia y otro de baja velocidad para la comunicación de redes de sensores o difusión de canales de audio. A pesar de que teóricamente es posible implementar hasta tres canales, el elevado solapamiento espectral que poseen las fuentes verde y azul requiere el uso de filtros ópticos de muy elevado coste, por lo que se ha optado por combinar ambos colores para implementar un mismo canal. La conexión con los PC se ha realizado a través de Ethernet y se ha empleado una *Single Board* de National Instruments tal como se muestra en la siguiente figura:

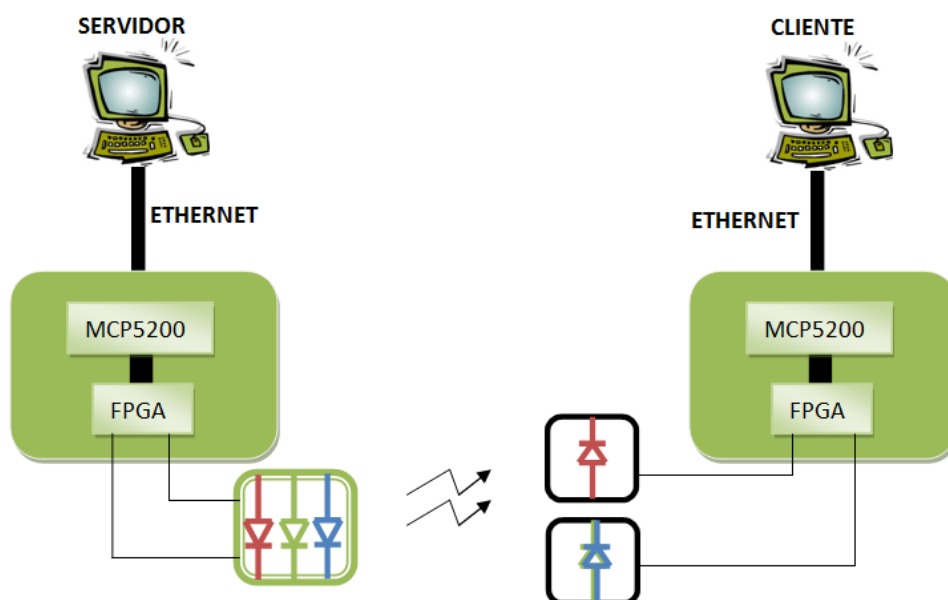


Figura 6-11. Topología del sistema bicanal basado en VLC.

El led rojo es utilizado para implementar el canal de alta velocidad, el cual posee un ancho de banda de 8 MHz sobre el que se pueden llegar a transmitir 3,2 Mbps empleando una codificación CR-DPPM. El PC posee un servidor de vídeo que genera tramas codificadas en MPEG2-TS con un *codec* de 800 Kbps y uno de audio de

256 Kbps. A pesar de que el segundo canal también podría haber sido de alta velocidad, en este diseño se ha optado por emplear los leds verde y azul para ofrecer un canal de baja velocidad, caracterizado por poseer un ancho de banda de 250 KHz, sobre el que se transmiten datos codificados en 4PPM a una velocidad de 125 Kbps. Sobre este canal se ha implementado una red de sensores compuesta por un nodo maestro, instalado en la *Single Board* del servidor, y 16 sensores integrados sobre la del cliente. El funcionamiento de la red se basa en la transmisión periódica de una trama *wake-up*, generada por el nodo maestro, que al ser detectada por los sensores genera la transmisión de sus datos capturados empleando técnicas TDMA. Al conectarse a la red, el nodo maestro asigna al sensor un *slot* de 25 ms de duración, que son empleados para transmitir en infrarrojo un paquete de 16 o 24 bits según haya sido especificado en la trama de *wake-up*.

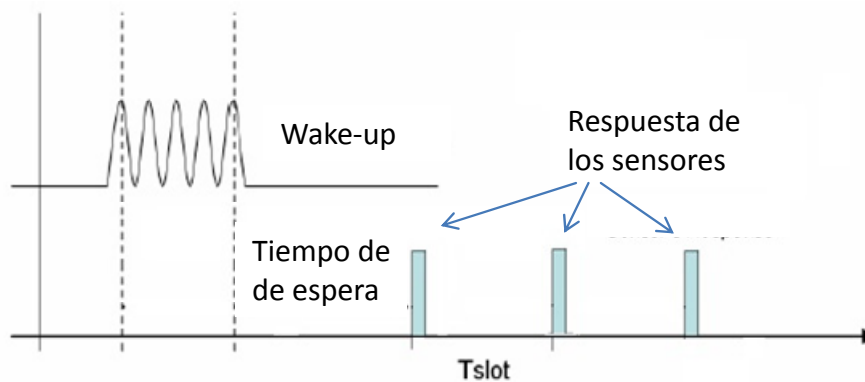


Figura 6-12. Protocolo TDMA usado en la red de sensores.

La figura 6-13 muestra la configuración final del sistema en la que se pueden apreciar los filtros para eliminar la radiación del IR y el otro canal en el enlace de bajada, y el de bloqueo de visible en el de subida.

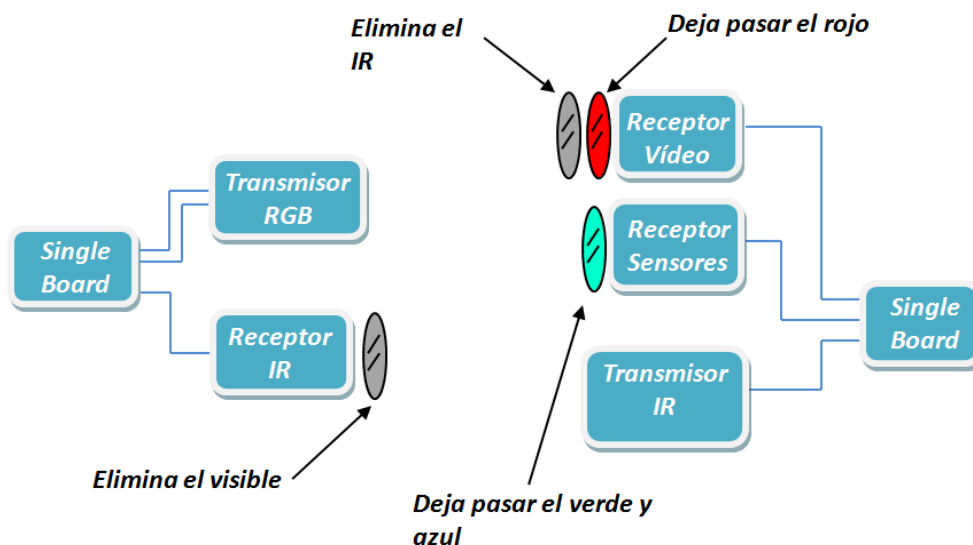


Figura 6-13. Topología final del sistema bicanal implementado.

En la siguiente figura se muestran las características de los filtros ópticos de Edmund Optics empleados, mientras que en las Tabla 6-3 y Tabla 6-4 se presentan las medidas de atenuación y de relación señal a interferencia existente en cada uno de los canales.

Modelo	Longitud de onda de corte	Banda de paso	Banda eliminada
49-820	600 nm	400 nm – 580 nm	625 nm – 795 nm
64-985	600 nm	610 nm – 1650 nm	200 nm – 588 nm

Tabla 6-2. Características de los filtros ópticos utilizados.

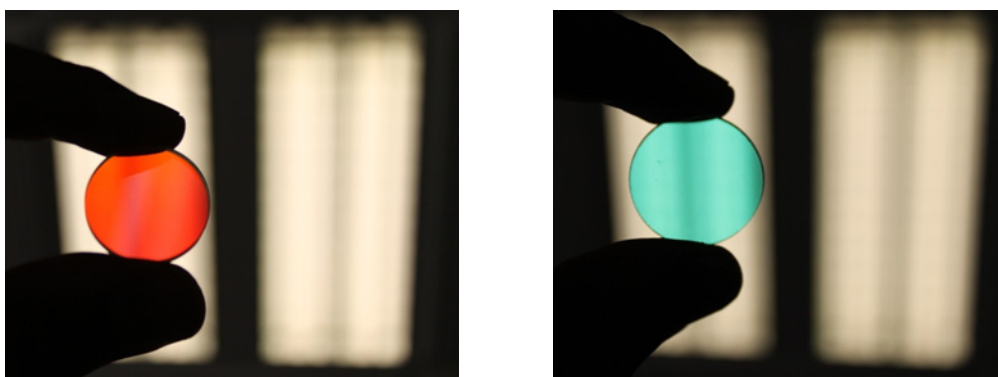


Figura 6-14. Características de los filtros ópticos empleados para separar los dos canales.

Filtro	Atenuación
Rojo	0,64 dB
Verde-Azul	3,09 dB
Infrarrojo	1,05 dB

Tabla 6-3. Medidas de atenuación de los filtros ópticos utilizados.

Canal	Relación señal a interferencia (SIR)
Rojo	Muy elevada
Verde-Azul	14,53 dB
Infrarrojo	13,15 dB

Tabla 6-4. Medidas de la relación señal a ruido en cada uno de los canales.

Si bien las medidas de atenuación son bastante elevadas, no son un factor limitante ya que, en la mayoría de los casos, los sistemas VLC se caracterizan por emitir una alta potencia óptica que permite a la lámpara desempeñar su función como dispositivo de iluminación. Las Figura 6-15 y Figura 6-16 muestran las señales de cada

uno de los canales tras ser filtradas, preamplificadas y amplificadas en la cadena de recepción.

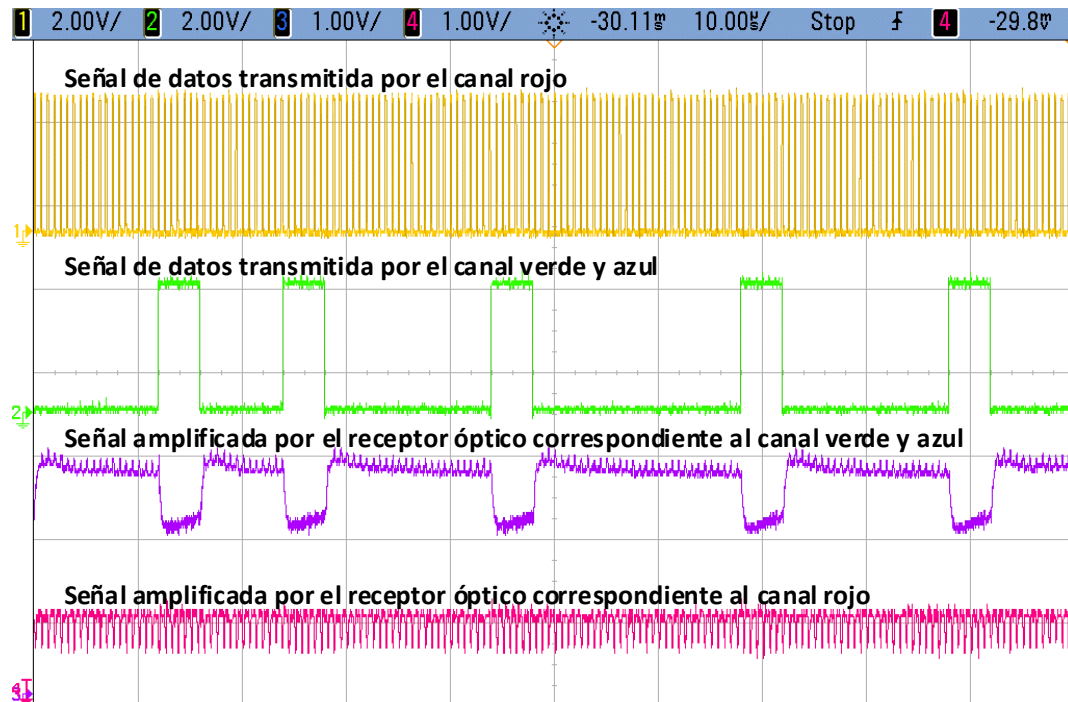


Figura 6-15. Señales en el dominio temporal de los dos canales tras ser filtradas.

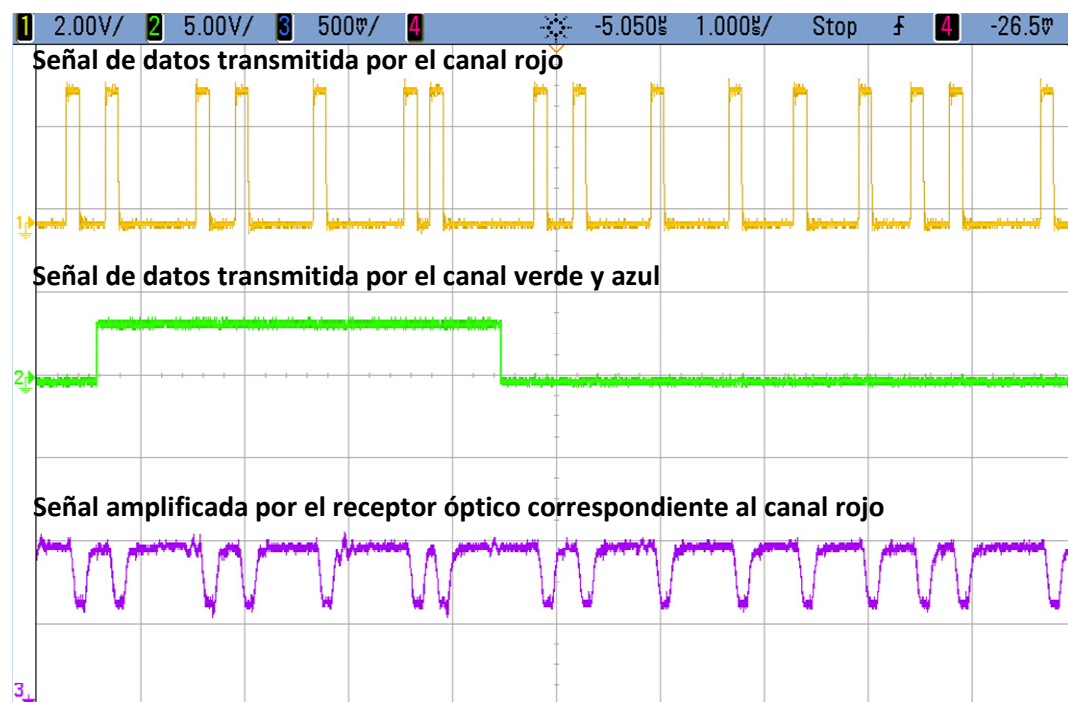


Figura 6-16. Representación de la señal del canal de alta velocidad tras ser filtrada con una menor escala temporal.

6.4. Seguridad en los sistemas VLC

Como es bien sabido las comunicaciones ópticas no guiadas poseen una ventaja competitiva frente a los sistemas de RF en cuanto a seguridad se refiere. Sin embargo, el hecho de que la radiación quede confinada dentro de la habitación no elimina por completo la posibilidad de que se realicen escuchas no deseadas de los datos transmitidos. Este hecho se contempla en el recientemente publicado estándar de VLC [IEEE802.15.7-2011], en el que, si bien se propone el uso de algoritmos de clave simétrica y se hace mención a las limitaciones de coste y duración de la batería existentes, no queda bien especificado el algoritmo a emplear. En este trabajo se han explorado y estudiado las características de las soluciones comúnmente empleadas en la capa MAC por los sistemas de radiofrecuencia, tales como WPA (*WiFi Protected Access*) o WEP (*Wired Equivalent Privacy*), o a nivel de aplicación como AES (*Advanced Encryption Standard*) o DES (*Data Encryption Standard*). Además, con el fin de mitigar las deficiencias encontradas en parámetros como los requerimientos hardware o la reducción del *throughput* del sistema, se ha propuesto una modificación de la codificación CR-DPPM en la que se afronta el problema en el nivel físico, sin aumentar considerablemente ni la complejidad del sistema ni los requerimientos hardware [Quintana11b].

Las codificaciones DPPM se basan en enviar la información modificando la distancia entre los pulsos. Para ello se divide el tiempo de símbolo en *slots*, seleccionando la próxima posición en función del símbolo anterior y los datos actuales [Delgado10]. La codificación propuesta consiste en modificar la tabla de generación del transmisor, de forma que la distancia de los pulsos no sólo dependa de los datos a transmitir, sino también del estado de un generador de código.

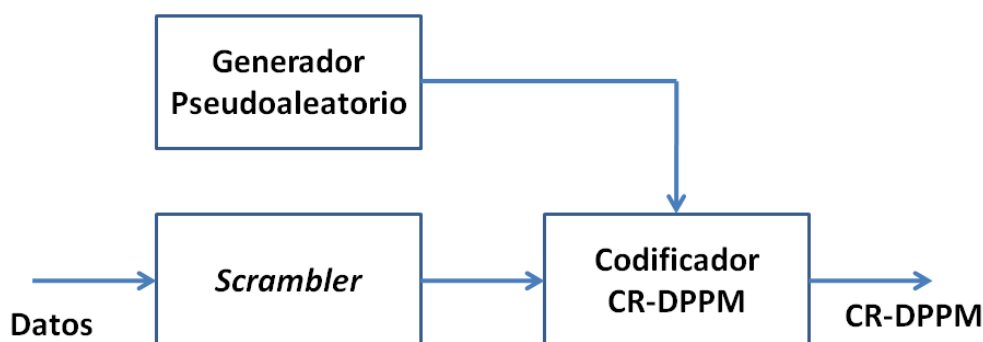


Figura 6-17. Diagrama de bloques del codificador con encriptación.

En el diagrama se puede observar la presencia de un *scrambler*, cuya finalidad principal es la de evitar que, ante largas secuencias de unos o ceros, se pierda la dependencia de la codificación con los datos. Este hecho dificulta al usuario no deseado la tarea de averiguar qué generador pseudoaleatorio se está empleando para modificar la tabla de distancias. La tabla 6-5 muestra una posible tabla para determinar el cálculo de distancias:

Datos	ESTADO			
	00	01	10	11
00	5	4 o 8	2 o 6	3 o 7
01	2 o 6	3 o 7	4 o 8	5
10	3 o 7	2 o 6	5	4 o 8
11	4 o 8	5	3 o 7	2 o 6

Tabla 6-5. Distancia entre pulsos para generar la codificación DPPM encriptada.

En lo que respecta a la detección, ya que ambos generadores pseudoaleatorios deben de estar sincronizados, se ha añadido al comienzo del paquete, además de una cabecera conocida de 1 byte, 2 bits de estado que se serán válidos durante todo el paquete. Con el objetivo de comparar la cantidad de recursos hardware necesarios se han implementado ambos módulos en lenguaje VHDL (*VHSIC Hardware Description Language*) y se han compilados para una *Spartan 3-A*. Además, se ha añadido en la tabla 6-6 las cantidades de CLB (*Configurable Logic Block*) necesarias para implementar los algoritmos WPA y AES, las cuales han sido publicadas en una investigación realizada por Sklavos *et al.* en 2005 [Sklavos05]:

Método de encriptación	Número de macroceldas utilizadas
CR-DPPM sin encriptación	8
CR-DPPM Encriptada	11
WPA	750
AES	323

Tabla 6-6. Utilización de recursos para la implementación de diferentes algoritmos de encriptación.

En la tabla se puede observar que la cantidad de recursos necesarios para implementar la codificación CR-DPPM encriptada es bastante inferior a los requeridos por un algoritmo AES o WPA. En cuanto a la fuerza de la encriptación, a pesar de que no se han realizado ataques específicos, *a priori*, es de esperar que la técnica propuesta en este trabajo sea más fácil de romper que las AES o WPA. Sin embargo, no se ha logrado decodificar ningún paquete correctamente al intentar capturar datos utilizando un monitor de red con otro usuario.

6.5. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se han mostrado las medidas que demuestran la validación de los estudios realizados en esta tesis. En la primera parte, se ha presentado el funcionamiento de una red de sensores distribuida basada en técnicas de salto en el tiempo. Además, se han presentado medidas de *jitter* y tasas de error que demuestran las buenas prestaciones del sistema diseñado.

En cuanto al caso práctico de estudio, se realizaron medidas de la irradiancia en diferentes puntos de la mesa del pasajero y pruebas de funcionamiento, empleando tanto conexiones TCP para aplicaciones web, como UDP para la transmisión de datos en difusión. Basándose en los resultados obtenidos se puede afirmar que el sistema desarrollado para ofrecer servicios de entretenimiento en vuelo ha quedado validado. Además, se han presentado dos prototipos realizados durante el desarrollo de este trabajo. El primero demuestra la ventajas que ofrece el uso de técnicas WDM sobre leds RGB en sistemas VLC, mientras que el segundo presenta los posibles algoritmos de encriptación a utilizar para mejorar la seguridad ya inherente de esta tecnología. De este último estudio se propone un algoritmo de encriptación, el cual mejora la seguridad sin aumentar drásticamente los requisitos hardware del sistema ni afectar de forma apreciable al *throughput* del sistema.

Capítulo 7: Conclusiones y líneas futuras

7.1. Conclusiones

A lo largo de este trabajo se ha explorado el uso de técnicas de salto en el tiempo para implementar sistemas ópticos no guiados. Si bien estos esquemas no han sido ampliamente empleados en sistemas RF comerciales, la ausencia de máscaras de potencia de emisión en el dominio óptico hace que se eliminen la mayoría de los inconvenientes de implementación relacionados con esta técnica de codificación.

En el campo de las comunicaciones ópticas no guiadas, y especialmente en las redes de sensores, la minimización del consumo y la complejidad de los dispositivos son dos de los principales objetivos de diseño, siendo en estos dos factores concretos en los que las técnicas de salto en el tiempo ofrecen un factor diferenciador frente a sus homólogas. Además, al igual que las técnicas de secuencia directa y de salto en frecuencia, las de salto en el tiempo se caracterizan por presentar una muy buena respuesta ante los fenómenos comunes en los canales ópticos no guiados, como la multipropagación o las interferencias de banda estrecha.

En el diseño de este tipo de sistemas se pueden diferenciar dos etapas independientes: la elección del tipo de codificación a emplear dentro de cada *slot* y la forma en que cada usuario selecciona los *chips* para realizar la transmisión. En cuanto a la primera, básicamente existen dos esquemas de codificación clásicos, y ahora estandarizados por el comité IEEE 802.15.7: la OOK, caracterizada por la simplicidad y la buena eficiencia espectral, y la PPM, la cual es capaz de mejorar la respuesta ante ruido blanco gaussiano e interferencia de banda estrecha, además de facilitar la tarea de sincronización del receptor. Una de las aportaciones de esta tesis consiste en modificar la codificación TH-2PPM con el objetivo de mejorar la respuesta del sistema ante el fenómeno de la multipropagación. En este trabajo se han demostrado las buenas prestaciones que ofrece esta propuesta, la cual alcanza su objetivo sin añadir complejidad adicional al sistema, ni requerir mayor ancho de banda.

En cuanto a los códigos empleados para seleccionar en qué *slot* realizar la transmisión, se han estudiado códigos MLS, Gold y OOC en situaciones tanto asíncronas como síncronas. En el primero de los casos, donde los usuarios comienzan sus transmisiones en instantes completamente aleatorios, se ha obtenido que los códigos OOC muestran menor probabilidad de colisión y, por tanto, menor probabilidad de error del sistema a causa de la interferencia multiusuario. Por su parte, en el entorno síncrono, las tres familias de códigos han permitido comunicaciones ortogonales siempre que se seleccione correctamente los estados iniciales de las familias basadas en registro de desplazamiento (MLS y Gold). Estas últimas se caracterizan por tener unas longitudes de código bastante inferiores a las de los códigos OOC, lo cual permite la generación de codificaciones THSS con una eficiencia espectral individual mayor.

Lograr comunicaciones síncronas no es una tarea sencilla, ya que es necesario no sólo que todos los símbolos de TH comiencen en el mismo instante de tiempo, sino que además todos los usuarios transmitan con el estado inicial de su generador en el mismo símbolo. Para lograrlo, en este trabajo se ha propuesto la emisión de un piloto de sincronismo adicional a la señal TH, el cual se basa en transmitir un pulso periódico en el primer *subslot* 0 de una codificación TH-2PPM modificada. Este hecho ofrece tres ventajas principales al sistema:

- La optimización en cuanto a consumo energético, ya que el consumo del piloto es equivalente al de un sistema en el que existe un único usuario adicional.
- La optimización en cuanto a eficiencia espectral, puesto que la transmisión se realiza en un *slot* no utilizado por los códigos MLS, y por tanto no requiere ancho de banda adicional.
- La ausencia de interferencias sobre la señal de TH.

A pesar de estas características, la mayor ventaja competitiva que ofrece la topología propuesta en esta tesis frente a los comúnmente utilizados códigos OOC, es el incremento de la eficiencia espectral de la codificación, llegándose a obtener mejoras de hasta en un factor de 1,5 para sistemas con peso tres. Este hecho es equivalente a afirmar que ante una limitación del ancho de banda de los conversores electroópticos determinada, un sistema TH-MLS sincronizado permitiría aumentar en un 50% la tasa de datos que podría ofrecer otro basado en códigos OOC. Además, se ha apreciado que dicha mejora se incrementa a medida que crece el peso del código. Este esquema de codificación puede ser utilizado para la implementación tanto de redes de sensores como de redes de datos de media/alta velocidad, siendo posible en ambos casos topologías centralizadas o distribuidas. Independientemente del modelo empleado, puede utilizarse bien técnicas puras de *time-hopping* en ambos canales, bien una técnica mixta (*downlink* según las propuestas del estándar para VLC y *uplink* con salto temporal).

Como caso práctico de estudio de esta tesis, se ha desarrollado un sistema para ofrecer servicios de entrenamiento en vuelo, que van desde la emisión de vídeo o audio en difusión, hasta la navegación por internet. Este diseño propone una topología novedosa basada en emplear la lámpara de lectura para ofrecer un enlace de bajada en visible, mientras que el canal de retorno se logra utilizando radiación infrarroja. Si bien la directividad que posee la lámpara de visible permite asegurar un enlace dedicado para cada usuario, esta misma premisa no se puede aplicar para el canal de subida, por lo que es necesario el uso de técnicas de acceso al medio para evitar colisiones entre los diferentes usuarios. Bajo este escenario, los esquemas de salto en el tiempo se presentan como una solución muy interesante para implementar el canal de subida en IR debido a la simplicidad y la reducción de consumo que ofrecen. Además, el uso de esta técnica de codificación minimiza el efecto del fenómeno de la multipropagación y presenta una buena respuesta ante interferencias de banda estrecha producidas por otras fuentes de iluminación.

7.2. Líneas futuras

A continuación se proponen las líneas de investigación relacionadas con los principales aspectos tratados durante esta tesis:

- Explorar otras técnicas de codificación multinivel que mejoren la baja eficiencia espectral de cada usuario. Analizando las características temporales de las señales de salto en el tiempo se puede apreciar claramente como la gran mayoría del tiempo de símbolo de TH la señal está a nivel bajo, mientras que en el *slot* seleccionado por el código se transmite señal con unos valores instantáneos bastante elevados. Ya que en este trabajo se ha propuesto la detección a nivel de *chip*, una línea de investigación a desarrollar en el futuro sería el estudio de cómo aprovechar estas características temporales para introducir codificaciones multinivel que permitan mejorar la eficiencia espectral de las codificaciones THSS.
- Estudiar algoritmos dinámicos que permitan emplear canales no utilizados para aumentar la tasa de transmisión individual de cada usuario. Una situación común, especialmente en redes de sensores, es la transmisión esporádica de un nodo estando apagados la mayoría de los demás. Evidentemente eso genera una ineficiencia del sistema que podría ser corregida en sistemas centralizados, donde el nodo de control o maestro no sólo transmita el piloto de sincronismo, sino que además tenga la capacidad de asignar dinámicamente códigos no utilizados.

A pesar de que el aumento de la complejidad del nodo esclavo no sería excesivo (únicamente deben introducirse conversores series-paralelo y duplicar o triplicar la cadena de transmisión), la necesidad de implementar

un canal de gestión puede que incremente en exceso la complejidad del sistema.

- Mejorar el piloto de sincronismo. En el capítulo 4 se demostró analíticamente que en un entorno de aplicación de una habitación de 5x3x3, las variaciones de retardo debido a diferentes posiciones de los nodos esclavos limitan la máxima frecuencia de *chip* del sistema. Si bien este hecho no es un factor crítico en redes de sensores, sí que lo es en redes de datos de media/alta velocidad. Una posible solución para mitigar este problema radica en aplicar algoritmos de localización basados en el cálculo de los ángulos de incidencia en el receptor, como los propuestos en el estándar VLC, o bien simplificar el problema estimando la distancia en función de la potencia óptica recibida en cada pulso. Una vez calculadas, la estimación de las correcciones temporales en los instantes de comienzo de los símbolos serían triviales.
- Optimizar la propagación del piloto en redes de datos distribuidas. En esta tesis se partió de la hipótesis de que existe visión entre todos los nodos de la habitación. Sin embargo, ¿cómo se podría propagar el piloto en situaciones donde existan nodos ocultos?. Una posible solución podría ser la introducción de un modo de funcionamiento adicional conocido como repetidor. Además, será necesario introducir algoritmos de gestión y un sistema de toma de decisiones distribuido que reaccione ante diferentes eventos de la red.
- Mejorar la conectividad del adaptador diseñado para ofrecer servicios de entretenimiento en vuelo. La solución Ethernet posee como ventajas principales la transparencia y la sencillez, sin embargo, un adaptador basado en un puerto USB podría ser más genérico, ya que muchos dispositivos móviles no poseen puerto Ethernet, y además reduciría el tamaño del adaptador y posiblemente el consumo.
- Realizar estudios de fortaleza del algoritmo de encriptación diseñado sobre la codificación CR-DPPM. Será necesario estudiar los métodos de ataque más comunes para, una vez obtenidos los tiempos aproximados de ruptura, realizar una comparativa con los de los algoritmos comúnmente empleados por los sistemas de comunicación comerciales.
- Explorar el uso de técnicas de salto en el tiempo sobre dispositivos de iluminación de nueva generación. A pesar de que en la actualidad tecnologías como los OLED o los leds de cavidad resonante no se están empleando ampliamente para comunicaciones, el mercado de la iluminaria evoluciona constantemente. Sería muy interesante estudiar cómo responden estos dispositivos ante señales con las características temporales de las técnicas de salto en el tiempo y analizar la viabilidad de usar estos emisores para implementar este tipo de sistemas.

7.3. Publicaciones derivadas

7.3.1. Revistas internacionales

"Time-Hopping Spread-Spectrum System for wireless optical communications". IEEE Transactions on Communication Electronics. 2009.

"VLC Systems for Optical Video Transmission". Microwave & Optical Technology Letters. 2010.

"Experimental evaluation of video transmission Through LED illumination devices". IEEE Transactions on Consumer Electronics. 2010

"Design and Implementation of an Ethernet-VLC Interface for Broadcast Transmissions". IEEE Communications Letters. 2010.

7.3.2. Congresos internacionales

"Illumination Interference Reduction System for VLC Communications". WSEAS-F&B. 2009.

"VLC System For Optical Wireless Sensor Networking". Proceedings ESA Wireless Sensor Networks for Space Applications Workshop. Grecia. 2009.

"Considerations on modulations and protocols suitable for visible light communications (VLC) channels". IEEE International Conference on Consumer Electronics 2011. USA. 2011.

"Visible Light Communication Systems for Passenger In-Flight Data Networking". IEEE International Conference on Consumer Electronics 2011. USA. 2011.

"Ethernet to Visible-Light Communications Adapter for In-Flight Passenger Data Networking". IEEE International Conference on Wireless Communications and Networks 2011(CWCN2011). China. 2011.

7.3.3. Congresos nacionales

"Sistema THSS para comunicaciones ópticas no guiadas compatible con enlaces IrDA". XXII *Symposium* de la URSI. Tenerife. 2007.

"Sistema VLC para transmisión de video". VI Reunión Española de Optoelectrónica (Optoel). Málaga. 2009.

"Diseño e implementación de un sistema de comunicaciones ópticas no guiadas para redes CANBUS". VI Reunión Española de Optoelectrónica (Optoel). Málaga. 2009.

"Modelo de Interferencias de Lámparas Incandescentes para Comunicaciones Ópticas no Guiadas". XXIV *Symposium* de la URSI. Santander. 2009.

"Sistema de reducción de interferencias por iluminación en comunicaciones VLC". XXIV *Symposium* de la URSI. Santander. 2009.

"PPM Diferencial con Throughput Constante Para Comunicaciones Ópticas Visibles". XXIV *Symposium* de la URSI. Santander. 2009.

7.3.4. Artículos remitidos pendientes de revisión

"Security considerations on VLC communications systems" remitido a EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2012.

"Reading Lamp-Based Visible Light Communication In-Flight Data Access" remitido a IEEE Transactions on Communications Electronics. 2012.

Bibliografía

[Acolatse11] K. Acolatse, Y. Bar-Ness, S. KateWilson; "Novel Techniques of Single-Carrier Frequency-Domain Equalization for Optical Wireless Communications"; EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2011, n. 4, 2011.

[ANSI07] American National Standards Institute; "ANSI Z136.1- Safe Use of Lasers"; 2007.

[Ahmed07] Q. Z. Ahmed, Y. Lie-Liang; "Performance of Hybrid Direct-Sequence Time-Hopping Ultrawide Bandwidth Systems in Nakagami-M Fading Channels"; IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) 2007, pp. 1 - 5, 2007.

[Akl10] A. Akl, T. Gayraud, P. Berthou; "Investigating Several Wireless Technologies to Build a Heterogeneous Network for the In-Flight Entertainment System inside an Aircraft Cabin"; 6th International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC) 2010, pp. 532 - 537, 2010.

[Amnizaded-Gohari06] A. Aminzadeh-Gohari, M. R. Pakravan; "Analysis of power control for indoor wireless infrared CDMA communication"; 25th IEEE International Performance, Computing, and Communications Conference (IPCCC) 2006, pp. 297- 302, 2006.

[An09] S. An, Y. Son, Y. Won, S. Han; "Visible LED Wireless Optical Transmission in Optical Access Network using Electroabsorption Transceiver"; In Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition, vol. 2009-Supplement, pp. 1 - 6, 2009.

[ATENAA] <http://www.atenaa.org/>.

[Armstrong09] J. Armstrong; "OFDM for Optical Communications"; IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 27, iss. 3, pp. 189 - 204, 2009.

[Atzori10] L. Atzori, A. Iera, G. Morabito, "The Internet of Things: A survey Computer Communications"; Editorial: Elsevier, ISSN: 0140-3664, 2010.

[Azizoglu92] M. Azizoglu, J. A. Salehi, Y. Li; "Optical CDMA via temporal codes"; IEEE Transactions on Communications, vol. 40, iss. 7, pp. 1162 - 1170, 1992.

[Batra03] A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak, *et al.*; "TI Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a"; IEEE P802.15-03/142r2-TG30, 2003.

[Barret00] T. W. Barrett; "History of UltraWideBand (UWB) Radar&Communications: Pioneers and Innovators"; Progress In Electromagnetics Symposium (PIERS) 2000, USA, 2000.

[Barry93] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, D. G. Messerschmitt; "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels"; IEEE Journal on Selected Areas on Communications, vol. 11, pp. 367 -379, 1993.

[Benedetto04] M. Di Benedetto, G. Giancola; "Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals"; Prentice Hall, ISBN-10: 0131480030, 2004.

[Berkeley] <http://iss.bu.edu/jbc/Publications/publications.html>.

[Boucoulalas05] A. C. Boucouvalas; "Challenges in Optical Wireless Communications"; Optics & Photonics News, vol. 16, iss. 9, pp. 36 - 39, 2005.

[Bouchet10] O. Bouchet, P. Porcon, M. Wolf, L. Grobe, J. W. Walewski, S. Nerreter, K. Langer, L. Fernández, J. Vučić, T. Kamalakis, G. Ntogari, E. Gueutier; "Visible-light communication system enabling 73 Mb/s data streaming"; IEEE GLOBECOM Workshops 2010, pp. 1042 - 1046, 2010.

[Brown99] P. A. Brown; "Digital PowerLine (DPL) and Aircraft Communication Systems"; Nor.web, Nortel Networks and United Utilities Company, 1999.

[Canadeo03] C. M. Canadeo, M. A. Temple, R. O. Baldwin, R. A. Raines; "Code selection for enhancing UWB multiple access communication performance using TH-PPM and DS-BPSK modulations"; IEEE Wireless Communications and Networking (WCNC) 2003, vol. 1, pp. 678 - 682, 2003.

[Carruthers00] J. B. Carruthers, J. M. Kahn; "Angle Diversity for Nondirected Wireless Infrared Communication"; IEEE Transactions on Communications, vol. 48, n. 6, pp. 960 - 969, 2000.

[Casio12] <http://www.casio.com/news/content/3DBFEDAD-20B3-4F70-9A22-D9D818094976/>.

[Chau10] J. Chau, K. Matarese, T. D. C. Little; "IP-Enabled LED Lighting Supporting Indoor Mobile and Wireless Communications"; 8th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications and Services, 2010.

[Conroy99] J. T. Conroy, J. L. LoCicero, D. R. Ucci; "Communication techniques using monopulse waveforms"; IEEE Conference Proceedings Military Communications (MILCOM) 1999, vol. 2, pp. 1181 - 1185, 1999.

[Craford92] M. Craford; "Leds challenge the incandescents"; IEEE Circuits and Devices Magazine, vol. 8, pp. 24 - 29, 1992.

[Cui09] K. Cui, G. Chen, Q. He, Z. Xu; "Indoor optical wireless communication by ultraviolet and visible light"; Proc. of SPIE, vol. 7464, 74640D, 2009.

[Debono08] C. J. Debono, R. A. Farrugia; "Optimization of the UMTS Network Radio Coverage On-board an Aircraft"; IEEE Aerospace Conference 2008, pp. 1 - 7, 2008.

[Debono09] C. J. Debono, K. Chetcuti, S. Bruillot; "802.11a channel parameters characterization on board a business jet"; IEEE Aerospace conference 2009, pp. 1 - 9, 2009.

[Degardin10] V. Degardin, E. P. Simon, M. Morelle, M. Liénard, P. Degauque, I. Junqua, S. Bertuol; "On the possibility of using PLC in aircraft"; IEEE International Symposium Power Line Communications and Its Applications 2010 (ISPLC2010), pp. 337 - 340, 2010.

[Delgado02] F. Delgado; "Contribución al Estudio de las Comunicaciones Ópticas Difusas en Interiores Mediante Señales de Espectro Ensanchado por Salto en Frecuencia"; Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 2002.

[Delgado10] F. Delgado, I. Quintana, J. Rufo, J. A. Rabadan, C. Quintana, R. Perez-Jimenez; "Design and Implementation of an Ethernet-VLC Interface for Broadcast Transmissions", IEEE Communications Letters, vol. 14, n. 12, 2010.

- [Demirkol06] I. Demirkol, C. Ersoy, F. Alagöz; "MAC protocols for wireless sensor networks: a survey Export"; IEEE Communications Magazine, vol. 44, n. 4, pp. 115-121, 2006.
- [Diab10] W. W. Diab, M. J. Teener, Y. Kim; "Method and system for vehicular power distribution utilizing power over ethernet in an aircraft"; Patente americana, nº us 2010/0187903, 2010.
- [Dimitrov09] S. Dimitrov, R. Mesleh, H. Haas, M. Cappitelli, M. Olbert, E. Bassow; "On the SIR of a cellular infrared optical wireless system for an aircraft"; IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 27, iss. 9, pp. 1623 - 1638, 2009.
- [DO-160E] DO-160: Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, Version E. Radio Technical Commission for Aeronautics (RTCA) Inc., 2004.
- [Drost10] R. J. Drost, B. M. Sadler; "Constellation design for color-shift keying using billiards algorithms"; IEEE GLOBECOM Workshops 2010, pp. 980 - 984, 2010.
- [Elgala09] H. Elgala, R. Mesleh, H. Haas; "Indoor broadcasting via white LEDs and OFDM"; IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 55, iss. 3, pp. 1127 - 1134, 2009.
- [Elgala11] H. Elgala, R. Mesleh, H. Haas; "Indoor Optical Wireless Communication: Potential and State-of-the-Art"; IEEE Communications Magazine, vol. 49, iss. 9, pp. 56 - 62, 2011.
- [Elgezabal10] O. Elgezabal, A. Sanz; "Modeling & simulating power line communications on civil aircraft: First steps"; IEEE/AIAA 29th Digital Avionics Systems Conference 2010 (DASC 2010), pp. 5.B.5-1 - 5.B.5-16, 2010.
- [EMTEQ] http://www.emteq.com/cmsdocuments/EMTEQ_D100-0424-0220.pdf.
- [Farrell98] T. O'Farrell, M. Kiatweerasakul; "Performance of a spread spectrum infrared transmission system under ambient light interference"; The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998, vol. 2, pp. 703 - 707, 1998.
- [FlightGlobal11] <http://www.flightglobal.com/news/articles/wi-fi-interference-with-honeywell-avionics-prompts-boeing-354179/>.
- [Forouzan02] A. R. Forouzan, J. A. Salehi, M. Nasiri-Kenari; "Frame Time-Hopping Fiber-Optic Code-Division Multiple Access Using Generalized Optical Orthogonal Codes"; IEEE Transactions On Communications, vol. 50, n. 12, pp. 1971 - 1983, 2002.
- [Garrido-Balsells05] J. M. Garrido-Balsells, A. García-Zambrana, A. Puerta-Notario; "Rate-adaptive transmission schemes in the context of runlength-limited codes for optical wireless communications"; IEEE Communications Letters, vol. 9, iss. 9, pp. 787 - 789, 2005.
- [Gfeller79] F. R. Gfeller, U. Bapst; "Wireless in-house communication via diffuse infrared radiation"; Proceedings of the IEEE, vol. 67, iss. 11, pp. 1474 - 1486, 1979.
- [Ghaffari08] B. M. Ghaffari, M. D. Matinfar, J. A. Salehi; "Wireless Optical CDMA LAN: Digital Design Concepts"; IEEE Transactions on Communications, vol. 56, n. 12, pp. 2145 - 2155, 2008.
- [Ghaffari09] B. M. Ghaffari, M. D. Matinfar, J. A. Salehi; "Wireless optical CDMA LAN: digital implementation analysis"; IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 27, iss. 9, pp. 1676 - 1686, 2009.
- [González05] O. González, S. Rodríguez, R. Perez-Jimenez, B. R. Mendoza, A. Ayala; "Error Analysis of the Simulated Impulse Response on Indoor Wireless Optical Channels Using a Monte Carlo-Based Ray-Tracing Algorithm"; IEEE Transaction on Communications, vol. 53, n. 1, pp. 124 - 130, 2005.
- [González05b] O. González, R. Perez-Jimenez, S. Rodríguez, J. Rabadán, A. Ayala; "OFDM over the indoor wireless optical channel", IEE Proceedings-Optoelectronics, vol. 152, iss. 4, pp. 199 - 204, 2005.

- [Griner06]** U. N. Griner, S. Arnon; "Multiuser Diffuse Indoor Wireless Infrared Communication Using Equalized Synchronous CDMA"; IEEE Transactions On Communications, vol. 54, n. 9, pp. 1654 - 1662, 2006.
- [Guerra-Medina11]** M. F. Guerra-Medina, B. Rojas-Guillama, O. Gonzalez, J. A. Martin-Gonzalez, E. Poves, F. J. Lopez-Hernandez; "Experimental optical code-division multiple access system for visible light communications"; Wireless Telecommunications Symposium (WTS) 2011, pp. 1 - 6, 2011.
- [Guerrero-Zapata09]** M. Guerrero-Zapata, R. Zilan, J. M. Barceló-Ordinas, K. Bicakci, B. Tavli; "The future of security in Wireless Multimedia Sensor Networks: a position paper"; Telecommunications System Journal (Springer), in Special Issue "Secure Multimedia Services", vol. 45, n. 1, pp. 77 - 91, 2010.
- [Haigh12]** P. A. Haigh, T. T. Son, E. Bentley, Z. Ghassemlooy, H. Le Minh, L. Chao; "Development of a Visible Light Communications system for optical wireless local area networks"; Computing, Communications and Applications Conference (ComComAp) 2012, pp. 351 - 355, 2012.
- [Hajjarian09]** Z. Hajjarian, M. Kavehrad, J. Fadlullah; "Analysis of Wireless Optical Communications Feasibility in Presence of Clouds Using Markov Chains"; IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 27, n. 9, pp. 1526 - 1534, 2009.
- [Hammons04]** A. R. Hammons; "Effects of partial-band jamming on space-time coded systems"; IEEE Military Communications Conference (MILCOM) 2004, vol. 3, pp. 1623 - 1627, 2004.
- [Hashemi94]** H. Hashemi, G. Yun, M. Kavehrad, F. Behbahani, P. Galko; "Indoor propagation measurements at infrared frequencies for wireless local area networks applications"; IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 43, pp. 562 - 576, 1994.
- [Hauske10]** M. Hauske, F. K. Jondral; "Characterization of wireless optical indoor channels"; Photonics Global Conference (PGC) 2010, pp. 1 - 5, 2010.
- [Hauske11]** M. Hauske; F. Robel, F. K. Jondral, M. Ihle; "Real-time realization of interference suppression for robust wireless optical communication"; Digital Signal Processing Workshop and IEEE Signal Processing Education Workshop (DSP/SPE) 2011, pp. 482 - 487, 2011.
- [Hoctor02]** R. Hoctor, H. Tomlinson; "Delay-Hopped Transmitted-Reference RF Communications"; IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies 2002, Digest of Papers, pp. 265 - 269, 2002.
- [Holmes92]** A.S. Holmes, R. R. A. Syms; "All-optical CDMA using 'quasi-prime' codes"; IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 10, iss. 2, pp. 279 - 286, 1992.
- [Hrnilovic04]** S. Hrnilovic; "Wireless Optical Communication System"; Springer, New York, 2004.
- [Huh02]** H. Huh, J. Y. Kim; "Performance of a multicarrier DS/CDMA system with successive interference cancellation"; European Transactions on Telecommunications, vol. 13, n. 3, pp. 237 - 243, 2002.
- [ICG]** http://www.icg.aero/Product_Detail.aspx?ID=232.
- [IEC07]** IEC 60825-1; "Safety of laser products - Part 1: Equipment classification and requirements"; International Electrotechnical Commission, 2007.
- [IEEE802.11-97]** "IEEE 802.11 Draft 6.1 of the IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification", 1997.
- [IEEE802.15.3-2009]** "IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension", pp. c1 - 187, 2009.

- [IEEE 802.15.4b] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4d.html>.
- [IEEE802.15.7-2011] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light"; pp. 1 - 309, 2011.
- [Inmarsat] www.inmarsat.com.
- [IrDA] "Infrared Data Association". <http://www.irda.org>.
- [Iwasaki08] S. Iwasaki, C. Premachandra, T. Endo, T. Fujii, M. Tanimoto, Y. Kimura; "Visible Light Road-to-Vehicle Communication Using High-Speed Camera"; IEEE Intelligent Vehicles Symposium, pp. 13 - 18, 2008.
- [Jivkova04] S. Jivkova, B. A. Hristov, M. Kavehrad; "Power-Efficient Multi-Spot-Diffuse Multi-Input-Multi-Output Approach to Broad-Band Optical Wireless Communications"; IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 53, iss. 3, pp. 882 - 889, 2004.
- [Jurado-Navas11] A. Jurado-Navas, J. M. Garrido Balsells, J. F. París, M. Castillo-Vázquez, A. Puerta-Notario; "General analytical expressions for the bit error rate of atmospheric optical communication systems"; Optics Letters, vol. 36, iss. 20, pp. 4095 - 4097, 2011.
- [Jouny92] I. Jouny; "Wavelet decomposition of UWB radar signals"; IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 2, pp. 1132 - 1135, 1992.
- [Kahn97] J. R. Barry; "Wireless Infrared Communications"; Kluwer Academic Publishers, Boston, EEUU, 1994.
- [Kahn95] J. M. Kahn, W. J. Krause, J. B. Carruthers; "Experimental characterization of nondirected indoor infrared channels"; IEEE Transactions on Communications, vol. 43, pp. 1613 - 1623, 1995.
- [Kahn97] J. M. Kahn, J. R. Barry; "Wireless infrared communications"; Proceedings of the IEEE, vol. 85, pp. 265 - 298, 1997.
- [Kavehrad10] M. Kavehrad; "Sustainable energy-efficient wireless applications using light"; IEEE Communications Magazine, vol. 48, iss. 12, pp. 66 - 73, 2010.
- [Kedar04] D. Kedar, S. Arnon; "Urban optical wireless communication networks: the main challenges and possible solutions"; IEEE Transactions on Communications, vol. 42, n. 5, pp. S2 - S7, 2004.
- [Kehua11] S. Kehua, L. Jie, F. Hongbo; "Smart city and the applications"; International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC) 2011, pp. 1028 - 1031, China, 2011.
- [Komine03] T. Komine, M. Nakagawa; "Integrated system of white LED visible-light communication and power-line communication"; IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 49, iss. 1, pp. 71 - 79, 2003.
- [Komine04] T. Komine, M. Nakagawa; "Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 50, n. 1, pp. 100 - 107, 2004.
- [Kumar04] M. S. Kumar; "Asynchronous BPPM OCDMA systems with trellis-coded modulation"; IEEE Proceedings Optoelectronics, vol. 151, iss. 4, pp. 193 - 201, 2004.
- [Khazraei07] S. Khazraei, M. R. Pakravan; "Power Control Analysis for Indoor Wireless Infrared CDMA networks using BPPM"; IEEE International Conference on Telecommunications and Malaysia International Conference on Communications (ICT-MICC) 2007, pp. 402 - 406, 2007.
- [Larger08] K. D. Langer, J. Grubor, O. Bouchet, M. El Tabach, J. W. Walewski, S. Randel, M. Franke, S. Nerreter, D. C. O'Brien, G. E. Faulkner, I. Neokosmidis, G. Ntogiari, M. Wolf; "Optical wireless communications for broadband access in home area networks"; 10th Anniversary International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON) 2008, vol. 4, pp. 149 - 154, 2008.

- [Lee11] K. Lee, H. Park; "Modulations for Visible Light Communications With Dimming Control"; IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, iss. 16, pp. 1136 - 1138, 2011.
- [Lee11b] K. Lee, H. Park, J. R. Barry; "Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications"; IEEE Communications Letters, vol. 15, n. 2, pp. 217 - 219, 2011.
- [Leenaerts07] D. Leenaerts, R. van de Beek, J. Bergervoet, H. Kundur, G. van der Weide; "WiMedia UWB technology: 480Mb/s wireless USB"; IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT) 2007; pp. 8 - 12, 2007.
- [Little08] T. D. C. Little, P. Dib, K. Shah, N. Barraford, B. Gallagher; "Using LED Lighting for Ubiquitous Indoor Wireless Networking"; IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications, pp. 373 - 378, Francia, 2008.
- [Lopez-Hernandez97] F. J. Lopez-Hernandez, M. J. Betancor; "DUSTIN: a novel algorithm for the calculation of the impulse response on IR wireless indoor channels"; Electronics Letters, vol. 33, n. 21, pp. 1804 - 1806, 1997.
- [Lopez-Hernandez98] F. J. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jimenez, A. Santamaria; "Modified monte-carlo scheme for high-efficiency simulation of the impulse response on diffuse IR wireless indoor channels"; IET Electronics Letters, vol. 34, iss. 19, pp. 1819 - 1820, 1998.
- [Lopez-Hernandez11] F. J. Lopez-Hernandez, G. Campo-Jimenez, E. Poves, J. A. Martin-Gonzalez; "LED jitter-induced limitation effects in the baud rate of VLC systems"; IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE) 2011, pp. 39 - 40, 2011.
- [LVX] <http://www.lvz-system.com/>
- [Marinos10] D. Marinos, C. Aidinis, N. Schmitt, J. Klaue, J. Schalk, T. Pistner, P. Kouro; "Wireless optical OFDM implementation for aircraft cabin communication links"; 5th IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC) 2010, pp. 465 - 470, 2010.
- [Martin-Gonzalez08] J. A. Martin-Gonzalez, E. Poves, F. J. Lopez-Hernandez; "Comparison between the performance of Algorithmic Optical Codes and Orthogonal Optical Codes in OCDMA systems", IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA) 2008, pp. 145 - 150, 2008.
- [Martin-Gonzalez09] J. A. Martin-Gonzalez, E. Poves, F. J. Lopez-Hernandez; "Random optical codes used in optical networks"; IET Communications, vol. 3, iss. 8, pp. 1392 - 1401, 2009.
- [Matsumoto08] Y. Matsumoto, T. Hara, Y. Kimura; "CMOS photo-transistor array detection system for visual light identification (ID)"; 5th International Conference on Networked Sensing Systems (INSS) 2008, pp. 99 - 102, 2008.
- [Mesleh11] R. Mesleh, H. Elgala, H. Haas; "Optical Spatial Modulation"; IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, vol. 3, iss. 3, pp. 234 - 244, 2011.
- [Mesleh11b] R. Mesleh, H. Elgala, H. Haas; "On the Performance of Different OFDM Based Optical Wireless Communication Systems", IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, vol. 3, n. 8, pp. 620 - 628, 2011.
- [Minh09] H. Le Minh, D. O'Brien, G. Faulkner, L. Zeng, K. Lee, D. Jung, Y. Oh, E. Won; "100-Mb/s NRZ Visible Light Communications Using a Postequalized White LED"; IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, iss. 15, pp. 1063 - 1065, 2009.
- [Mizukami11] M. Mizukami, H. Hozumi, J. Shiomori; "Visible light communication apparatus for in-flight entertainment system in aircraft cabin"; Patente Europea, nº EP 2 393 225 A1, Bulletin 2011/49, 2011.

- [Moreira95] A. J. C. Moreira, R. T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte; "Characterisation and Modelling of Artificial Light Interference in Optical Wireless Communication Systems"; Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Conference (PIMRC) 1995, Canada, 1995.
- [Moreira96] A. J. C. Moreira, R.T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte; "Performance of infrared transmission systems under ambient light interference"; IEE Proceedings Optoelectronics, vol. 143, iss. 6, pp. 339 - 346, 1996.
- [Murata] <http://www.murata-ps.com>.
- [Naanaa09] A. Naanaa, Z. Ben Jemaa, S. Belghith; "Average Collision Number Criterion for TH-UWB Code Selection"; Fifth International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC) 2009, pp. 122 - 127, 2009.
- [Narasimhan96] R. Narasimhan, M. D. Audeh, J. M. Kahn; "Effect of electronic-ballast fluorescent lighting on wireless infrared links"; IEE Proceedings-Optoelectronics, vol. 143, pp. 347 - 354, 1996.
- [Newaskac02] P. P. Newaskar, R. Blazquez, A. R. Chandrakasan; "A/D precision requirements for an ultra-wideband radio receiver"; IEEE Workshop on Signal Processing Systems (SIPS) 2002, pp. 270 - 275, 2002.
- [Niebla03] C. P. Niebla; "Coverage and capacity planning for aircraft in-cabin wireless heterogeneous networks"; IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC) 2003, vol. 3, pp. 1658 - 1662, 2003.
- [O'Brien08] D. O'Brien, G. E. Faulkner, S. Ziki, N. P. Schmitt; "High Data-Rate Optical Wireless Communications in Passenger Aircraft: Measurements and Simulations"; 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CNSDSP) 2008, pp. 68 - 71, 2008.
- [O'Brien10] D. O'Brien, H. Le Minh, G. Faulkner, M. Wolf, L. Grobe, J. Li, O. Bouchet; "High data-rate infra-red optical wireless communications: implementation challenges"; IEEE Globecom 2010 Workshop on Optical Wireless Communications, pp. 1047 -1051, 2010.
- [O'Brien11] D. O'Brien, H. Le Minh, G. Faulkner, M. Wolf, L. Grobe, J. Li, O. Bouchet; "High data-rate infra-red optical wireless communications:implementation challenges"; IEEE Globecom 2010 Workshop on Optical Wireless Communications, pp. 1047 - 1051, 2010.
- [OMEGA] OMEGA project."http://www.ict-omega.eu".
- [Osram] Disponible en: <http://catalog.osram-os.com/catalogue/catalogue.do?act=showBookmark&favOid=000000010000f4840001003a>.
- [Ouzzif07] M. Ouzzif; J. Le Masson; "Channel Capacity Statistical Analysis for Indoor Power Line Transmissions"; International Symposium on Signals, Systems and Electronics (ISSSE) 2007, pp. 575 - 578, 2007.
- [Park12] I. H. Park, Y. H. Kim, J. Y. Kim; "Interference mitigation scheme of visible light communication systems for aircraft wireless applications"; IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE) 2012, pp. 355 - 356, 2012.
- [Perez-Jimenez95] R. Perez-Jimenez, V. M. Melián, M. J. Betancor; "Analysis of multipath impulse response of diffuse and quasi-diffuse optical links for IR-WLAN"; Conference of the IEEE Computer and Communications Societies Bringing Information to People (INFOCOM) 1995, vol. 2, pp. 924 - 930, 1995.
- [Perez-Jimenez96] R. Perez-Jimenez, J. A. Rabadán, M. J. Betancor; "2Mbit/s FQPSK-2 modem for Infrared wireless LAN"; IEEE Electronics Letters, vol. 32, n. 20, pp. 1848 - 1849, 1996.
- [Perez-Jimenez00] R. Perez-Jimenez, J. Rabadán, F. J. López-Hernández; "Filtered Modulation schemes for Short Distance Infrared Wireless Communications", IEEE Transactions on Consumer Electronics vol. 46, n. 2, pp. 275 - 282, 2000.

- [Perez-Jimenez11] R. Perez-Jimenez, J. Rufo, C. Quintana, J. Rabadan, F. J. Lopez-Hernandez; "Visible light communication systems for passenger in-flight data networking"; IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE) 2011, pp. 445 - 446, 2011.
- [Potega98] P. H. Potega; "Advanced infrared (AIR): intra-cabin wireless data network"; The 17th AIAA/IEEE/SAE Digital Avionics Systems Conference (DASC) 1998, vol. 2, pp. G15/1 - G15/8, 1998.
- [Poves07] E. Poves, J. A. Martin-Gonzalez, F. J. Lopez-Hernandez; "Use of optical orthogonal codes for intra-spacecraft communications", ICTON Mediterranean Winter Conference (ICTON-MW) 2007, pp. 1 - 4, 2007.
- [Poves11] E. Poves, G. del Campo-Jimenez, F. J. Lopez-Hernandez; "VLC-based light-weight portable user interface for in-house applications", IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC) 2011, pp. 365 - 367, 2011.
- [Poves11b] E. Poves, J. A. Martin-Gonzalez, G. del Campo-Jimenez, F. J. Lopez-Hernandez; "Wireless sensor network based on OCDMA for closed environments"; IEEE Consumer Communications and Networking Conference 2011 (CCNC 2011), pp. 840 - 841, 2011.
- [Quintana09] C. Quintana, J. Rabadan, J. Rufo, F. Delgado, R. Perez-Jimenez; "Time-hopping spread-spectrum system for wireless optical communications"; IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 55, iss. 3, pp. 1083 - 1088, 2009.
- [Quintana11] C. Quintana, V. Guerra, J. Rufo, J. Rabadan, R. Perez-Jimenez; "Ethernet to Visible-Light Communications Adapter for In-Flight Passenger Data Networking", IEEE International Conference on Wireless Communications and Networks (CWCN) 2011, China, 2011.
- [Quitana11b] C. Quintana, J. Rufo, R. Perez-Jimenez, V. Guerra, J. Rabadan; "Security considerations on VLC communications systems" enviado a EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2012.
- [Rabadan00] J. Rabadán; "Contribución al Estudio de las Comunicaciones Ópticas Difusas de Alta Velocidad Mediante Señales de Espectro Ensanchado"; Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 2000.
- [Rabadan01] J. Rabadán, R. Pérez, S. Rodríguez, F. López; "Fundamentos de los sistemas del espectro ensanchado"; Colección Textos Universitarios, Gobierno de Canarias, 2001.
- [Roberts03] R. Roberts; "XtremeSpectrum CFP Document"; IEEE P802.15-03/153r8, 2003.
- [Rockwell] www.rockwellcollins.com.
- [Rodriguez02] S. Rodríguez, R. Pérez-Jiménez, F. J. López-Hernández, O. González, A. Ayala; "Reflection model for calculation of the impulse response on IR-wireless indoor channels using ray-tracing algorithm"; Microwave Optical Technology Letters, vol. 32, n. 4, pp. 296 - 300, 2002.
- [Romer04] K. Romer, F. Mattern; "The Design Space of Wireless Sensor Networks"; IEEE Wireless Communications, pp. 54 - 61, 2004.
- [Rufo09] J. Rufo, F. Delgado, C. Quintana, A. Perera, J. Rabadan, R. Perez-Jimenez; "Visible Light Communication Systems For Optical Video Transmission"; Microwave and Optical Technology Letters, vol. 52, n. 7, pp. 1572 - 1576, 2010.
- [Rufo10] J. Rufo, J. Rabadan, F. Delgado, C. Quintana, R. Perez-Jimenez; " Experimental evaluation of video transmission through LED illumination devices"; IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 56, iss. 3, pp. 1411 - 1416, 2010.
- [Rufo11] J. Rufo, C. Quintana, F. Delgado, J. Rabadan, R. Perez-Jimenez; "Considerations on modulations and protocols suitable for visible light communications (VLC) channels: Low and medium baud rate

indoor visible light communications links"; IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC) 2011, pp. 362 - 364, 2011.

[Salehi89] J. A. Salehi; "Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks-Part I: Fundamental Principles"; IEEE Transactions On Communications, vol. 37, n. 8, pp. 824 - 833, 1989.

[Salehi89b] J. A. Salehi, C. A. Brackett; "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. Part II. Systems performance analysis"; IEEE Transactions on Communications, vol. 37, pp. 834 - 842, 1989.

[Salehi07] J. A. Salehi; "Emerging OCDMA communication systems and data networks"; Journal Of Optical Networking, vol. 6, n. 9, pp. 1138 - 1178, 2007.

[Samsung] Disponible en: www.ecma-international.org/activities/Communications/tc47-2009-010.ppt

[Schmitt06] N. Schmitt, T. Pistner, C. Vassilopoulos, D. Marinos, A. Boucouvalas, M. Nikolitsa, C. Aidinis, G. Metaxas; "Diffuse Wireless Optical Link for Aircraft Intra-cabin Passenger Communication"; Proc. of 5th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP) 2006, Grecia, 2006.

[Scholtz82] R. A. Scholtz; "The Origen of Spread-Spectrum Communications"; IEEE Transactions on Communications, vol. 30, n. 5, pp. 822 - 854, 1982.

[Scholtz83] R. A. Scholtz; "Notes on Spread-Spectrum History"; IEEE Transactions on Communications, vol. 31, n. 1, pp. 82 - 84, 1983.

[Scholtz93] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation"; IEEE Military Communications Conference (MILCOM) 1993, vol. 2, pp. 447 - 450, 2003.

[Scholz98] RA Scholtz, N. Z. Win; "Impulse radio: How it works"; IEEE Communications Letters, vol. 2, iss. 2, pp. 36 - 38, 1998.

[Shalaby98] H. M. H. Shalaby; "Chip level detection in optical code division multiple access"; IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 16, pp. 1077 - 1087, 1998.

[Shrestha10] N. Shrestha, M. Sohail, C. Vipavakit, P. Saengudomlert, W. S. Mohammed; "Demonstration of Visible Light Communications Using RGB LEDs in an Indoor Environment"; International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) 2010, pp. 1159 - 1163, 2010.

[Sibanda09] A. Sibanda, M. Dlodlo; "A Hybrid Time-Hopping / Frequency-Hopping / Pulse-Shape-Hopping Ultra Wideband Multiple- Access Technique"; 1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology (Wireless VITAE) 2009, pp. 606 - 609, 2009.

[Sklavos05] N. Sklavos, G. Selimis, O. Koufopavlou; "FPGA implementation cost and performance evaluation of IEEE 802.11 protocol encryption security schemes"; Journal of Physics: Conference Series, vol. 10, pp. 361 - 364, 2005.

[Sodnik10] Z. Sodnik, B. Furch, H. Lutz; "Optical Intersatellite Communication"; IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 16, iss. 5, pp. 1051 - 1057, 2010.

[Stefan11] I. Stefan, H. Elgala, R. Mesleh, D. O'Brien, H. Haas; "Optical Wireless OFDM System on FPGA: Study of LED Nonlinearity Effects"; IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring) 2011, pp. 1 - 5, 2011.

[Strauss03] B. Strauss, M. G. Morgan; "Everyday Threats to Aircraft Safety"; Issues in Science and Technology, pp. 82 - 86, 2002.

- [**Tanaka03**] Y. Tanaka, T. Komine, S. Haruyama, M. Nakagawa; "Indoor Visible Light Transmission System Utilizing White LED Lights"; IEICE Transactions on Communications, vol. E86-B, n. 8, pp. 2440 - 2454, 2003.
- [**Tonello10**] A. M. Tonello, F. Versolatto, S. D'Alessandro; "Opportunistic Relaying in In-Home PLC Networks"; IEEE Globecom 2010, pp. 6 - 10, USA, 2010.
- [**Vickers91**] R. S. Vickers; "Ultra-wideband radar-potential and limitations"; IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 371 - 374, 1991.
- [**VLCC**] VLCC Web Site "http://www.vlcc.net/?ml_lang=en".
- [**Vučić10**] J. Vučić, C. Kottke, S. Nerreter, K. Langer, J. W. Walewski; "513 Mbit/s Visible Light communications Link Based on DMT-Modulation of a White LED"; IEEE Journal Of Lightwave Technology, vol. 28, n. 24, pp. 3512 - 3518, 2010.
- [**Vučić11**] J. Vučić, C. Kottke, K. Habel, K. D. Langer; "803 Mbit/s visible light WDM link based on DMT modulation of a single RGB LED luminary"; Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC) 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, pp. 1 - 3, 2011.
- [**WiMedia**] <http://www.wimedia.org>.
- [**Win97**] M. Z. Win, R. A. Scholtz; "Comparisons of analog and digital impulse radio for multiple-access communications"; International Conference on Communications, pp. 91 - 95, Canada, 1997.
- [**Win00**] M. Z. Win, R. A. Scholtz; "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications"; IEEE Transactions on Communications, vol. 48, n. 4, pp. 679 - 689, 2000.
- [**Wong03**] K. K. Wong, T. O'Farrell; "Spread spectrum techniques for indoor wireless IR communications"; IEEE Wireless Communications, vol. 10, iss. 2, pp. 54 - 63, 2003.
- [**Xiaomin02**] C. Xiaomin, S. Kiaei; "Monocycle shapes for ultra wideband system"; IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) 2002, vol. 1, pp. I-597 - I-600, 2002.
- [**Yang03**] L. Yang, G. B. Giannakis; "Digital-carrier multi-band user codes for baseband UWB multiple access"; IEEE Journal on Communications and Networks, vol. 5, n. 4, pp. 374 - 385, 2003.
- [**Yang03b**] L. Yang, G. B. Giannakis; "Low-Complexity Training for Rapid Timing Acquisition in Ultra Wideband Communications"; IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM) 2003, vol. 2, pp. 769 - 773, 2003.
- [**Yashima03**] H. Yashima, T. Kobayashi; "Optical CDMA With Time Hopping And Power Control For Multimedia Networks"; IEEE Journal Of Lightwave Technology, vol. 21, n. 3, 2003.
- [**Zhang04**] Z. Zhang, F. Zeng, L. Ge; "Time-Hopping Sequences With Zero Correlation Zone For Approximately Synchronized THSS-UWB Systems"; The Ninth International Conference on Communications Systems (ICCS) 2004, pp. 20 - 24, 2004.
- [**Zhou07**] J. Zhou, W. Yan; "Experimental investigation on the performance characteristics of white LEDs used in illumination application"; IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2007, pp. 1436 - 1440, 2007.

