

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA INDUSTRIAL



TESIS DOCTORAL

ESTUDIO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN Y
CODIFICACIÓN EN UN CONTEXTO
MULTIUSUARIO PARA COMUNICACIONES
ÓPTICAS NO GUIADAS MEDIANTE LUZ
VISIBLE

Marcos F. Guerra Medina

Tesis realizada para la obtención del grado de Doctor en Física e
Ingeniería por la Universidad de La Laguna

Supervisada por:
Dr. Oswaldo B. González Hernández

La Laguna
Marzo de 2017

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: **UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA**

En nombre de **MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA**

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ**

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **ERNESTO PEREDA DE PABLO**

20/03/2017 14:22:00

Oswaldo Bernabé González Hernández, profesor Titular de Universidad del Departamento de Ingeniería Industrial de la Universidad de La Laguna, en calidad de Director de la presente Tesis Doctoral,

AUTORIZA y da el visto bueno al depósito y la presentación para su defensa de la Tesis Doctoral titulada “Estudio de Técnicas de Modulación y Codificación en un Contexto Multiusuario para Comunicaciones Ópticas No Guiadas mediante Luz Visible” realizada por D. Marcos Fulgencio Guerra Medina.

Y para que así conste, se firma la presente autorización en La Laguna, a 8 de marzo de 2017.

Fdo.: Oswaldo B. González Hernández

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: **UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA**

En nombre de **MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA**

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ**

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **ERNESTO PEREDA DE PABLO**

20/03/2017 14:22:00

*Dedicado a
mi familia*

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: <i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA</i>	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ</i>	12/03/2017 17:56:08
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO</i>	20/03/2017 14:22:00



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: **UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA**

En nombre de **MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA**

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ**

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **ERNESTO PEREDA DE PABLO**

20/03/2017 14:22:00

Agradecimientos

Llegado a este punto, quiero dedicar este trabajo a aquellos que ya no están, pero que de una u otra manera, han sido un referente en mi vida. En especial a mi madre que, aunque enferma de alzhéimer, cuando se enteró de que me había graduado, lloró como si recordara lo importante que ese momento era para mí. ¡Mamá, qué orgullosa estarías ahora de mí!

En primer lugar, quiero agradecer a mi director de Tesis, Oswaldo, el gran esfuerzo que ha hecho para que esta Tesis sea una realidad. El filósofo y estadístico británico Sir Francis Bacon, decía: “la amistad duplica las alegrías y divide las angustias por la mitad”. Y así ha sido. Cada reto alcanzado, cada paso andado, cada hito logrado, ha sido una alegría compartida, y en los momentos de fracaso siempre encontré en él una mano amiga que soportara mis angustias y compartiera mis frustraciones. Gracias por confiar en mí, por enseñarme el maravilloso mundo de las comunicaciones, y por acompañarme en esta faceta del camino.

A Inocencio Martín, miembro y amigo del Departamento de Física, que confió en mí desde el momento en que lo conocí. Gracias por tu ayuda incondicional, tu humildad, y sobre todo por dejarme formar parte de tu círculo de amistad.

En el aspecto económico, he de mencionar que este trabajo ha sido financiado en gran medida por el Ministerio de Educación, Cultura y Deporte, con la ayuda para la formación de profesorado universitario (FPU13/06520), por los proyectos de investigación subvencionados por el Ministerio de Economía y Competitividad, la Agencia Canaria de Investigación, Innovación y Sociedad de la Información, y el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER), a través de los proyectos TEC2013-47682-C2-2-P y SolSubC200801000306, respectivamente, por los que fui contratado, y por la Universidad de La Laguna, que a través de las numerosas ayudas que ofrece anualmente, me han financiado gran parte de los gastos de matrícula, congresos y estancias de investigación en el extranjero.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Por último, quisiera agradecer a mi familia el apoyo que me ha dado, y la paciencia que ha tenido. Un trabajo como éste requiere de muchísimo tiempo de investigación, horas de desvelos, periodos de estrés, tiempos de ausencia, y un largo etcétera. Mi familia es mi mayor tesoro, el pañuelo que seca mis lágrimas y acaricia mi alma, mi origen y mi destino, a ellos les debo mis más preciados secretos, mis mayores logros, mis sonrisas, y como no, esta Tesis.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

*“Ítaca te brindó tan hermoso viaje.
Sin ella no habrías emprendido el camino.
Pero no tiene ya nada que darte.
Aunque la halles pobre, Ítaca no te ha engañado.
Así, sabio como te has vuelto, con tanta experiencia,
entenderás ya qué significan las Ítacas.”*

Konstantínos Kavafis

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: <i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA</i>	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ</i>	12/03/2017 17:56:08
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO</i>	20/03/2017 14:22:00

Resumen

En la última década, el mundo de las comunicaciones ha cambiado significativamente. Muchos de nuestros productos y servicios han liderado el camino en la evolución del mercado de las comunicaciones, pero la escasez del espectro disponible para las comunicaciones inalámbricas ha obligado a los investigadores a buscar alternativas. Al principio, se propuso la incorporación del espectro infrarrojo (IR) como posible solución, lo que dio como resultado la creación de los estándares IrDA desde 1993 y la inclusión en la primera definición del estándar IEEE 802.11 para redes de área local inalámbricas (WLAN) de una especificación de capa física basada en el uso del canal IR. No obstante, gracias al progresivo aumento de las luminarias LED, y a la posibilidad de ser moduladas para transmitir datos mientras siguen brindando su principal función como fuentes de iluminación, se ha hecho posible que se impongan en el mercado como la solución más óptima complementaria a las redes de radiofrecuencia.

La tecnología VLC (*Visible Light Communication*) no está, sin embargo, a día de hoy, suficientemente madura para constituir una alternativa plausible para proveer servicios de banda ancha en interiores y aún plantea muchos retos de aplicabilidad práctica que deben ser resueltos. En ese contexto, esta Tesis ha tomado como línea principal de acción la búsqueda de soluciones factibles orientadas a aplicaciones VLC en entornos realistas, de ahí que una gran parte del trabajo se haya centrado en el desarrollo de prototipos para evaluar experimentalmente las propuestas y conclusiones derivadas de los estudios teóricos.

En esta Tesis, la aplicación de esquemas de acceso múltiple por división de códigos ópticos (OCDMA) se plantea como una propuesta adecuada para aplicaciones VLC donde se necesite habilitar comunicaciones simultáneas de un número elevado de usuarios. En ese sentido, se opta por una solución basada en el uso de códigos ópticos aleatorios (ROC), de fácil generación y satisfactorio rendimiento. Su viabilidad práctica, especialmente la relativa a la problemática de llevar a cabo la sincronización y comunicación entre un emisor y su receptor asociado cuando ésta se produce ante un alto nivel

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

de interferencia debido a las transmisiones de los otros usuarios, se evalúa mediante el desarrollo de prototipos experimentales suficientemente realistas, que permiten constatar empíricamente el potencial de la técnica OCDMA para este tipo de aplicaciones, tal como habían predicho estudios teóricos previos. Sin embargo, aunque en este trabajo se proponen adicionalmente otros esquemas alternativos que intentan mejorar las tasas de datos alcanzadas, la principal limitación observada para la técnica OCDMA es su baja eficiencia espectral, por lo que sólo resulta adecuada para aplicaciones donde las velocidades de transferencia de datos demandados sean reducidas.

Con la idea de lograr mayores tasas de datos, se proyecta la implementación de un sistema OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) reconfigurable para comunicaciones VLC mediante la utilización de dispositivos lógicos programables, a fin de evaluar experimentalmente la potencialidad de dicha técnica de modulación desde un punto de vista práctico realista. Aparte de dar solución a los distintos aspectos técnicos que conlleva la implementación, se diseña un nuevo mecanismo de sincronismo temporal a partir de las secuencias de entrenamiento enviadas, previamente a la transmisión de las tramas de datos, para llevar a cabo la ecualización de canal requerida para la demodulación de señales OFDM. Esta propuesta constituye un enfoque alternativo a lo comúnmente planteado en la literatura, donde ahora la ecualización de canal y la sincronización entre emisor y receptor se realizan de manera conjunta, sin tener que recurrir al uso de tramas específicas para establecer esta última. La robustez de este nuevo método de sincronismo y su eficacia para habilitar una posterior y adecuada demodulación de los datos es validada a través de las sucesivas pruebas experimentales realizadas con el prototipo desarrollado, que permite la transferencia de datos en tiempo real a través de un enlace óptico VLC mediante el uso de la técnica OFDM.

Finalmente, ante la limitada tasa de datos alcanzada por el prototipo VLC-OFDM en tiempo real, se plantea la introducción de esquemas adaptativos para ajustar los modos de modulación a aplicar a las distintas subportadoras del total del ancho de banda de transmisión a la calidad de cada subcanal. Nuevamente, a fin de obtener resultados extrapolables a aplicaciones reales, se lleva a cabo el desarrollo de un prototipo, aunque en este caso no en tiempo real, donde alcances superiores a un metro son evaluados experimentalmente. Las velocidades de transferencia logradas con este sistema OFDM adaptativo, por encima de 100 Mbit/s, permiten concluir que tasas de datos de varios centenares de Mbit/s son factibles en entornos VLC realistas mediante la aplicación conjunta de este tipo de técnicas y el uso de estructuras con múltiples emisores y receptores con diversidad angular (esquemas MIMO).

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Abstract

In the last decade, the world of communications has changed significantly. Many of our products and services have guided the evolution of the communications market, but the shortage of the available spectrum for wireless communications has forced a growing number of researchers to look for alternatives. At the beginning, the incorporation of the infrared (IR) spectrum was proposed as a possible solution, which resulted in the creation of IrDA standards since 1993 [IrDA] and the inclusion in the first definition of the 802.11 standard of the IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) for Wireless Local Area Networks (WLAN) of a physical layer specification based on the use of the IR channel. However, thanks to the progressive increase of the LED luminaries, and their possibility of being modulated in order to transmit data while keeping their original functionality as illumination devices, it has made possible that they are now postulated as the most optimal solution and complementary to wireless radio networks.

However, VLC technology is not nowadays mature enough to perform this role of a clear alternative to radiofrequency systems so as to provide indoor broadband access, and many issues about its practical application need to be solved. In this context, this PhD thesis takes as fundamental objective the search for feasible solutions to practical problems of real VLC environments. To this end, a significant effort has been employed in the development of prototypes to experimentally evaluate the different proposals and conclusions extracted from previous theoretical studies.

In this thesis, the application of optical code division multiple access (OCDMA) schemes is proposed as an appropriate proposal for VLC applications where simultaneous communications of a large number of users is required. In this regard, a solution based on the use of random optical codes (ROC) is chosen, as these codes are easy to generate but they still offer satisfactory performance. Its practical feasibility, specially the problem of synchronization and communication between a transmitter and its associated receiver when this communication occurs at a high level of interference due to

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

transmissions of other users, is evaluated by developing practical prototypes that are realistic enough. The experimental results confirm the potential of the OCDMA technique for this type of applications, as previously stated by theoretical studies. However, although other alternative schemes are also proposed in this work to attain greater data rates, the main limitation observed for the OCDMA technique is its low spectral efficiency, therefore making it only suitable for applications where required data rates are reduced.

In order to achieve higher data rates, the implementation of a reconfigurable OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) system is projected for VLC communications by means of programmable logic devices, so as to experimentally evaluate the potentiality of such modulation technique from a realistic practical point of view. In addition to providing a solution to different technical aspects involved in the implementation, a new mechanism for timing synchronism is designed, which is based on the evaluation of the training sequences, which are sent previously to the transmission of the data frames to carry out the channel equalization required for the demodulation of OFDM signals. This proposal is an alternative approach to what is commonly found in the literature, where now channel equalization and synchronization between emitter and receiver are performed together, without requiring the use of specific timing preambles. The robustness of this new timing synchronization method and its effectiveness to enable the subsequent data demodulation is ratified through successive experimental tests performed with the developed prototype, the latter enabling the transference of real-time data through an optical VLC link by using the OFDM technique.

Finally, considering the limited throughput achieved by the real-time VLC-OFDM prototype, the application of adaptive schemes is proposed in order to adjust the modulation modes to be employed by each subcarrier in the total transmission bandwidth according to its subchannel quality. Again, a prototype, in this case non real-time, is developed in order to allow obtained results to be extrapolated to real applications, where ranges over one meter are experimentally evaluated. The data rates achieved with this adaptive OFDM system exceed 100 Mbit/s, which allow us to conclude that several hundred Mbit/s are feasible in realistic VLC environments by applying this kind of adaptive techniques and jointly using structures with multiple emitters and angle-diversity receivers (MIMO schemes).

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Índice general

Resumen	vii
Abstract	ix
Glosario	xv
1. Introducción	1
1.1. VLC versus RF	3
1.2. Objetivos y líneas seguidas	5
1.3. Estructura de la memoria	6
2. Estado del arte	9
2.1. Antecedentes históricos: las comunicaciones mediante enlace infrarrojo	10
2.2. Tipos y características de los LED	12
2.3. Técnicas de modulación en VLC	15
2.4. Otras aplicaciones	20
2.5. Grupos de investigación	22
2.6. Retos futuros de la tecnología VLC	23
3. El canal óptico no guiado en el visible	27
3.1. Fuentes ópticas	28
3.2. Superficies	32
3.3. Receptores ópticos	34
3.3.1. Receptor en diversidad angular formador de imagen . .	34
3.3.2. Receptor de diversidad angular no formador de imagen	37
3.4. Circuitos de conversión optoelectrónica	40
3.4.1. Circuitos de conversión en el emisor	41
3.4.2. Circuito de conversión en el receptor	42
3.5. Conclusiones	45

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

4. Esquemas OCDMA para canales ópticos no guiados en interiores con múltiples usuarios	47
4.1. Introducción	47
4.1.1. Motivaciones	48
4.1.2. Objetivos y líneas seguidas	48
4.2. CDMA/OCDMA	49
4.3. Códigos Ópticos Aleatorios	51
4.4. Sincronización con códigos ópticos aleatorios	52
4.4.1. Sincronización simple	52
4.4.2. Sincronización basada en varios bits de sincronismo	53
4.4.3. Sincronización basada en varios bits de sincronismo y desplazamiento circular fijo	53
4.4.4. Sincronización basada en varios bits de sincronismo y desplazamiento circular variable	56
4.5. Implementación en FPGA	59
4.5.1. Primer sistema implementado	59
4.5.1.1. Descripción del sistema	60
4.5.1.2. Resultados	64
4.5.2. Segundo sistema implementado	67
4.5.3. El sistema como transmisor de audio	68
4.6. Codificación por desplazamiento de código	69
4.6.1. Fundamentos	69
4.6.2. Resultados	72
4.7. Conclusiones	73
5. Aplicación de OFDM en entornos de comunicación óptica en el visible	77
5.1. Introducción	77
5.1.1. Motivaciones	78
5.1.2. Objetivos y líneas seguidas	79
5.2. La técnica de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal	81
5.2.1. Aspectos generales	81
5.2.2. Ventajas e inconvenientes de OFDM	85
5.2.3. Modulación mediante la transformada discreta de Fourier	87
5.2.4. Ecuación del canal	94
5.2.4.1. Estimación de la respuesta del canal VLC	95
5.2.4.2. Secuencias de Shapiro-Rudin	97
5.3. Cálculo de la transformada discreta de Fourier	99
5.3.1. Metodología para el cálculo eficiente de la IFFT	101

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

ÍNDICE GENERAL

xiii

5.3.2. Algoritmo para la IFFT en base 2	104
5.4. Sincronización en sistemas OFDM	106
5.4.1. Esquemas convencionales para la sincronización temporal en sistemas OFDM	106
5.4.2. Algoritmo propuesto para la sincronización temporal en sistemas VLC	112
5.4.3. Análisis del método propuesto	113
5.5. Implementación del sistema OFDM en FPGA	113
5.5.1. Formato de los datos	116
5.5.2. Generador de datos	117
5.5.3. Modulador QAM	118
5.5.4. Bloques IFFT/FFT	119
5.5.5. Módulos de conversión D/A y A/D	125
5.5.6. Sincronizador	126
5.5.7. Ecualización del canal	127
5.5.8. Demodulador QAM	128
5.5.9. Resultados experimentales obtenidos con el prototipo implementado	129
5.6. Sistema OFDM adaptativo	134
5.6.1. Esquema adaptativo	134
5.6.2. Resultados	136
5.7. Conclusiones	140
6. Conclusiones y líneas futuras de investigación	143
6.1. Conclusiones	143
6.2. Líneas futuras de investigación	146
Publicaciones	149
Bibliografía	153

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: **UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA**

En nombre de **MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA**

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ**

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **ERNESTO PEREDA DE PABLO**

20/03/2017 14:22:00

Glosario

A/D *Analog-to-Digital Converter.*

ACO-OFDM *Asymmetrically Clipped Optical OFDM.*

ADC *Analog-to-Digital Converter.*

ADO-OFDM *Asymmetrically clipped DC-biased Optical OFDM.*

ADSL *Asymmetric Digital Subscriber Line.*

AFG *Arbitrary Function Generator.*

APD *Avalanche Photodiode.*

AWGN *Additive White Gaussian Noise.*

BER *Bit Error Rate.*

BO *Back-Off.*

BPSK *Binary Phase-Shift Keying.*

CAP *Carrier-less Amplitude and Phase.*

CCSE *Cyclic Code-Shift Extension.*

CDMA *Code-Division Multiple Access.*

CE *Channel Estimation.*

CFF *Critical Flicker Fusion.*

CMOS *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor.*

COFDM *Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.*

XV

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

CP *Cyclic Prefix.*

CSK *Color-Shift Keying.*

D/A *Digital-to-Analog Converter.*

DAB *Digital Audio Broadcasting.*

DAC *Digital-to-Analog Converter.*

DAPSK *Differential Amplitude Phase Shift Keying.*

DC *Direct Current.*

DCO-OFDM *DC-biased Optical OFDM.*

DD *Direct Detection.*

DDCE *Decision-Directed Channel Estimation.*

DFT *Discrete Fourier Transform.*

DMT *Discrete Multi-Tone.*

DPSK *Differential Phase-Shift Keying.*

DSO *Digital Storage Oscilloscope.*

DSP *Digital Signal Processor.*

DVB-T *Digital Video Broadcasting–Terrestrial.*

EM *Electromagnetic.*

EMI *Electromagnetic Inteference.*

FA *Falsa Alarma.*

FDM *Frequency-Divison Multiplexing.*

FDMA *Frequency-Divison Multiple Access.*

FEC *Forward Error Correction.*

FET *Field-Effect Transistor.*

FFT *Fast Fourier Transform.*

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- FOV** *Field of View.*
- FPGA** *Field Programmable Gate Array.*
- FSO** *Free-Space Optics.*
- FSR** *Feedback Shift Register.*
- GPS** *Global Positioning System.*
- HB-LED** *High Brightness Light-Emitting Diode.*
- HCI** *Human-Computer Interaction.*
- IC** *Integrated Circuit.*
- ICI** *Intercarrier Interference.*
- IDFT** *Inverse Discrete Fourier Transform.*
- IEEE** *Institute of Electrical and Electronics Engineers.*
- IFFT** *Inverse Fast Fourier Transform.*
- IM** *Intensity Modulation.*
- IP** *Internet Protocol.*
- IR** *Infrared.*
- IrDA** *Infrared Data Association.*
- ISC** *Inverse Source Coding.*
- ISDB-T** *Integrated Services of Digital Broadcasting–Terrestrial.*
- ISI** *Intersymbol Interference.*
- ITS** *Intelligent Transport Systems.*
- LAN** *Local Area Network.*
- LED** *Light-Emitting Diode.*
- LiFi** *Light Fidelity.*

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

LOS *Line Of Sight.*

LPF *Low-Pass Filter.*

LSB *Low Significant Bit.*

LTE *Long-Term Evolution.*

MAI *Multiple Access Interference.*

MIMO *Multiple Input Multiple Output.*

MP3 *MPEG-1/MPEG-2 Audio Layer III.*

MPEG *Moving Picture Experts Group.*

MPPM *Multipulse Pulse-Position Modulation.*

N/A *Not Available.*

OCDMA *Optical Code-Division Multiple Access.*

OFDM *Orthogonal Frequency-Divison Multiplexing.*

OLED *Organic Light-Emitting Diode.*

OMPPM *Overlapping Multipulse Pulse-Position Modulation.*

OO *Orthogonal Optical Code.*

OOK *On-Off-Keying.*

OOK-NRZ *On-Off-Keying Non-Return-to-Zero.*

OPPM *Overlapping Pulse-Position Modulation.*

OSM *Optical Spatial Modulation.*

OWC *Optical Wireless Communication.*

PAM *Pulse-Amplitude Modulation.*

PAPR *Peak-to-Average Power Ratio.*

PC *Personal Computer.*

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

pc-LED *Phosphor Converted Light-Emitting Diode.*

PD *Photodiode.*

PIN *Positive-Intrinsic-Negative.*

PLC *Power Line Communication.*

PN *Pseudo Noise.*

PPM *Pulse-Position Modulation.*

PSAM *Pilot Symbol-Assisted Modulation.*

PSD *Power Spectral Density.*

PSK *Phase-Shift Keying.*

QAM *Quadrature Amplitude Modulation.*

QPSK *Quadrature Phase-Shift Keying.*

RAGB *Red-Amber-Green-Blue.*

RC-LED *Resonant-Cavity Light-Emitting Diode.*

RF *Radio Frequency.*

RGB *Red-Green-Blue.*

RLL *Run Length Limited.*

ROC *Random Optical Code.*

RYGB *Red-Yellow-Green-Blue.*

S/P *Serial-to-Parallel Converter.*

SCFDE *Single-Carrier Frequency-Domain Equalization.*

SER *Synchronism Error Rate.*

SIG *Special Interest Group.*

SNR *Signal-to-Noise Ratio.*

SQNR *Signal-to-Quantization Noise Ratio.*

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

TDMA *Time-Division Multiple Access.*

TIA *Transimpedance Amplifier.*

UDP *User Datagram Protocol.*

V2I *Vehicle-to-Infrastructure.*

V2V *Vehicle-to-Vehicle.*

VHDL *Very-high-speed integrated circuits Hardware Description Language.*

VLC *Visible Light Communication.*

VLCC *Visible Light Communication Consortium.*

VPPM *Variable Pulse-Position Modulation.*

WDM *Wavelength-Division Multiple.*

WDMA *Wavelength-Division Multiple Access.*

WiFi *Wireless Fidelity.*

WiMAX *Worldwide Interoperability for Microwave Access.*

WLAN *Wireless Local Area Network.*

WLED *White Light-Emitting Diode.*

WPAN *Wireless Personal Area Network.*

YB-LED *Yellow-Blue Light-Emitting Diode.*

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

Capítulo 1

Introducción

Las comunicaciones sobre luz visible VLC, de sus siglas en inglés *Visible Light Communication*, es un campo emergente de las comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC, *Optical Wireless Communication*), que surge como respuesta a la falta de espectro disponible y al exponencial aumento de la demanda del mismo. Hasta el momento, la elección por excelencia para las comunicaciones inalámbricas era la radiofrecuencia (RF, *Radio Frequency*), ya que presenta la posibilidad de cubrir grandes áreas sin relativa dificultad. Por otra parte, la frecuencia de transmisión de las comunicaciones por RF va desde los 3 kHz hasta los 300 GHz, aunque este ancho de banda disponible comienza a ser insuficiente. Sin embargo, el ancho de banda de las comunicaciones en el visible va desde los 400 a los 790 THz, lo que supone un espacio espectral de cerca de 400 THz, esto es, más de 1000 veces el suministrado por el espectro de RF (ver figura 1.1).

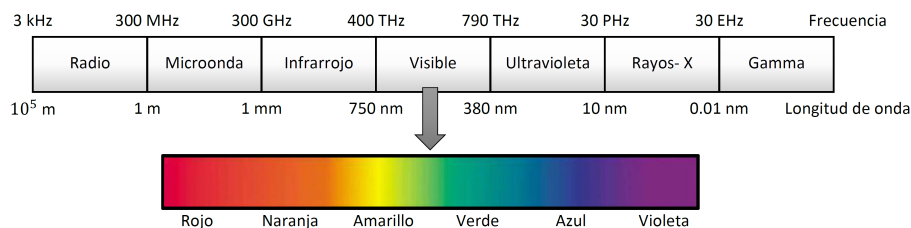


Figura 1.1: Espectro electromagnético.

En un principio, el desahogo al cada vez más exhausto espectro disponible se planteó mediante la incorporación del espectro infrarrojo (IR, *Infrared*) a las comunicaciones inalámbricas, lo que se tradujo en la creación de los estándares IrDA (*Infrared Data Association*) desde 1993 [IrDA], y la inclusión

en la primera definición del estándar 802.11 del IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) para redes de área local inalámbricas (WLAN, *Wireless Local Area Network*) de una especificación de la capa física basada en el uso del canal IR [Valadas et al., 1998]. Sin embargo, el reciente interés en luces de bajo consumo energético para áreas residenciales, minoristas y centros comerciales, ha llevado a que los *diodos emisores de luz* (LED) trabajando en el visible, también conocidos como LED blancos (WLED, *White Light-Emitting Diode*), estén reemplazando rápidamente a las luminarias tradicionales. Los WLED se caracterizan por ser capaces de responder a relativamente elevadas frecuencias de conmutación, a tasas totalmente imperceptibles por el ojo humano, lo que los hace una alternativa más que interesante para proporcionar servicios complementarios de comunicación junto con su funcionalidad básica de iluminación.

Las lámparas incandescentes que se han venido utilizando tradicionalmente tienen la desventaja de que una gran cantidad de energía útil se pierde en forma de calor. Por ese motivo, se fueron sustituyendo paulatinamente por lámparas fluorescentes, con una *eficacia luminosa* hasta cinco veces superior. Sin embargo, las recientemente introducidas lámparas de LED han supuesto una nueva vuelta de tuerca, triplicando la eficacia de las lámparas fluorescentes, con valores en la actualidad que rondan los 200 lm/W –en algunos diseños de laboratorio se ha llegado hasta 300 lm/W [Cree News, 2014]–, lo que permite ahorros energéticos de hasta un 80 % [Chow et al., 2011, Zhang and Zhang, 2013]. Además, su vida útil es significativamente superior a la de las lámparas tradicionales, superando comúnmente las 50 000 horas antes de que su luminosidad decaiga hasta el 70 % [Lumileds White Paper, 2016], y están libres de sustancias peligrosas como el mercurio [Ying et al., 2006]. Como ventaja adicional, los LED tienen una versatilidad sin precedentes en el control del espectro de radiación, pudiendo así generar luces con una alta diversidad de colores e intensidades [Kumar and Lourenco, 2010].

En consecuencia, utilizar esta alternativa como medio de comunicación, o simplemente coexistiendo con las ya existentes, proporciona una solución ubicua mientras que aborda los déficits y las limitaciones de las comunicaciones por RF. En VLC, las posibilidades de uso son numerosas. Así, por ejemplo, podemos enviar un vídeo del móvil al televisor o transferirlo a una red casera para que pueda verse en todo el hogar. Para ello, bastaría con apuntar el teléfono al lugar donde tengamos ubicado el receptor óptico y en cuestión de unos segundos, o minutos (en función del tamaño de vídeo), lo habríamos transferido por completo. Los usuarios pueden compartir datos entre dispositivos, con tan solo enfrenar sus dispositivos móviles. Otros usos

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

incluyen acceso de banda ancha en interiores [Komine and Nakagawa, 2004, Tanaka et al., 2001a] y su integración con sistemas de comunicación a través de las líneas de potencia (PLC, *Power Line Communication*) [Komine and Nakagawa, 2003, Ma et al., 2013], comunicaciones de vehículos a semáforos o luminarias en exteriores (V2I, *Vehicle-to-Infrastructure*) y de vehículo a vehículo (V2V, *Vehicle-to-Vehicle*) [Akanegawa et al., 2001], comunicaciones subacuáticas [Arnon, 2010], etc.

1.1. VLC versus RF

Desde el descubrimiento de las ondas electromagnéticas (EM, *Electromagnetic*), la banda de RF ha sido la más utilizada del espectro EM para fines de comunicaciones. Sin embargo, varios factores, incluida la actual saturación del espectro de RF, están impulsando la necesidad de una tecnología alternativa. La VLC está emergiendo como una solución para superar el espectro de radio atestado de sistemas de comunicaciones inalámbricos.

La tabla 1.1 muestra algunas de las diferencias entre la tecnología VLC y la de RF. En los sistemas por RF, la administración de las frecuencias se lleva a cabo por organismos nacionales, europeos o internacionales, por lo que el uso de las diferentes bandas requiere de una licencia. Sin embargo, en el caso de la VLC esto no es necesario, ya que la banda del espectro visible no está regulada. En relación a esto último, el hecho de que no se establezcan los niveles de luz en espacios como pasillos, escaleras o cuartos de servicio (ya que el requisito de atenuación va en función del ahorro energético), dificulta el control de la velocidad de datos alcanzable, ya que ésta va estrechamente ligada a los niveles de iluminación. Además, esta incertidumbre exige el estudio personalizado de cada escenario, lo que encarece la implementación del sistema VLC.

Los fenómenos meteorológicos adversos perjudican de manera notable a las comunicaciones VLC, por lo que estos son más eficientes en entornos cerrados. Por el contrario, en los sistemas de RF, esto apenas influye. La VLC no requiere de antenas, repetidores, etc. Además, es posible utilizar la propia luminaria LED para transmitir datos, por lo que el coste total de su implementación y posterior uso es mucho más económico que en los sistemas de RF. En cuanto a la seguridad de que la información transmitida pueda ser puesta en entredicho, y puesto que la luz no puede atravesar las paredes, es obvio pensar que la tecnología VLC es menos vulnerable que la tecnología RF. Al fin y al cabo, la información que se transmite en los sistemas VLC queda confinada en el interior del recinto donde se produce la transmisión y, por consiguiente, es necesario que el “saqueo” proceda de alguien de dentro

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Tabla 1.1: Comparación entre VLC y RF

Tecnología	VLC	RF
Tasa de datos	Gbps	Mbps
Banda del espectro (frecuencias)	400-790 THz	3 kHz-3 Ghz
Regulación	No	Sí
Cobertura	Metros	Kilómetros
Coste	Bajo	Alto
Fuente de ruido	Fuentes de iluminación	Aplicaciones del espectro EM
Traspaso de paredes	No	Sí
Seguridad	No	Sí
Encriptación	Sí	No
Problemas ante fenómenos atmosféricos adversos	Sí	No

del habitáculo. Sin embargo, en el caso de RF, donde la señal es capaz de atravesar obstáculos y se transmite a grandes distancias, cualquier persona puede interceptar la transmisión y “piratearla”. En cuanto a la seguridad humana, el *umbral de fusión de parpadeo* (CFF, *Critical Flicker Fusion*) es la frecuencia en la que un estímulo de luz intermitente parece ser completamente estable para el observador. Un parpadeo en la luz causa impactos nocivos en la salud de las personas como, por ejemplo, molestias visuales, fatiga visual, dolor de cabeza, disminución en el rendimiento de las tareas mentales como comprensión lectora, etc. Los sistemas VLC tienen que cumplir el requisito de que la frecuencia de modulación debe ser mayor que el umbral CFF para así evitar daños perjudiciales para la salud.

En muchas ocasiones, los dispositivos de comunicación de radiofrecuencia se tienen que apagar ya que están en lugares donde pueden causar interferencias electromagnéticas (EMI, *Electromagnetic Inteference*), como por ejemplo en los vuelos o en los hospitales. Esto, con el uso de la VLC no hace falta, ya que no causa interferencias con las señales de RF y además es inmune a ellas, por lo que resulta muy conveniente para trabajar en ambientes hostiles como los de tipo industrial [Paraskevopoulos et al., 2010]. Además, dado que esta tecnología no tiene efectos adversos en la salud, se puede usar en lugares donde haya población más sensible como hospitales, colegios, residencias de ancianos [Kavehrad, 2010] o entornos aeronáuticos [Quintana et al., 2013].

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

1.2. Objetivos y líneas seguidas

Si bien es cierto que la tecnología VLC se presenta como una candidata indiscutible a convivir con los sistemas de RF con el ánimo de aliviar la presión que la escasez del espectro disponible, en el mundo de las comunicaciones, está ocasionando, aún queda mucho camino por andar para que esto sea una realidad. Existen multitud de problemas que deben ser superados y que, de una u otra manera, están frenando su entrada de una manera más extendida a nivel comercial. Cuestiones como la dependencia de la configuración física del enlace óptico inalámbrico a fin de garantizar la cobertura y movilidad requerida por los usuarios, la dependencia de la velocidad de transmisión con la luminosidad, alternativas disponibles para cuando se apaga la luz y se desea seguir disfrutando de conexión de banda ancha, la escasez de un gran ancho de banda en los LED existentes en el mercado actual, etc., están aún sin resolver.

En este contexto, el Grupo de Comunicaciones Ópticas No Guiadas de la Universidad de La Laguna ha centrado su investigación, por un lado, en la caracterización de los canales ópticos no guiados en interiores y el diseño de estructuras de emisores y receptores para este tipo de entornos a un nivel teórico, pero, también, parte de sus líneas de trabajo han estado orientadas al estudio de la aplicación de diferentes esquemas de modulación adaptados a dichos sistemas, todo lo cual se ha desarrollado en estrecha colaboración con investigadores de los grupos de Tecnología Fotónica y Comunicaciones del Instituto para el Desarrollo Tecnológico y la Innovación en Comunicaciones (IDeTIC) de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, y del grupo de Ingeniería Óptica del Centro de Domótica Integral (CEDInt) de la Universidad Politécnica de Madrid. Las líneas de trabajo planteadas en esta Tesis constituyen una evolución natural de los estudios que se han venido realizando en este grupo de investigación en la última década, con una apuesta actual por la tecnología VLC y el análisis de sus necesidades específicas.

La línea principal que ha orientado todo este trabajo ha sido la búsqueda de soluciones factibles para contextos VLC con múltiples usuarios desde un punto de vista práctico. En ese sentido, partiendo de los estudios a nivel teórico desarrollados en [Martín González et al., 2009] sobre la aplicación de *códigos ópticos aleatorios* (ROC, *Random Optical Code*) para comunicaciones en entornos multiusuario, y el esquema propuesto para llevar a cabo la sincronización entre cada par emisor-receptor en dicho contexto [Martín González et al., 2010, 2012], se plantea en esta Tesis la implementación de un prototipo para la evaluación experimental de la validez de la propuesta y el análisis de su viabilidad a nivel práctico como esquema de acceso múltiple.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

De dicho estudio, también se derivan nuevas alternativas cuya funcionalidad y aplicabilidad práctica se comparan con el esquema original.

La mayor limitación de los esquemas de acceso múltiple por división de código (OCDMA, *Optical Code-Division Multiple Access*) radica en las bajas tasas de datos que estos sistemas pueden ofrecer, lo que los hace una propuesta válida sólo para aplicaciones de baja/media velocidad. Por tanto, a raíz de los resultados obtenidos tras esta primera línea de trabajo, se plantea como un segundo objetivo el análisis de esquemas espectralmente más eficientes, como puede ser la técnica de *multiplexación por división de frecuencia ortogonal* (OFDM, *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*). La aplicación de esta técnica para comunicaciones ópticas no guiadas ya había sido evaluada a nivel teórico en trabajos previos de este grupo de investigación [González, 2005]. Sin embargo, carecía de un estudio que la sustentara desde el punto de vista de su aplicabilidad práctica. Así, y como ya se hiciera durante el análisis de la técnica OCDMA, se proyecta la implementación práctica mediante dispositivos FPGA (*Field Programmable Gate Array*) de un prototipo OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas a fin de analizar experimentalmente la viabilidad de la propuesta. Aunque, paralelamente a este trabajo, han ido apareciendo en la literatura prototipos experimentales de otros autores en esta misma línea, su desarrollo permite el análisis a nivel experimental de determinados aspectos prácticos que no habían podido haber sido estudiados hasta la fecha por este grupo de investigación, y además constituye un punto de partida para seguir profundizando en la evaluación experimental de la técnica OFDM en las líneas de trabajo a seguir en un futuro. Así, aparte de la continua búsqueda de soluciones a los diferentes aspectos técnicos que plantea la propia implementación práctica, se observó que la mayoría de los trabajos existentes en la tecnología VLC con la técnica multiportadora OFDM dan por sentado una perfecta sincronización en tiempo entre el emisor y el receptor óptico. Es por ello que, uno de los objetivos definidos para esta Tesis fue el estudio y posterior desarrollo práctico de un nuevo modelo de sincronismo para sistemas OFDM-VLC. De ese objetivo, se propone un nuevo método de sincronización en tiempo, cuya viabilidad es posteriormente constatada a nivel práctico tanto con el prototipo original diseñado como cuando se aplica conjuntamente con esquemas adaptativos en la fase final de esta Tesis.

1.3. Estructura de la memoria

Este trabajo se ha estructurado de la siguiente manera: tras esta introducción, en el capítulo 2 se expone el estado del arte, en donde se realiza un breve recorrido por los antecedentes históricos de las comunicaciones

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

ópticas no guiadas, así como los grupos de investigación más relevantes en los últimos tiempos, y los hitos más importantes conseguidos en el campo de las comunicaciones mediante luz visible. Se enumeran igualmente las principales técnicas de modulación propuestas para comunicaciones VLC, lo que sirve de base para las soluciones adoptadas en este trabajo. Por último, se analizan las carencias de los sistemas VLC, y los principales retos que deben aún abordarse para hacer de esta tecnología una realidad en un futuro próximo.

El capítulo 3, centrado en el canal visible, detalla las características principales de los diferentes elementos que lo componen, esto es, el emisor óptico, las superficies reflectoras y el fotodetector. Posteriormente se estudian dos estructuras de recepción en diversidad angular de uso común en estos entornos, analizando sus debilidades y fortalezas en su aplicación para comunicaciones VLC multiusuario. Por último, se describen los circuitos típicos utilizados en comunicaciones ópticas no guiadas para realizar la conversión opto-electrónica en los extremos del emisor y el receptor, y que establecen las premisas para los diseños que hubieron de desarrollarse durante la implementación de los prototipos prácticos.

El capítulo 4 presenta un sistema OCDMA basado en el uso de códigos ópticos aleatorios (ROC) para comunicaciones multiusuario en el espectro visible a tasas moderadas de datos, junto con la descripción de la evaluación experimental llevada a cabo para corroborar la validez de la propuesta para aplicaciones con un elevado número de usuarios simultáneos. Otros esquemas OCDMA alternativos son también estudiados en este capítulo, y su desempeño es igualmente valorado en comparación con el del esquema original propuesto.

En el capítulo 5 se aborda la implementación al completo en FPGA de un sistema de comunicación OFDM en tiempo real para entornos VLC. Asimismo, se introduce un nuevo método de sincronización en tiempo para OFDM, cuya efectividad es corroborada experimentalmente y que habilita la transmisión en tiempo real de datos con el prototipo VLC-OFDM implementado. En ese mismo capítulo, se describe, por último, el sistema OFDM adaptativo desarrollado para evaluar experimentalmente la aplicación de dichas técnicas en entornos VLC realistas.

Finalmente, en el capítulo que cierra esta Tesis, se enumeran las conclusiones y principales aportaciones de este trabajo, así como las líneas abiertas que han surgido a lo largo del mismo y que se pretenden abordar en futuras investigaciones.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: **UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA**

En nombre de **MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA**

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ**

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de **ERNESTO PEREDA DE PABLO**

20/03/2017 14:22:00

Capítulo 2

Estado del arte

La propuesta de utilizar dispositivos LED de conmutación rápida para modular la luz visible a fin de transmitir información fue formulada por vez primera por Pang et al. [1999a,b], aunque esta idea no era nueva, ya que en 1980 Alexander Graham Bell ya había desarrollado el *fotófono*, que transmitía datos de voz usando la luz solar [Bell et al., 1880]. Muy poco tiempo después, el grupo dirigido por el profesor Masao Nakagawa en la Universidad de Keio (Tokio, Japón), comenzó a desarrollar el concepto de sistemas combinados de iluminación y comunicación en recintos cerrados [Komine and Nakagawa, 2003, Tanaka et al., 2000, 2001b], lo que dio lugar en 2003 a la creación del *Visible Light Communication Consortium* (VLCC) en dicho país, para dar a conocer y estandarizar la tecnología de comunicación por luz visible. Desde entonces, la investigación en VLC ha experimentado un crecimiento exponencial (véase la figura 2.1), constituyéndose en una seria candidata a suplir las actuales limitaciones de los sistemas basados en RF. Así, en 2011 se elaboraba el primer estándar de IEEE para VLC, desarrollado por el grupo de trabajo 802.15.7 sobre redes de área local personales (WPAN, *Wireless Personal Area Network*) [IEEE Std 802.15.7-2011, Rajagopal et al., 2012].

La tecnología VLC no puede, sin embargo, desvincularse de los esfuerzos investigadores realizados con anterioridad sobre comunicaciones inalámbricas en el infrarrojo. Por ese motivo, en este capítulo sobre el estado del arte en VLC, iniciaremos nuestra presentación comentando los antecedentes históricos a esta tecnología, para pasar luego a describir las líneas de estudio ya centradas en la comunicación mediante WLED, junto con las posibles aplicaciones de esta tecnología y los progresos recientes realizados por diversos grupos de investigación en este campo. Finalmente, se presentan las limitaciones de la técnica VLC así como las líneas futuras de investigación más probables.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

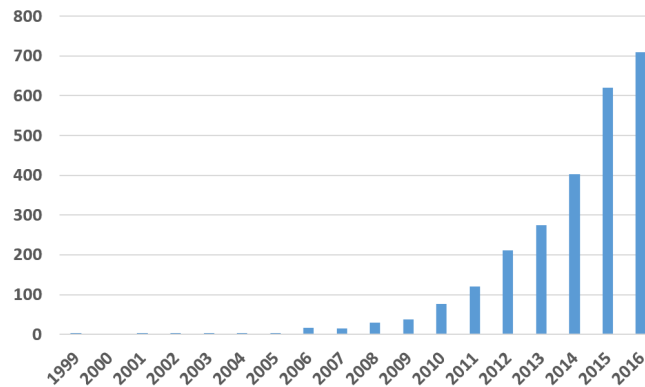


Figura 2.1: Evolución del número de publicaciones sobre *Visible Light Communication* [SCOPUS].

2.1. Antecedentes históricos: las comunicaciones mediante enlace infrarrojo

Las primeras alternativas a los sistemas de RF basadas en el uso del canal infrarrojo estaban orientadas a enlaces directivos de corta distancia, los conocidos como dispositivos IrDA [IrDA]. El grupo IrDA fue fundado en 1993 por alrededor de 50 empresas asociadas para desarrollar estándares de comunicación en el infrarrojo. Los primeros sistemas IrDA permitían tasas de transferencia de tan solo 9,6-115,2 kbit/s, pero en la actualidad el IrDA Giga-IR *Special Interest Group* (SIG) ha desarrollado las especificaciones para sistemas trabajando a 1 Gbps a distancias de hasta 1 m, y ya se trabaja para que tasas de 5 y 10 Gbps sean pronto una realidad.

Paralelamente, una sección del grupo de trabajo IEEE 802.11 sobre *redes de área local inalámbricas* (WLAN) se ocupaba del desarrollo de una especificación para la capa física basada en el uso del canal IR [IEEE Std 802.11-1997]. La especificación finalmente elaborada para ese primer estándar para WLAN, publicado en 1997, proponía tasas de transferencia para las redes IR de 1 y 2 Mbit/s utilizando esquemas de modulación por posición de pulso (PPM, *Pulse-Position Modulation*) [Valadas et al., 1998]. Sin embargo, esta variedad óptica de los sistemas WLAN no llegó a tener éxito comercial, y fue descartada en las siguientes revisiones del estándar. A pesar de ello, muchos de los estudios realizados sobre los sistemas de comunicación en el infrarrojo constituyen la base en la que se sustentan las soluciones propuestas para la tecnología VLC y no es de extrañar que una gran cantidad de los grupos

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

actuales de investigación en VLC desarrollaran en el pasado su trabajo sobre enlaces IR.

Existe una línea alternativa de investigación también sobre comunicaciones ópticas no guiadas mediante enlaces muy directivos utilizando láseres de alta potencia, lo que se conoce como *Free-Space Optics* (FSO) [Acampora and Krishnamurthy, 1999, Zhu and Kahn, 2002], para obtener elevadas tasas de transferencia a distancias de incluso algunos kilómetros, aunque su aplicación principal a nivel comercial es la interconexión de las redes locales de una misma empresa mediante este tipo de enlaces entre edificios [Lightpointe]. Este campo, sin embargo, plantea problemáticas totalmente diferenciadas de las de los sistemas de comunicación óptica en interiores, por lo que no guarda relación con el ámbito de trabajo de esta Tesis.

Una gran parte de los trabajos de investigación sobre sistemas IR no guiados en interiores se han centrado principalmente en el diseño práctico de estos enlaces difusos, tanto a nivel de los dispositivos ópticos y sus circuitos electrónicos asociados [Gfeller and Bapst, 1979, McMullagh and Wisely, 1994, Personik, 1977], como en la propuesta de nuevas configuraciones de emisores y receptores para mejorar las prestaciones del enlace. Las soluciones aportadas en esta última línea van desde el desarrollo de transmisores que presenten múltiples lóbulos de emisión [Al-Ghamdi and Elmirghani, 2004, Carruthers and Kahn, 2000, Jivkova and Kavehrad, 2000, Pakravan et al., 1997, Yun and Kavehrad, 1992] hasta receptores en diversidad angular construidos mediante múltiples elementos detectores orientados en diferentes direcciones [Al-Ghamdi and Elmirghani, 2004, Kahn and Barry, 1997, Kavehrad and Jivkova, 2003] o mediante matrices de fotodetectores equipados con lentes formadoras de imagen [Carruthers and Kahn, 2000, Djahani and Kahn, 2000, Kahn et al., 1998, Yun and Kavehrad, 1992]. Asociado a este campo de investigación, encontramos igualmente multitud de trabajos centrados en la caracterización del canal infrarrojo tanto a nivel de simulación [Barry et al., 1993, González et al., 2005b, Jungnickel et al., 2002, Lomba et al., 1998, López Hernández et al., 1998a,b, Rodríguez et al., 2002, Zhang et al., 2010] como en la realización de mediciones para validar los modelos propuestos [Boucouvalas, 1996, Hashemi et al., 1994, Kahn et al., 1995, Lomba et al., 1998, Moreira et al., 1996, 1997, Narasimham et al., 1996, Pakravan and Kavehrad, 2001].

La otra gran línea de trabajo en la comunicación infrarroja se centra en las técnicas de modulación a utilizar, donde encontramos principalmente dos enfoques. Por un lado, los sistemas de comunicación en banda base, que van desde los esquemas más sencillos OOK (*On-Off-Keying*) [Audeh and Kahn, 1995, Barry et al., 1991, Kahn et al., 1994, Marsh and Kahn, 1996] o los más

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

extendidos PPM [Audeh et al., 1996, 1999, Chen, 1994, Park, 2001, Park and Barry, 1996, Pérez Jiménez et al., 1996a], a propuestas para permitir múltiples usuarios transmitiendo simultáneamente mediante la aplicación de esquemas de acceso múltiple por división de código óptico (OCDMA) [Elmirghani and Cryan, 1995, González et al., 2009, Martín González et al., 2009, 2012, Ohtsuki and Kahn, 2000]. Similarmente, existen también trabajos que proponen el uso de técnicas de espectro ensanchado [Delgado et al., 2000, 2002, 2006, Quintana et al., 2009, Rabadán et al., 2002, 2004, Wong and O'Farrell, 2003, Wong et al., 2000].

Como alternativa a los esquemas bandabase, encontramos aquellos basados en modular con la información a transmitir una o múltiples subportadoras eléctricas [Carruthers and Kahn, 1996, Pérez Jiménez et al., 1996b], donde destaca, por su espectacular proliferación a partir de 2005, la aplicación de la conocida técnica de *multiplexación por división de frecuencia ortogonal* (OFDM) [González, 2005, González et al., 2005a, 2006, Grubor and Langer, 2010, Grubor et al., 2005, 2007, Li et al., 2007, Vučić, 2009]. A pesar de que los primeros trabajos sobre OFDM se centraron en su aplicación sobre enlaces difusos no guiados en el infrarrojo, o para comunicaciones a través de fibras ópticas [Armstrong, 2009, Armstrong and Lowery, 2006, Shieh et al., 2008], pronto los primeros prototipos prácticos empezaron ya a desarrollarse para canales ópticos en el visible [Elgala et al., 2007, Vučić et al., 2010a], pues coincidió con la época de transición hacia la más prometedora tecnología VLC.

2.2. Tipos y características de los LED

Los materiales semiconductores generalmente utilizados para obtener determinados rangos de longitudes de onda se listan en la tabla 2.1. En ésta, cabe destacar las aleaciones de InGaN que emiten en las longitudes de onda del azul y el verde. Su introducción a principios de los 90 dio paso a la posibilidad de diseñar, mediante el acoplamiento de un recubrimiento de fósforo o con la combinación de distintos dispositivos emitiendo a diferentes longitudes de onda, LED de emisión blanca con cada vez mayor eficacia luminosa, lo que ha llevado en la actualidad a una utilización creciente de este tipo de luminarias [Crawford, 2009].

A continuación hablaremos de algunos de los diferentes tipos de LED existentes en el mercado junto con sus principales características, que se resumen en la tabla 2.2. Como puede verse, cada cual tiene sus propias características que los hace idóneos para aplicaciones con requisitos específicos. A pesar de que los LED de alta luminosidad (HB-LED, *High Brightness*

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Tabla 2.1: Longitudes de onda producidas con materiales semiconductores [Galbács, 2006]

Material	Longitud de onda (nm)
InGaN	390-420
AlGaInP	630-680
GaInP	670
GaAlAs	620-895
GaAs	904
InGaAs	980
InGaAsP	1100-650

Light-Emitting Diode) son más caros que las actuales luces fluorescentes e incandescentes, la tendencia es a una bajada de precios en los próximos años. El mercado del LED se ha disparado y se espera que acapare la mayoría de las nuevas instalaciones de iluminación en el 2020 [Karunatilaka et al., 2015].

LED azul con recubrimiento de fósforo (pc-LED, *Phosphor Converted Light-Emitting Diode*): Usa un LED de corta longitud de onda, normalmente azul o ultravioleta, en combinación con un recubrimiento de fósforo amarillo que absorbe una porción de la luz azul y emite un espectro más amplio de luz blanca [Steigerwald et al., 2002]. Por sus dos componentes de color, se les conoce también como YB-LED (*Yellow-Blue Light-Emitting Diode*). Sus principales limitaciones son su incapacidad para cambiar dinámicamente el carácter de la luz y el hecho de que la conversión del espectro de emisión a través del fósforo reduce la eficiencia del dispositivo.

LED *multi-chip*: Utiliza tres o más LED, cada uno emitiendo a una longitud de onda diferente próxima, para formar el amplio espectro de luz blanca. Dependiendo de la intensidad de luz de los diferentes LED, se puede lograr el control del color.

LED orgánicos (OLED, *Organic Light-Emitting Diode*): Los OLED son dispositivos semiconductores basados en una capa electroluminiscente formada por otras capas de componentes orgánicos que reaccionan de la misma manera que un LED convencional. La respuesta en frecuencia típica para los OLED es del orden de cientos de kHz, mucho menor que la de los LED inorgánicos, lo que los hace menos adecuados para aplicaciones de alta velocidad. El tiempo de vida de los OLED blancos típicos es de aproximadamente 50 000 horas, menor que la duración típica de los LED inorgánicos, debido a la degradación de los materiales de los que está compuesto. Por otra parte, aprovechando que estos dispositivos son mucho

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

Tabla 2.2: Comparación de los diferentes tipos de LED [Karunatilaka et al., 2015]

Parámetro	pc-LED	RGB LED	μ -LED	OLED
Ancho de banda	3-5 MHz	10-20 MHz	≥ 300 MHz	≤ 1 MHz
Eficiencia	130 lm/W	65 lm/W	120 lm/W	45 lm/W
Coste	Bajo	Alto	Alto	El más bajo
Complejidad	Baja	Moderada	La más alta	Alta
Aplicación	Iluminación	Iluminación	Biosensores	Pantallas

más flexibles que los LED inorgánicos, se está investigando en la mejora de la respuesta en frecuencia de los mismos mediante ecualización [Chun et al., 2012, Minh et al., 2011].

Micro LED (μ -LED): Los microdiodos emisores de luz o μ -LED han sido, y siguen siendo, objeto de estudio para aplicaciones en VLC y fibra óptica [Kelly et al., 2012, Rajbhandari et al., 2009]. Los μ -LED están contruidos como una matriz de LED, es decir, una concentración de múltiples LED en una misma pastilla de silicio. La longitud del semiconductor y el material del que está construido generalmente determina el color de la luz producida. Tienen un rendimiento lumínico de hasta 120 lm/W y un ángulo de apertura de hasta 160°.

LED de cavidad resonante (RC-LED, *Resonant-Cavity Light-Emitting Diode*): Por último, y aunque no los hemos incluido en la tabla 2.2, hablaremos de los RC-LED por sus características y especial relevancia en campos tan importantes como la medicina, la dermatología, o la odontología entre otros. Lamentablemente, este tipo de LED no ha hecho furor en los sistemas VLC debido a su alto coste y complejidad de implementación. El diodo láser es una forma especial de LED con dimensiones físicas y propiedades ópticas estrechamente controladas en la zona de la unión productora de luz. Esta circunstancia hace posible conseguir una cavidad resonante óptica para la longitud de onda operativa tal que la realimentación óptico-eléctrica asegure una producción de luz monocromática direccional con un elevado rendimiento. El estrecho e intenso haz virtualmente monocromático y la alta frecuencia de funcionamiento que son características del diodo láser, pueden ser muy ventajosas en aplicaciones tales como la fibra óptica, interferometría, sistemas de alineamiento preciso y sistemas de exploración. La eficiencia de los LED convencionales es pobre debido a la gran diferencia en el índice de refracción entre el estrecho *gap* semiconductor y el medio circundante que lo rodea, que es típicamente aire. El aumento de la cavidad resonante mejora la emisión en las

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

longitudes de onda cercanas al infrarrojo lo cuál fue demostrado por primera vez por Schubert et al. [1992]. Por último, los RC-LED suelen emitir en un rango de longitud de onda bastante estrecho y cercano a los 650 nm. Además, disponen de un ancho de banda de modulación que excede ampliamente los 100 MHz [Komine et al., 2009, Oh et al., 2008].

En resumen, la luz visible es la más adecuada para la OWC de interior en comparación con la popular banda de IR, que es preferible para comunicaciones a largas distancias. La alta capacidad de conmutación de los LED junto con otras características importantes, como la eficiencia energética y una vida útil más larga, hacen de ellos la fuente de luz más favorable para la VLC. En la actualidad, una gama de diversos tipos de LED están disponible, cada uno con sus propias características y propiedades, que se pueden utilizar en diferentes tipos de aplicaciones de iluminación. El crecimiento potencial del mercado de la tecnología de la iluminación LED se prevé que será muy fuerte en los próximos años, lo que favorecerá la integración de la tecnología VLC.

2.3. Técnicas de modulación en VLC

Dada su directa relación con los sistemas IR, al compartir muchas de sus características por tratarse de comunicaciones ópticas con similares problemáticas, y de que muchos grupos que trabajan actualmente en VLC provienen de aquel campo de investigación, las técnicas de modulación propuestas para canales IR resultan perfectamente válidas para las comunicaciones en el visible. Sin embargo, dichos esquemas suelen incluir consideraciones relativas a la capacidad de poder modificar los niveles de iluminación –principal funcionalidad de la lámpara WLED–, lo que se conoce como *control de dimming*, sin afectar excesivamente la calidad de las comunicaciones a través de la misma. En los enlaces en el visible, al igual que en los infrarrojos, la técnica de modulación viable es la modulación de intensidad (IM, *Intensity Modulation*), donde la forma de onda modula la potencia instantánea emitida por el LED. La técnica factible de conversión óptico-eléctrica es la detección directa (DD, *Direct Detection*), en la cual un fotodetector suministra una corriente proporcional a la potencia óptica instantánea recibida.

Los esquemas de modulación básicos para modular la intensidad del WLED propuestos por el estándar IEEE 802.15.7 son OOK y VPPM (*Variable Pulse-Position Modulation*) [Rajagopal et al., 2012]. En OOK, se transmite un pulso o no en función de si se desea transmitir un ‘1’ o ‘0’, mientras que el control de *dimming* se lleva a cabo mediante la modificación de la anchura –*duty cycle*– del pulso ‘1’ o de su altura (nivel de intensidad). Por contra, VPPM es similar

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

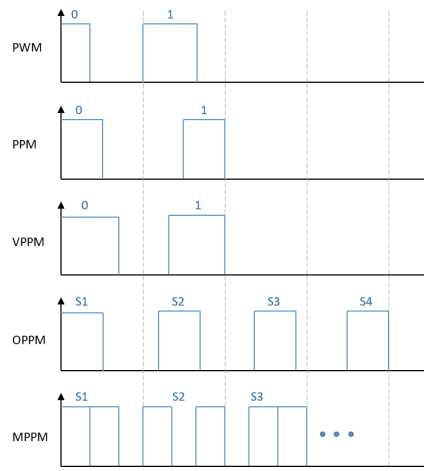


Figura 2.2: Técnicas de modulación de pulso propuestas para VLC [Pathak et al., 2015]

a 2-PPM, donde se transmite el pulso durante el primer o segundo semiciclo del período total del símbolo en función de si se desea transmitir un ‘0’ o un ‘1’, salvo que la duración del mismo se puede modificar para controlar el *dimming* (véase la figura 2.2). Existen también otras variantes del esquema de modulación por posición de pulso, aparte de VPPM. MPPM (*Multipulse Pulse-Position Modulation*) [Sugiyama and Nosu, 1989] y *overlapping* PPM (OPPM) [Bai et al., 2010] son esquemas que permiten mejorar la eficiencia espectral de la técnica PPM original. En MPPM, mediante la transmisión de múltiples pulsos en el período del símbolo es posible transmitir un mayor número de bits por símbolo. En OPPM, los distintos símbolos a representar se obtienen mediante desplazamientos inferiores a la duración del pulso, por lo que, al contrario que en PPM, los pulsos de dos símbolos distintos estarían solapados si fueran transmitidos simultáneamente (figura 2.2). Esto permite codificar un mayor número de símbolos para un mismo período total de símbolo, incrementando así la eficiencia espectral. La combinación de OPPM y MPPM, conocida como OMPPM, proporciona el mayor número de combinaciones y, por tanto, de bits transmitidos por símbolo [Ohtsuki et al., 1993]. Variaciones de la técnica PPM diferencial también se proponen, no con la idea de mejorar la eficiencia espectral, sino para facilitar la resincronización símbolo a símbolo a la hora de demodular los datos a la vez que se controla el *dimming* [Delgado et al., 2010]. Aunque menos explorado en VLC, también existen trabajos donde se plantea el uso de modulación por amplitud de pulso (PAM, *Pulse-Amplitude Modulation*) [Lee et al., 2013], que constituye una técnica con una eficiencia

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

energética similar a OFDM [Barros et al., 2012] y una interesante solución para aplicaciones de media velocidad [González et al., 2016a].

Adicionalmente, para asegurar que el nivel de iluminación sea lo más estable posible a lo largo del tiempo, evitando el parpadeo o *flickering*, se introducen los conocidos como códigos RLL (*Run Length Limited*). Los códigos RLL, tales como 4B6B o 8B10B, codifican determinadas combinaciones de bits ‘0’ y ‘1’ a fin de balancear el número de bits ‘0’ y ‘1’ que constituyen las secuencias que modulan la intensidad del LED a lo largo del tiempo, haciendo que estas sean lo más equilibradas –similar número de bits ‘1’ y ‘0’– posible [IEEE Std 802.15.7-2011]. También se pueden utilizar esquemas de codificación que generan, a partir de los bits originales, secuencias de salida concretas que permiten controlar el nivel de iluminación, lo que se conoce como *Inverse Source Coding* (ISC) [Kwon, 2010]. Estas técnicas también pueden utilizarse para controlar el *dimming* en sistemas PAM [Kwon and Ahn, 2012].

Cuando se dispone de lámparas de WLED *multichip*, es posible implementar la técnica de codificación por desplazamiento de color (CSK, *Color-Shift Keying*). En el caso de los LED tricolor (RGB, *Red-Green-Blue*), las tres componentes se combinan para generar la luz blanca. Con la técnica CSK, se puede modular la intensidad de los distintos LED para obtener diferentes puntos de una constelación de símbolos, de aspecto triangular, dentro del espacio de cromaticidad [Rajagopal et al., 2012]. El número de puntos de la constelación así definida determina el número de bits a transmitir por símbolo. En el extremo receptor, se requeriría de tres dispositivos detectores que utilizan cada uno un filtro de color diferente asociado a una de las tres componentes a decodificar. A partir de las intensidades de salida de cada canal de color se genera la coordenada en el espacio de cromaticidad para determinar el símbolo y, por tanto, los bits transmitidos en origen. En el estándar IEEE 802.15.7 se definen ya esquemas 4-CSK, 8-CSK y 16-CSK como otros métodos alternativos a utilizar para la capa física [IEEE Std 802.15.7-2011], aunque existen trabajos posteriores que han seguido profundizando en esta técnica [Ahn and Kwon, 2012, Delgado Rajó et al., 2014, Luna Rivera et al., 2014, Monteiro and Hranilovic, 2014]. El uso de LED que incluyen una cuarta componente de tono ámbar (RAGB) permite el diseño de constelaciones de tipo rectangular en el mapa de color, de manera similar a las constelaciones QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) en sistemas convencionales de modulación, lo que permite una mayor eficiencia energética y fiabilidad [Singh et al., 2014].

Aunque no considerada en esta primera versión del estándar IEEE 802.15.7, la técnica OFDM se ha estudiado en multitud de trabajos sobre VLC [Elgala and Little, 2013, Elgala et al., 2009, González et al., 2016c, Grobe et al.,

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

2013, He et al., 2015], superándose una y otra vez, mediante su aplicación, las tasas más altas de transmisión alcanzadas por sistemas VLC prácticos hasta ese momento [Cossu et al., 2012, Vučić et al., 2010b,c], y configurándose así como la gran candidata para las futuras redes de datos 5G y subsiguientes especificaciones del estándar [Ayyash et al., 2016]. Los primeros trabajos en profundidad sobre la aplicación de la técnica OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas estuvieron orientados hacia enlaces infrarrojos [González et al., 2005b, Grubor et al., 2005], aunque existía ya un primer estudio básico sobre OFDM para VLC realizado por Tanaka et al. [2001b]. En esos primeros trabajos, el esquema propuesto consistía en generar una señal OFDM real $x_{\text{OFDM}}(t)$ y aplicarle una adecuada tensión de *offset* en continua x_{DC} , tal que la señal finalmente así generada $x_{\text{DCO-OFDM}}(t) = x_{\text{OFDM}}(t) + x_{\text{DC}}$ sea siempre mayor o igual que cero, pudiendo de esta forma modular con ella la intensidad del LED. Este tipo de modulación recibió el nombre de *DC-biased Optical OFDM* (DCO-OFDM) y tiene como principal inconveniente que una gran cantidad de la potencia emitida por el LED se desperdicia en aplicar el desplazamiento en continua para hacer no negativa a la señal que lo modula. Para conseguir que toda la potencia óptica, o la mayor parte de ella, se concentrara en la transmisión de información, Armstrong and Lowery [2006] propusieron la técnica conocida como *Asymmetrically Clipped Optical OFDM* (ACO-OFDM), donde, mediante la utilización de únicamente las portadoras impares para transmitir información, se obtenía una señal no negativa que podía aplicarse directamente para modular el LED. Aunque energéticamente más eficiente que DCO-OFDM, presenta el inconveniente de tener la mitad de eficiencia espectral al usar sólo la mitad del espectro disponible. Existen en la literatura otras variantes, como por ejemplo *Asymmetrically clipped DC-biased Optical OFDM* (ADO-OFDM), que intenta combinar lo mejor de ambas técnicas [Dissanayake et al., 2011]. De manera similar a ACO-OFDM, en la técnica PAM-DMT –donde DMT quiere decir *Discrete Multi-Tone*, que es otra forma de referirse a las señales OFDM reales–, la señal no negativa se obtiene mediante símbolos aplicados sobre las portadoras donde sólo la parte imaginaria es distinta de cero. Nuevamente, esto implica una señal con la mitad de eficiencia espectral que DCO-OFDM, pues cada portadora sólo se modula en una dimensión de manera similar a como se realiza en la técnica PAM al modular la amplitud del pulso –observe que en DCO-OFDM los símbolos que modulan las portadoras tienen dos dimensiones al ser complejos–. Por ese motivo, la mayoría de las pruebas de laboratorio –donde el consumo energético no es una prioridad– utilizan el esquema DCO-OFDM por ser el más eficiente a nivel espectral [Azhar et al., 2013, Cossu et al., 2012, Khalid et al., 2012,

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Tabla 2.3: Comparativa de velocidades de transmisión alcanzadas recientemente

Año	Velocidad	Distancia (m)	Transmisor	Receptor	Modulación	Comentarios	Referencia
2015	8 Gb/s	1	RYGB	PIN	CAP (WDM)	Post-ecualizador híbrido	[Wang et al., 2015]
2015	4,5 Gb/s	2	RGB	PIN	CAP (WDM)		[Chi, 2015]
2013	3,22 Gb/s	0,25	RGB	PIN	CAP (WDM)		[Wu et al., 2013b]
2014	3 Gb/s	0,05	GaN μ -LED	PIN	OFDM	Pre y post-ecualizador	[Tsonev et al., 2014]
2014	1,5 Gb/s	N/A	μ -LED	PIN	OOK	μ LED píxel con electrónica CMOS	[Zhang et al., 2013]
2013	1,1 Gb/s	1	pc-LED	N/A	OFDM (WDM)	Sistema MIMO 4 \times 9	[Azhar et al., 2013]
2013	300 Mb/s	11	rc-LED	PIN	OOK-NRZ		[Binh et al., 2013]
2013	2,7 Mb/s	0,1	OLED	PIN	PPM		[Haigh et al., 2013b]
2012	3,4 Gb/s	0,3	RGB	APD	OFDM (WDM)		[Cossu et al., 2012]
2012	1 Gb/s	0,1	pc-LED	PIN	OFDM	Tasa de datos más alta con un único LED	[Khalid et al., 2012]

Tsonev et al., 2014]. Debido a la elevada relación potencia pico a potencia promedio (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) de los esquemas OFDM, se han propuesto también técnicas de portadora única, que presentan valores más reducidos y controlables de este parámetro, como SCFDE (*Single-Carrier Frequency-Domain Equalization*) [Acolatse et al., 2011] o la modulación CAP (*Carrier-less Amplitude and Phase*) [Wu et al., 2013a], habiéndose alcanzado experimentalmente tasas de datos muy similares a las de OFDM aunque a costa de una mayor complejidad de implementación [Wu et al., 2013b].

La tabla 2.3¹ detalla los esfuerzos recientes de varios grupos de investigación por alcanzar mayores tasas de transferencias de datos usando VLC. La tabla se organiza en términos de velocidades logradas. Para facilitar la comparación, se indica los tipos de transmisores y receptores utilizados en cada caso. La tasa de datos más alta se ha logrado recientemente mediante el uso de un LED RYGB (*Red-Yellow-Green-Blue*), en un enlace de un metro [Wang et al., 2015]. El uso de técnicas WDM (*Wavelength-Division Multiple*) en LED RGB permite triplicar las velocidades de transmisión de datos al disponer de tres canales simultáneos independientes. Los OLED tienen tasas de datos más bajas, pero son de fabricación barata y, agrupándolos, es posible lograr tasas de datos más altas. Se puede ver que el fotodiodo PIN (*Positive-Intrinsic-Negative*) es el detector comúnmente utilizado. La tendencia hacia OFDM ha dado lugar a mayores tasas de transmisión de datos y, con los sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) ganando popularidad, seguirá aumentando.

¹Basada en una tabla de [Karunatilaka et al., 2015]

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

2.4. Otras aplicaciones

Mucho se ha especulado sobre la tecnología LiFi (*Light Fidelity*), que es el término acuñado para etiquetar a los sistemas de comunicaciones inalámbricos rápidos y de bajo costo basados en la tecnología VLC, utilizado por primera vez por el ingeniero Harald Haas en su conferencia TED celebrada en el año 2011 [Haas, 2011]. Aunque queda mucho camino por recorrer en este campo, la realidad es que las limitaciones a la que se enfrentan los sistemas actuales de RF, relativos a la vulnerabilidad de la seguridad de las redes WiFi o posibles restricciones de uso de este tipo de emisiones electromagnéticas en determinados ambientes, por no hablar del cada vez más escaso ancho de banda disponible, hacen de la tecnología VLC una forma segura y factible para proveer servicios de banda ancha en interiores, ya sea de manera complementaria a las redes de RF o como única alternativa en algunos casos. Aunque esta es la aplicación evidente, existen otras. Tenemos, por ejemplo, lo que se conoce como V2V (comunicación vehículo a vehículo) o V2I (comunicación vehículo a infraestructura) [Jackson et al., 1998, Pang et al., 1999b, Tanaka et al., 2000]. La figura 2.3 muestra dos de los escenarios posibles. En el primero, V2I, al pasar el vehículo cerca de los semáforos, éstos le dan información de los aparcamientos disponibles en las inmediaciones. En el segundo, V2V, el vehículo azul que va circulando le indica al vehículo tras él (de color amarillo) que mantenga la distancia de seguridad. En esa misma línea, tenemos los sistemas de transporte inteligentes (ITS, *Intelligent Transport Systems*), donde, cuando queremos desplazarnos a un determinado lugar, nos subimos al vehículo en cuestión, y dejamos que éste nos lleve a nuestro destino de manera totalmente autónoma, guiándose por GPS (*Global Positioning System*) y ayudado por las comunicaciones V2V y V2I.

Otra de las aplicaciones posibles es la de localización en interiores. Tenemos interiorizada la importancia de la localización en exteriores. Cuando deseamos ir a cualquier parte del planeta, nos basta con poner la dirección en el móvil y éste nos guiará mediante la información recopilada a través de su dispositivo GPS al lugar exacto especificado. Imaginemos ahora unos grandes almacenes donde se desee saber qué pasillo tiene mayor afluencia de personas para ubicar un determinado producto y que este sea visto y conocido por el máximo grupo de clientes, o que se desee conocer cuáles son las tendencias del mercado actual, si los consumidores están más interesados en la moda que en la tecnología, o si prefieren el visionado de móviles o el de tabletas [Jovicic et al., 2013]. Esta es sólo una de las cientos de aplicaciones posibles gracias a la localización en interiores, pero el sistema GPS no funciona en recintos cerrados, y en la actualidad se apoya de las redes WiFi para triangular la posición de las

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

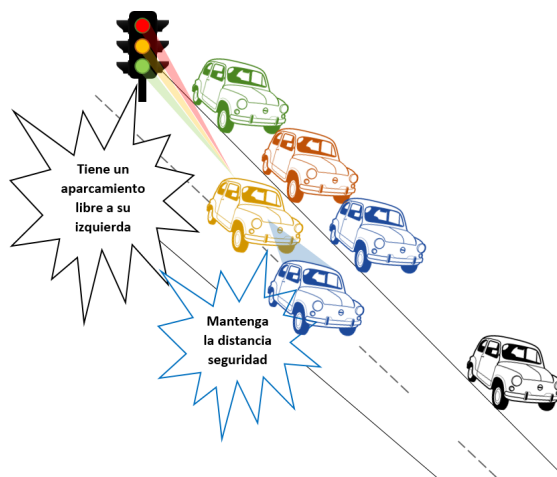


Figura 2.3: Ejemplo de comunicación V2I, semáforo a vehículo, y V2V, vehículo a vehículo.

personas. Es obvio que cuantos más *routers* inalámbricos tengamos en el establecimiento donde se desee llevar a cabo el cálculo de la posición, más precisión tendremos a la hora de ubicar al cliente en todo momento. Li et al. [2014] observaron que existen diez veces más luminarias LED en el interior de los edificios que *routers* disponibles. También es posible utilizar la tecnología VLC para la localización [Armstrong et al., 2013], por lo que, uniendo ambas ideas, es posible el diseño de sistemas de localización en interiores más precisos y efectivos que los actuales.

Existen otras muchas aplicaciones tales como la interacción entre humanos y máquinas (HCI, *Human-Computer Interaction*). Así pues, podemos encontrarnos el uso de técnicas VLC para calcular movimientos precisos, como el ratón óptico del ordenador, que utiliza un LED y un fotodiodo (PD, *Photodiode*) para tal fin. La detección de movimientos en 3D es otro de los posibles ejemplos, o el control de la entrada de personas a un determinado establecimiento. En [Gupta et al., 2011], los autores demuestran que la presencia humana en los recintos causa cambios en el campo EM alrededor de las luminarias fluorescentes. Estos cambios dan lugar a variaciones en la red eléctrica, por lo que los gestos pueden ser reconocidos aprovechando esta característica.

2.5. Grupos de investigación

El inicio del desarrollo de la tecnología VLC tuvo lugar en la Universidad de Keio, en Yokohama, Japón. Fundamentalmente, sus trabajos se han centrado

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

en la integración de los sistemas PLC con VLC [Komine and Nakagawa, 2003, Komine et al., 2006] y, más recientemente, en sistemas de transporte inteligente que utilizan los semáforos existentes [Iwasaki et al., 2008].

A nivel europeo, los grupos más fuertes se encuentran en Alemania y Reino Unido. En 2008, se fundó el proyecto europeo *hOME Gigabit Access* (OMEGA), que culminó en 2011. Su objetivo era el desarrollo de estándares para redes domésticas que proporcionen servicios y suministren contenidos a velocidades de transmisión de hasta 1 Gbps, incluyéndose el uso de tecnologías de comunicación óptica inalámbrica en las bandas de infrarrojo y visible [OMEGA]. El proyecto, con un coste total de 19,13 millones de euros, fue financiado por la Comisión Europea con 12,41 millones de euros y contaba con investigadores de compañías, universidades e institutos de investigación de Austria, Alemania, Francia, Grecia, Italia, Eslovenia, Reino Unido, y *Telefónica Investigación y Desarrollo S.A.* por España. En la etapa final del proyecto lograron un enlace VLC a 806 Mb/s con un único canal, un LED RGB y un receptor de tipo PIN [Kottke et al., 2012]. Entre los integrantes del proyecto destaca el instituto de investigación alemán *Fraunhofer Institute for Telecommunications, Heinrich Hertz Institute*, cuyo grupo participante estaba dirigido por el profesor Klaus-Dieter Langer, y que se ha caracterizado por el desarrollo de esquemas de modulación OFDM adaptativos y la implementación de prototipos prácticos en tiempo real [Ayyash et al., 2016].

Por el Reino Unido, como principales exponentes encontramos el grupo de la Universidad de Oxford, dirigido por el profesor Dominic O'Brien, y el de la Universidad de Edimburgo, liderado por el profesor Harald Haas. El enfoque adoptado por los investigadores en el grupo de Oxford ha sido en la mejora de las tasas de datos mediante el uso de ecualización y técnicas MIMO [Zeng et al., 2009] aplicadas tanto a enlaces punto a punto, alcanzando tasas de 1,1 Gbps [Azhar et al., 2013], como sobre sistemas VLC de altas velocidades [Le Minh et al., 2009, O'Brien et al., 2010]. El grupo de Edimburgo ha trabajado principalmente en la utilización de la técnica OFDM para el desarrollo de sistemas de comunicación de alta velocidad y en el diseño de la técnica que han bautizado como *Optical Spatial Modulation* (OSM), donde se dispone de múltiples emisores que no transmiten simultáneamente y se utiliza la ubicación de aquél que lo hace en un momento dado –posición que debe ser “descifrada” por el receptor en base a las características de la señal recibida, como su potencia, retardo, etc.– para añadir más bits de información por símbolo transmitido [Mesleh et al., 2011]. Estos dos grupos han estado en estrecha colaboración en proyectos de ámbito estatal, donde también ha participado la Universidad de Northumbria, cuyo equipo de investigación en

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

comunicaciones ópticas está liderado por el profesor Zabih Ghassemlooy. Los esfuerzos de este último grupo han sido principalmente en técnicas alternativas a OFDM para la comunicación en entornos VLC [Burton et al., 2014, Haigh et al., 2015] y en el trabajo con dispositivos OLED [Haigh et al., 2013a].

En Estados Unidos, los grupos más activos en VLC son el que dirige el profesor Mohsed Kavehrad en la Universidad estatal de Pensilvania, con trabajos sobre sistemas combinados PLC-VLC [Amirshahi and Kavehrad, 2006], y el del profesor Thomas D.C. Little de la Universidad de Boston. Este último participa en el proyecto *Smart Lighting Engineering Research Center* financiado por la *National Science Foundation* desde 2008, con una dotación económica de 18,5 millones de dólares, destinado al campo de la tecnología VLC en entornos domésticos [Chau et al., 2010, Little et al., 2008].

Otro grupo destacado es el de la profesora Jean Armstrong de la universidad australiana de Monash. Sus primeros trabajos fueron enfocados hacia sistemas OFDM ópticos inalámbricos en el infrarrojo o a través de fibra óptica. Sin embargo, en el pasado reciente han orientado sus líneas de investigación hacia sistemas VLC, con un enfoque en entornos de interiores y sistemas MIMO [He and Armstrong, 2016, He et al., 2016, Tahar et al., 2016, Wang et al., 2016].

A nivel nacional, los grupos que mayormente investigan en la tecnología VLC son el del profesor Francisco J. López Hernández de la Universidad Politécnica de Madrid [del Campo Jiménez et al., 2016, Martín González, 2009, Poves, 2010] y el del profesor Rafael Pérez Jiménez en la Universidad de Las Palmas de Gran Canarias [Guerra, 2016, Quintana, 2012, Rufo, 2016], con los que el Grupo de Comunicaciones Ópticas No Guiadas de la Universidad de La Laguna está en estrecha colaboración. El grupo del profesor Antonio Puerta, de la Universidad de Málaga, era otro de los grupos principales en comunicaciones ópticas no guiadas en el canal infrarrojo, pero su actual investigación se ha centrado en los sistemas FSO.

2.6. Retos futuros de la tecnología VLC

En el presente capítulo se ha estudiado la necesidad de dotar a los sistemas de comunicaciones de un ancho de banda adicional en el espectro disponible para la comunicaciones inalámbricas, y se ha propuesto y justificado que la tecnología VLC, como una de las infraestructuras de iluminación más prometedoras y eficientes, energéticamente hablando, representa una candidata perfecta para suplir esta escasez. Además, con el abaratamiento de los LED, y las mejoras en las prestaciones y características intrínsecas de los

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

mismos, la sustitución de las luminarias actuales por las de LED es inevitable, lo que propicia su uso como fuentes ópticas para los sistemas VLC.

Por otra parte, se han estudiado diversos tipos de LED así como las diferencias, ventajas y desventajas del uso de cada uno de ellos. Se ha hecho un breve repaso de los grupos de investigación más relevantes en el campo de la tecnología VLC, y se han citado alguno de los hitos más importantes logrados en la misma. Los avances recientes de varios grupos de investigación asociados a VLC, han permitido alcanzar velocidades de comunicación superiores a 1 Gb/s.

Existen, sin embargo, aún varios problemas susceptibles de mejora, tales como la problemática del enlace ascendente (*uplink*). Las comunicaciones por luz visible resultan especialmente ventajosas para la difusión de información, es decir, son idóneas para establecer el enlace descendente. Para dispositivos portátiles que funcionan con baja potencia como el ordenador portátil o el móvil, un enlace ascendente sería ineficiente. Además, el canal de bajada es relativamente sencillo de implementar, a la vez que barato, ya que es el LED el que hace de elemento final de transmisión, y este ya viene incorporado en la propia luminaria. Por el contrario, crear un canal de subida obligaría a tener un punto móvil de emisión de datos, y una infraestructura para garantizar la visión directa entre el transmisor y el receptor óptico, o un punto fijo de emisión de datos, y una infraestructura, menos costosa que la anterior, pero que obligaría a que el usuario esté estático en un puesto mientras transmite. En cualquiera de los dos casos, el coste del sistema sería elevado. Aunque actualmente existen soluciones para el problema del *uplink*, estos requieren de esquemas que incluyen enlaces de RF, o en el IR o el ultravioleta cercano, o transceptores retroreflectantes que utilizan la luz recibida a través del canal de bajada para generar el enlace de subida. Un enlace de RF para el canal de subida tiene la ventaja de que es una tecnología madura y conocida y evita el problema de las interferencias a nivel óptico, pero podría resultar costoso e ineficiente, energéticamente hablando, ya que se tiene que integrar un conjunto diferente de transmisores y receptores junto con los transceptores ópticos. Además no sería aceptable en algunos escenarios en los que la tecnología VLC se utiliza para minimizar las interferencias electromagnéticas como en hospitales o ambientes industriales. La solución del transceptor retroreflectante tiene como inconveniente que la velocidad de modulación alcanzable es baja y además su coste es alto. Por último, la banda del ultravioleta cercano para el canal ascendente parece ser la más idónea, ya que las pérdidas por propagación directa son más bajas que las experimentadas por el canal infrarrojo. Además, a medida que nos vamos acercando a la superficie terrestre, la luz ultravioleta

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

procedente del sol disminuye, por lo que las interferencias ambientales son mínimas.

Otro de los problemas a resolver es la transmisión de datos cuando la luz está apagada. Una posible solución es hacer un híbrido entre la tecnología VLC y RF, pero esto sería complejo y costoso, además de que, en lugares donde las interferencias electromagnéticas fueran un problema, sería inviable. Una solución puede ser habilitar un canal IR únicamente cuando se produzca esta situación, donde para minimizar los riesgos para la salud se puede transmitir con la potencia mínima necesaria para mantener la robustez del canal; los fotodiodos de avalancha (APD, *Avalanche Photodiode*) son la mejor opción para detectar niveles muy bajos de luz por su ganancia interna. Sin embargo, en una configuración exclusivamente VLC, la transmisión de datos con las luces muy atenuadas (imperceptibles para el ojo humano), exigiría técnicas de modulación eficientes y además supondría bajar la tasa de transmisión para mantener estable la tasa de error (BER, *Bit Error Rate*). Relacionado con lo anterior, encontramos como uno de los mayores problemas el mantener una línea de visión directa entre el transmisor (lámpara) y el receptor [Komine et al., 2005]. Aunque se puede resolver parcialmente distribuyendo la fuentes de luz para intentar cumplir este objetivo, no parece factible que esta condición se pueda asegurar en toda situación y la libertad de movimientos del usuario receptor plantea un serio reto. Resulta evidente que este será uno de los campos de mayor investigación sobre VLC en el futuro. Las interferencias ambientales (luz solar) y artificiales (como las de otras clases de lámparas de tipo fluorescente y/o incandescente), aunque estas últimas cada vez en menor medida al ir siendo sustituidas paulatinamente, afectan a la calidad de las comunicaciones VLC y deben minimizarse.

La alta temperatura de la unión del LED afecta a la longitud de onda dominante, a la eficiencia interna y a la anchura espectral. En el caso de que se integren LED de alta luminosidad para transmisión VLC e iluminación, donde se producen elevadas variaciones de las corrientes de excitación, las temperaturas altas pueden causar la degradación de la potencia y calidad de la señal a través del tiempo, lo que provoca en última instancia la imposibilidad de mantener la tasa de datos para una BER dada. El efecto podría ser mayor en los dispositivos de iluminación donde cientos de LED están conectados juntos formando matrices. La vida útil de los LED se reduce drásticamente cuando está sometidos a un calor excesivo. Para que la tecnología VLC pueda aplicarse de manera efectiva, la temperatura de la unión de estos dispositivos debe mantenerse al mínimo.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Los LED azules comerciales tienen un ancho de banda a 3 dB de alrededor de 20 MHz en el mejor de los casos, y el recubrimiento del fósforo que permite convertir la luz azul en blanca disminuye ese ancho de banda a tan sólo unos 2 MHz. Existen varios métodos para paliar este problema. Uno de los más efectivos es el filtrado azul, que básicamente consiste en la disposición de un filtro óptico en el detector que recupera nuevamente el ancho de banda original del LED azul, al eliminar la respuesta lenta debida al fósforo. La principal desventaja de este método son las grandes pérdidas en la potencia de la señal recibida, pues la componente en el azul suele representar menos de la mitad de la potencia total de la luz blanca emitida por el WLED [Grubor et al., 2008]. Otra solución consiste en incluir un sistema de pre-ecualización para aumentar el ancho de banda efectivo del sistema LED + ecualizador. Le Minh et al. [2008] consiguieron incrementar el ancho de banda efectivo hasta alrededor de 25 MHz, a partir del dispositivo original con tan sólo 2,5 MHz, logrando de esta forma tasas de datos de 40 Mbit/s utilizando *Non-Return to Zero* (NRZ) OOK. La combinación de filtrado en el azul junto con ecualización en el receptor se propone en [Zeng et al., 2009], en este caso alcanzando 100 Mbit/s con el mismo esquema de modulación para un ancho de banda efectivo de 50 MHz. Por último, el uso de esquemas con múltiples portadoras como DMT/OFDM permite optimizar el rendimiento a cada frecuencia del ancho de banda de modulación de manera independiente lo que, en combinación con otras técnicas de ecualización y/o filtrado óptico, permite incrementar enormemente las velocidades de transferencia de datos [Cossu et al., 2012]. Sin embargo, estas técnicas multiportadora son muy sensibles a la falta de linealidad del emisor, lo que limita las distancias alcanzables y conlleva pérdidas importantes en potencia no útil para la comunicación [Tsonev et al., 2013]. Todas estas eventualidades están impidiendo una más rápida implantación de la tecnología VLC.

A pesar de todas estas problemáticas, el futuro de la tecnología VLC es prometedoramente brillante, principalmente con la creciente popularidad de los WLED, pues se prevé que, de una manera rápida y sencilla, vayan desplazando a un segundo lugar las luminarias tradicionales de los hogares actuales. La potencial disponibilidad de acceso ubicuo de banda ancha, junto con la posibilidad de proveer servicios de localización precisa, que brindan, como ninguna otra infraestructura, el cada vez más profundo despliegue de instalaciones WLED tanto en entornos interiores como en exteriores, auguran una respuesta de igual intensidad por parte de la comunidad científica para hacer de la tecnología VLC una realidad a no tan largo plazo.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Capítulo 3

El canal óptico no guiado en el visible

Previamente al diseño de técnicas de modulación a explotar con la tecnología VLC, resulta conveniente estudiar las características específicas que definen este tipo de canales ópticos no guiados. Este capítulo pretende analizar los aspectos más significativos que definen el canal VLC en recintos cerrados. Como puede observarse en la figura 3.1, dicho canal óptico está compuesto de tres elementos: los emisores ópticos (lámparas LED), la habitación donde se lleva a cabo la comunicación mediante la luz emitida por las lámparas y el receptor óptico (fotodiodo o APD). Los siguientes apartados se centran en una descripción minuciosa de cada uno de estos componentes, y su impacto sobre el ancho de banda efectivo de modulación, recurso que en última instancia compromete el desempeño del sistema de comunicación a implementar en el mismo. Finalmente, se presentan las estructuras básicas que permiten la conversión electro-óptica en el lado del emisor y opto-electrónica en el lado del receptor, que habilitan la transferencia de datos a través del canal VLC.

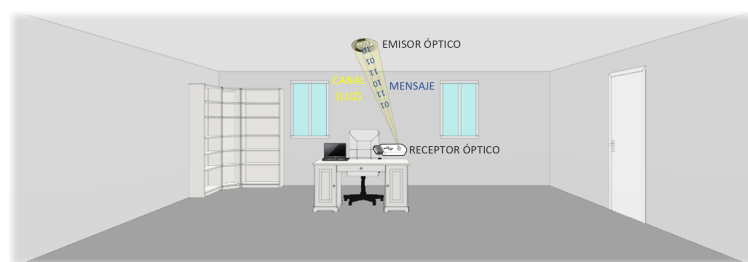


Figura 3.1: Elementos que intervienen en una comunicación VLC

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

3.1. Fuentes ópticas

Las lámparas de LED en el visible se componen comúnmente de un número significativo de *chips* individuales, presentando cada uno de ellos un patrón de radiación lambertiano, típicamente de índice modal (n) igual a la unidad o semiángulo de radiación (a mitad de potencia) $\phi_{1/2} = \arccos \sqrt[3]{1/2} = 60^\circ$ (ver figura 3.2).

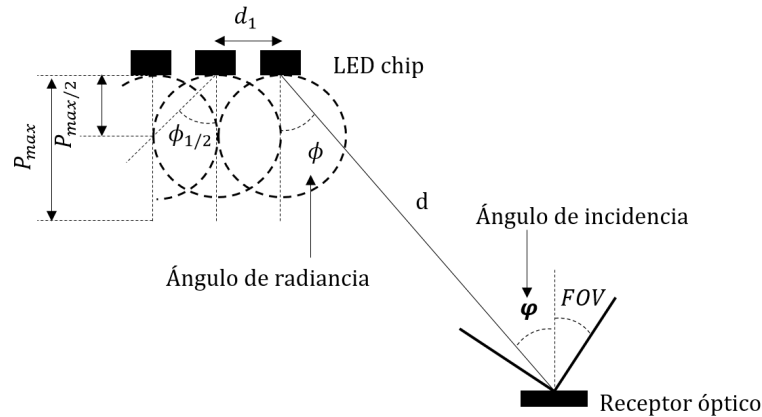


Figura 3.2: Contribución de potencia recibida en la línea de visión directa (LOS, *Line Of Sight*) entre emisor y receptor.

El patrón de radiación lambertiano en función del ángulo de radiancia ϕ con respecto al eje perpendicular del transmisor viene dado por [Barry et al., 1993]:

$$R_E(\phi) = P_E \frac{n+1}{2\pi} \cos^n \phi, \quad -\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.1)$$

donde P_E es la potencia total emitida por un único LED (*chip*). Observe que el orden del modelo lambertiano puede también determinarse a partir del semiángulo a media potencia $\phi_{1/2}$ como $n = -\frac{\ln 2}{\ln(\cos \phi_{1/2})}$. La figura 3.3 muestra gráficamente el patrón de radiación lambertiano obtenido para un ángulo $\phi_{1/2}$ de 60° , es decir, para $n = 1$.

Como ya se comentó en el apartado 2.2, los dos métodos principales utilizados para diseñar dispositivos LED que emitan luz blanca, o WLED, son mediante un LED azul con un recubrimiento de fósforo cuya respuesta al incidirle la luz azul da lugar a un espectro de emisión más amplio que abarca todo el visible, o mediante la adecuada combinación de diferentes componentes de color, generalmente tres (rojo, verde y azul), cuya radiación conjunta es

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

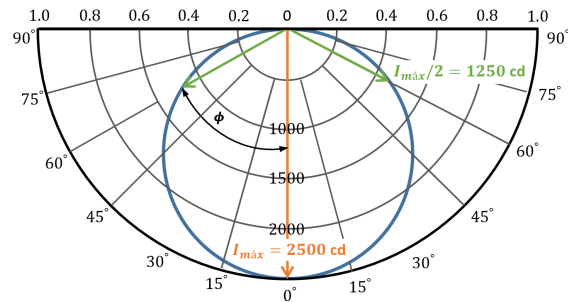


Figura 3.3: Semiángulo de irradiación a media potencia.

percibida como luz blanca [Schubert, 2006]. En el primer grupo (los YB-LED), el ancho de banda de modulación que ofrecen es de apenas 1 a 2 MHz, aunque, tras suprimir mediante un filtro óptico azul en el receptor la componente fosforescente (véase la figura 3.4) que define esta lenta respuesta, es posible expandir dicho ancho de banda hasta unos 20 MHz aproximadamente [Grubor et al., 2008]. Por contra, los RGB-LED proporcionan ya de por sí un ancho de banda de modulación en torno a 25 MHz [Cui et al., 2009] y, en ese sentido, son preferibles para aplicaciones de comunicaciones al permitir de partida mayores tasas de datos, aunque están menos extendidos como dispositivos de iluminación que los YB-LED.

La figura 3.4 representa la densidad espectral de potencia (PSD, *Power Spectral Density*) normalizada típica de un WLED basado en recubrimiento de fósforo [Lee et al., 2011] y la función de sensibilidad del ojo humano en un ambiente bien iluminado (visión fotópica), denotados por $p(\lambda)$ y $V(\lambda)$, respectivamente. La potencia óptica o *flujo radiante* del WLED [W] viene dada por:

$$P_E = \int_{\lambda_{\min}(380 \text{ nm})}^{\lambda_{\max}(780 \text{ nm})} p(\lambda) d\lambda \quad (3.2)$$

En la PSD, la componente en el azul comprende aproximadamente el 50% de la potencia óptica emitida por el LED [Grubor et al., 2008], por lo que cuando se utiliza un filtro óptico en el receptor para recuperar dicha componente, con el objetivo de incrementar sustancialmente el ancho de banda, se lleva a cabo, como contrapartida, una gran penalización en la relación señal a ruido (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*) disponible (del orden de 6 dB, pues la potencia eléctrica a la salida del detector es proporcional al cuadrado de la potencia óptica de la luz incidente).

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

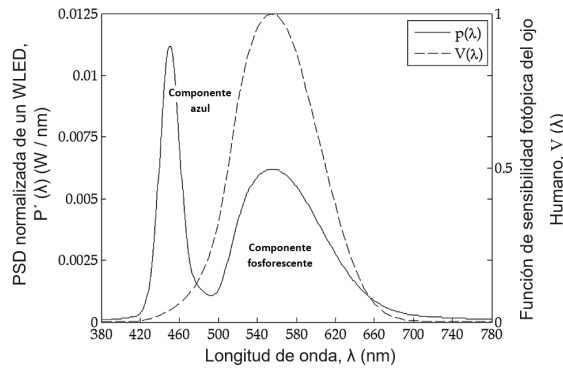


Figura 3.4: Densidad espectral de potencia normalizada $p'(\lambda)$ de un WLED y función de sensibilidad fotópica del ojo humano $V(\lambda)$ frente a la longitud de onda.

Debido a que las lámparas VLC son también dispositivos de iluminación, es conveniente recordar la relación existente entre las cantidades fotométricas y radiométricas. El *flujo luminoso* [lm], es decir, la cantidad de luz radiada en todas las direcciones por el WLED viene dado por:

$$\Phi_{\text{lum}} = 683 \frac{\text{lm}}{\text{W}} \int_{\lambda_{\text{mín}}}^{\lambda_{\text{máx}}} V(\lambda) p(\lambda) d\lambda \quad (3.3)$$

donde el factor 683 lm/W de normalización indica que una fuente óptica de un vatio con una longitud de onda de 555 nm, a la que la sensibilidad $V(\lambda)$ del ojo humano es máxima (véase la figura 3.4), se obtiene un flujo luminoso de 683 lúmenes. La figura 3.5 compara la eficacia del ojo humano con visión fotópica (basada en la respuesta de los conos) y escotópica (basada en los bastones).

El lumen es la unidad estándar del flujo luminoso de una fuente de luz. Es una unidad derivada del Sistema Internacional, basada en la candela. Se puede definir como el flujo luminoso (Φ_{lum}) emitido sobre un estereorradián (1 sr) por una fuente puntual isotrópica, que tiene una intensidad luminosa de una candela. Así pues, el lumen unitario en términos de potencia radiante (llamado también *flujo radiante*), puede ser obtenido despejándolo de la ecuación:

$$\text{Flujo luminoso en lúmenes} = \text{Potencia radiante (vatios)} \times 683 \text{ lúmenes/vatio} \times \text{eficacia luminosa} \quad (3.4)$$

La *eficacia luminosa* es ahora calculada sustituyendo el flujo luminoso en lúmenes obtenido de la ecuación (3.3), la potencia radiante dada por (3.5), y despejando todo ello en la ecuación (3.4):

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

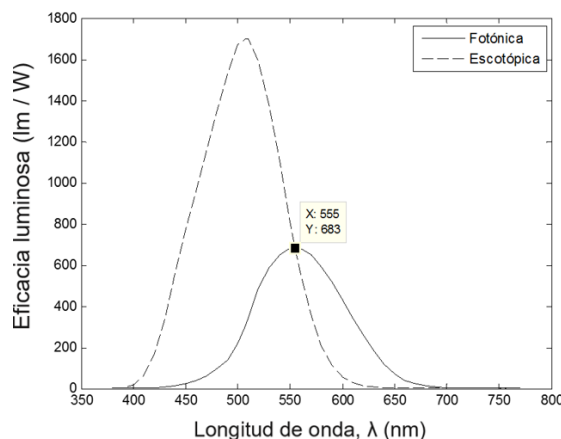


Figura 3.5: Respuesta del ojo fotópica (ambientes bien iluminados) y escotópica (ambientes oscuros) en función de la longitud de onda del espectro visible.

$$\eta_{\text{lum}} = \frac{\Phi_{\text{lum}}}{P_E} = 683 \frac{\text{lm}}{\text{W}} \int_{\lambda_{\text{mín}}}^{\lambda_{\text{máx}}} V(\lambda) p(\lambda) d\lambda / \int_{\lambda_{\text{mín}}}^{\lambda_{\text{máx}}} p(\lambda) d\lambda \quad (3.5)$$

La ecuación (3.5) refleja la eficiencia de conversión de la potencia radiante del LED en luminosidad. La *iluminancia* es el flujo luminoso incidente por unidad de área y viene dado en luxes [$\text{lx} = \text{lm}/\text{m}^2$]. La iluminancia en el punto (x, y) de una superficie horizontal viene dada por [Komine and Nakagawa, 2004]:

$$E_{\text{hor}} = I(\phi) = \cos \phi / d^2 = I_0 \cos^n \phi \cos \phi / d^2 \quad (3.6)$$

donde d es la distancia entre la fuente óptica (LED) y el receptor óptico, ϕ es el ángulo en la línea de radiación, φ es el ángulo de incidencia con respecto a la normal de la superficie horizontal donde se encuentra el punto (x, y) (ver figura 3.2), e I_0 (ecuación 3.7) es la *intensidad luminosa* central del LED [Grubor et al., 2008]:

$$I_0 = I(\phi = 0) = \frac{n+1}{2\pi} \Phi_{\text{lum}} \quad (3.7)$$

con n siendo el índice lambertiano de la fuente óptica, cuyo valor es típicamente la unidad en los WLED.

La figura 3.6 muestra la iluminancia obtenida en el plano de la zona de trabajo (altura de 0,75 m) para una habitación con dos ventanales (ver

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

párametros en la tabla 3.1), considerando tanto la contribución en la línea de visión directa desde las lámparas (LOS) como la incidente tras las reflexiones en paredes y ventanas. Según los estándares europeos, los niveles de iluminación requerida en lugares de trabajo deben ser mayores de 400 lx [European Standard EN 12464-1, 2002], lo que se satisface en este ejemplo.

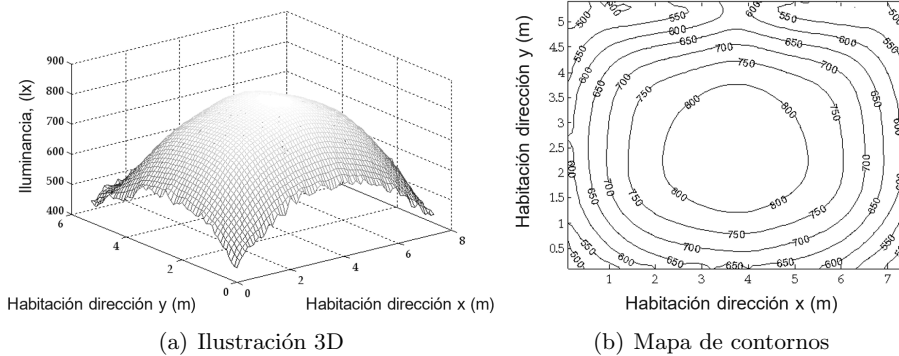


Figura 3.6: Iluminancia en el plano del receptor, considerando la contribución LOS y tras reflexiones en las ventanas y paredes ($E_{\min} = 445$ lx, $E_{\max} = 845$ lx, $\bar{E} = 690$ lx)

3.2. Superficies

Las superficies reflectantes rugosas, mates, sin brillo, presentan comúnmente un patrón de reflexión puramente difuso, tal y como se muestra en la figura 3.7(a), es decir, no favorecen ninguna dirección particular después de la reflexión independientemente del ángulo de incidencia. Además, este patrón de reflexión sigue el *modelo de Lambert* con índice $n = 1$, verificándose que:

$$R_S(\theta, \lambda) = \rho(\lambda) P_I \frac{1}{\pi} \cos \theta \quad (3.8)$$

donde P_I es la potencia óptica incidente, $\rho(\lambda)$ es el coeficiente de reflexión de la superficie, el cual depende de la longitud de onda λ , y θ es el ángulo de observación. Sin embargo, algunas superficies brillantes y pulidas, como el cristal, experimentan una fuerte reflexión del rayo entrante según el ángulo de incidencia del mismo, lo que se conoce como *reflexión especular*, o luz reflejada por la superficie en una sola dirección o en un rango de ángulos muy cercano al ángulo de reflexión perfecta, tal y como se ilustra en la figura 3.7(b).

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Tabla 3.1: Parámetros de la habitación bajo estudio

Tamaño habitación (largo × ancho × alto):	7,5 m × 5,5 m × 3,5 m		
Número de matrices de LED (lámparas):	6(3 × 2)		
Número de LED por lámpara:	900 (30 × 30)		
Dimensiones de cada lámpara:	0,6 m × 0,6 m		
Posiciones (x, y, z) de las lámparas (punto central):	Lámpara 1 (1,50, 1,50, 3,50)		
	Lámpara 2 (3,75, 1,50, 3,50)		
	Lámpara 3 (6,00, 1,50, 3,50)		
	Lámpara 4 (1,50, 4,00, 3,50)		
	Lámpara 5 (3,75, 4,00, 3,50)		
	Lámpara 6 (6,00, 4,00, 3,50)		
Potencia de un único LED (P_E):	20 mW		
Índice modal lambertiano de los LED (n):	1		
Altura del plano de recepción:	0,75 m		
Parámetros de las superficies	$\overline{\rho(\lambda)}$	r_d	m
Techo	0.35	1	-
Suelo	0.55	1	-
Paredes (yeso)	0.69	1	-
Ventanas (cristal)	0.04	0	280
Dimensiones de las ventanas (ancho × alto):	2,5 m × 1,5 m		

En este caso, se debe recurrir al *modelo de Phong*, donde el patrón de reflexión se comporta como la suma de dos componentes, la componente difusa y la especular [Lomba et al., 1998]:

$$R_S(\theta, \theta', \lambda) = \rho(\lambda) P_I \left[r_d \frac{1}{\pi} \cos\theta + (1 - r_d) \frac{m + 1}{2\pi} \cos^m(\theta - \theta') \right] \quad (3.9)$$

Aquí, r_d es la fracción ($0 \leq r_d \leq 1$) de la señal incidente que se refleja difusamente, m denota la directividad de la componente de reflexión especular (índice modal), θ' es el ángulo de incidencia con respecto a la normal de la superficie reflectante, y los restantes parámetros mantienen el mismo significado que los de la ecuación (3.8).

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

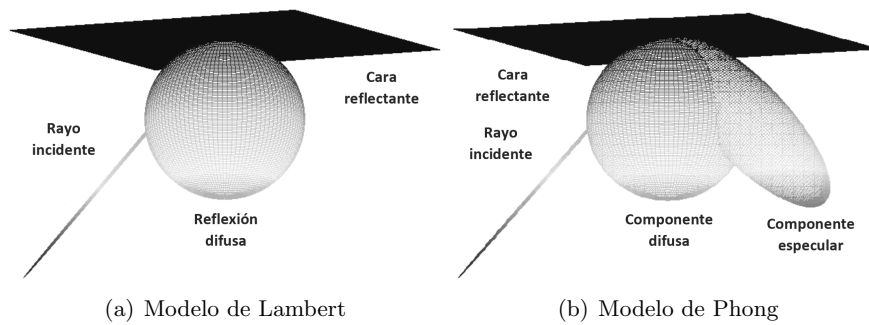


Figura 3.7: Reflexión puramente difusa (modelo lambertiano) y combinado difuso-especular (modelo de Phong).

3.3. Receptores ópticos

Una vez estudiados los conceptos básicos de la óptica y cómo afectan y contribuyen las diferentes reflexiones de los rayos ópticos en según qué tipo de superficie, a continuación pasaremos a analizar los receptores que resultan adecuados para comunicaciones ópticas en el visible. Así pues, en esta sección se considerarán dos tipos de receptores en diversidad angular [Kahn et al., 1998]: receptores que utilizan una lente para proyectar una imagen de la fuente óptica (LED) sobre una superficie de detección píxelada (cada píxel representa un fotodetector) y receptores que constan de varios fotodetectores orientados en diferentes direcciones para proporcionar dicha recepción en diversidad.

3.3.1. Receptor en diversidad angular formador de imagen

En este receptor, las imágenes de la lámpara son proyectadas en un matriz de fotodetectores PD (*Photodiode*), por medio de una lente formadora de imagen, tal y como se muestra en la figura 3.8(a). Esta proyección puede iluminar varios píxeles del detector. Sin embargo, cuando la superficie fotodetectora se divide en un número significativo de píxeles, las imágenes de las lámparas se extenderán sobre diferentes áreas de detección, pudiendo por tanto separar la información relativa a cada lámpara individual. En este estudio, vamos a considerar el enfoque de la óptica paraxial, es decir, ángulos pequeños y puntos cercanos al eje óptico, como en [Zeng et al., 2009].

El número f de una lente ($f_{\#}$) relaciona la distancia focal (L) (ver figura 3.8(b)) con su diámetro efectivo D : $L = D \times f_{\#}$. Cualquier objeto que esté dentro del alcance de la lente será proyectado en el receptor óptico (PD)

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

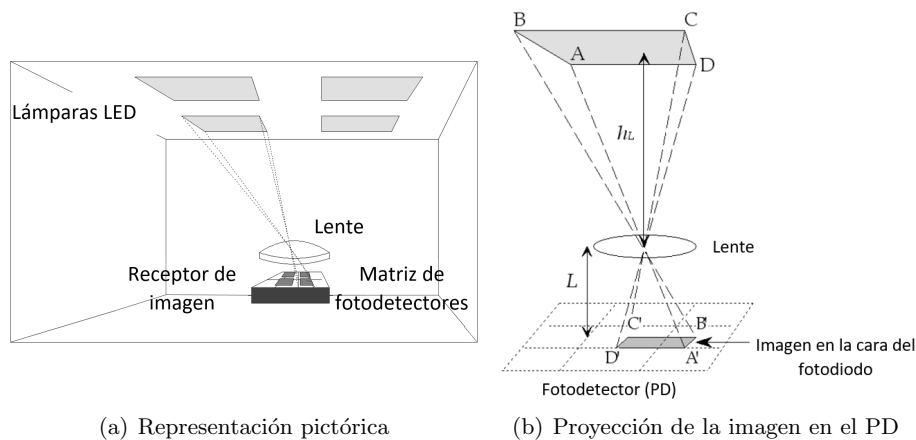


Figura 3.8: Escenario de comunicación VLC basado en receptor con lente formadora de imagen

con unas dimensiones proporcionales a las dimensiones originales del objeto, cumpliendo la siguiente relación: $M = h_L/L$, donde h_L es la distancia vertical del techo a la lente. Por ejemplo, para el ancho AD de la lámpara, tenemos que el nuevo ancho proyectado en el receptor óptico sería $AD = M \times A'D'$. Geométricamente, podemos determinar la imagen que se dibuja en la superficie del PD proyectando cada punto del entorno en el mismo (teniendo en cuenta la relación anteriormente mencionada), de manera similar a lo que se muestra en la figura 3.8(b) para los puntos A , B , C y D de la lámpara LED. Por lo tanto, un fotodetector cuadrado de ancho ω_r (área $A = \omega_r^2$) con $N \times N$ píxeles (donde cada píxel representa un fotodetector), sólo será capaz de observar un punto que esté dentro de su campo de visión (FOV, *Field of View*), en este caso con forma cuadrada, tal y como se muestra en la figura 3.9.

Para un receptor de imagen de 4×4 píxeles, el FOV total equivalente, semiángulo de observación, varía entre un $FOV_{\min} = \arctg(\omega_r/2L)$ en la cara central del PD, y un $FOV_{\max} = \arctg(\omega_r/\sqrt{2}L)$ en las esquinas del fotodiodo. Por ejemplo, para el receptor de imagen de 4×4 píxeles cuyas características se muestran en la tabla 3.2, tenemos $56,3^\circ \leq FOV \leq 64,8^\circ$. Sin embargo, el FOV está compartido entre los $N \times N$ fotodetectores. Así, para cada fotodetector interno, el FOV se reduce a $FOV_{\min} = \arctg(\omega_r/NL)/2 = 18,4^\circ$ y $FOV_{\max} = \arctg(\sqrt{2}\omega_r/NL)/2 = 23,3^\circ$. Por lo tanto, este tipo de receptores son muy directivos, donde cada píxel sólo observa una pequeña porción de su entorno tridimensional.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

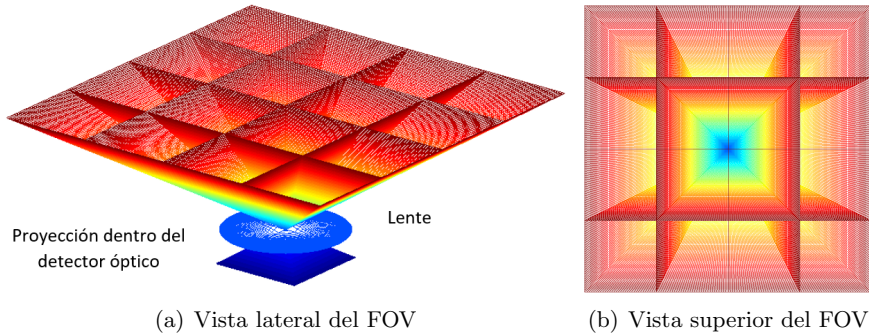
Figura 3.9: FOV de un PD de 4×4 píxeles.

Tabla 3.2: Parámetros del receptor formador y no formador de imagen.

Receptor formador de imagen		Receptor no formador de imagen	
Área activa (A):	36 cm^2	Área física de cada píxel PD (A_r):	$2,25 \text{ cm}^2$
Número de píxeles (P):	$16 (4 \times 4)$	Número de ramas (P):	7
Área física de cada píxel (A_r):	$2,25 \text{ cm}^2$	FOV del concentrador (φ_c):	25°
Número f ($f_\#$):	1	Índice de refracción del concentrador (n):	1,5
Diámetro de la lente (D):	2 cm	Orientación de cada rama (elevación y acimut):	$(0^\circ, 0^\circ)$, $(50^\circ, 0^\circ)$, $(50^\circ, 60^\circ)$, $(50^\circ, 120^\circ)$, $(50^\circ, 180^\circ)$, $(50^\circ, 240^\circ)$, $(50^\circ, 300^\circ)$

Debido a las dimensiones del receptor con respecto al tamaño de la habitación, cada LED de la luminaria es visto como un punto en el detector, es decir, sólo iluminará un píxel específico de la matriz PD. La contribución LOS de un solo LED a la potencia óptica recibida viene dada por [Lee et al., 2011]:

$$\begin{aligned}
 P_R &= R_E(\phi) \int_{\lambda} p'(\lambda) T(\varphi, \lambda) A_{\text{eff}}(\varphi) d\lambda / d^2 \\
 &= P_E \frac{n+1}{2\pi d^2} \cos^n \phi A_r \cos \varphi \int_{\lambda} p'(\lambda) T(\varphi, \lambda) d\lambda \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

donde $R_E(\phi)$ es el patrón de radiación del LED, en el ángulo de salida definido en (3.1) e ilustrado en la figura 3.2, $A_{\text{eff}} = A_r \cos \varphi$ es el área efectiva del fotodiodo (píxel), cuya área física es $A_r = A/N^2$, para un ángulo de

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

observación φ , y d es la distancia desde el LED hasta el fotodetector. Además, $0 \leq T(\varphi, \lambda) \leq 1$ es el coeficiente de transmisión del filtro óptico, si éste es utilizado, por ejemplo, el filtro azul comentado en 3.1 para aumentar el ancho de banda de modulación del canal VLC, y $\int_{\lambda} p'(\lambda) d\lambda = 1$.

La figura 3.10 representa las imágenes de intensidad de luz recibidas proyectadas, a través de la lente, sobre la superficie del fotodetector para tres posiciones diferentes del receptor en la diagonal de la habitación, como se especifica en la figura 3.10(a). Aquí, no sólo se considera la imagen en la línea de visión directa, sino también las reflexiones de la luz en las superficies de la sala. En la figura 3.10(d), podemos reconocer claramente los reflejos de las lámparas 5 y 6 en una de las ventanas, mientras que para las posiciones 1 y 2 las ventanas están fuera del campo de visión del receptor. En realidad, cada elemento fotodetector (píxel) integra la luz total que llega a ella; por lo tanto, en realidad tendríamos una imagen de 4×4 píxeles. Sin embargo, estas imágenes son interesantes pues ilustran qué lámparas iluminan directamente un cierto píxel, a la vez que muestran que, en ningún caso, encontramos dos lámparas iluminando un mismo píxel sin que al menos una de estas lámparas ilumine también otro píxel. Esto es importante pues permitirá en última instancia aplicar mecanismos de detección en diversidad para extraer la información recibida desde cada lámpara de manera independiente. Observe que, si sobre un mismo píxel y sólo ese inciden dos señales de dos lámparas distintas (suponiendo que cada lámpara emite una información diferente), se interferirían sin posibilidad de desacoplarlas al no tener otro detector al que llegue una ‘copia’ de alguna de estas dos señales. Por tanto, las imágenes de las lámparas proyectadas en los píxeles deben estar suficientemente separadas para que disten al menos el tamaño del píxel impidiendo de esta forma el efecto anterior, cosa que se cumple claramente en este caso.

3.3.2. Receptor de diversidad angular no formador de imagen

Un receptor de diversidad angular no formador de imagen hace uso de múltiples elementos receptores (ramas), orientados en diferentes direcciones, para recoger la potencia emitida de diferentes fuentes ópticas. Puesto que cada elemento tiene una vista diferente de su entorno, esta diversificación de señal recibida puede usarse para separar la información relativa a varios usuarios usando también un esquema de detección multiusuario apropiado. Además, cada ramificación de receptores puede estar equipada con un concentrador, aumentando la recolección de potencia óptica recibida. En este caso, para una rama específica, el área efectiva de captación de señal viene dada por [Kahn and Barry, 1997]:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

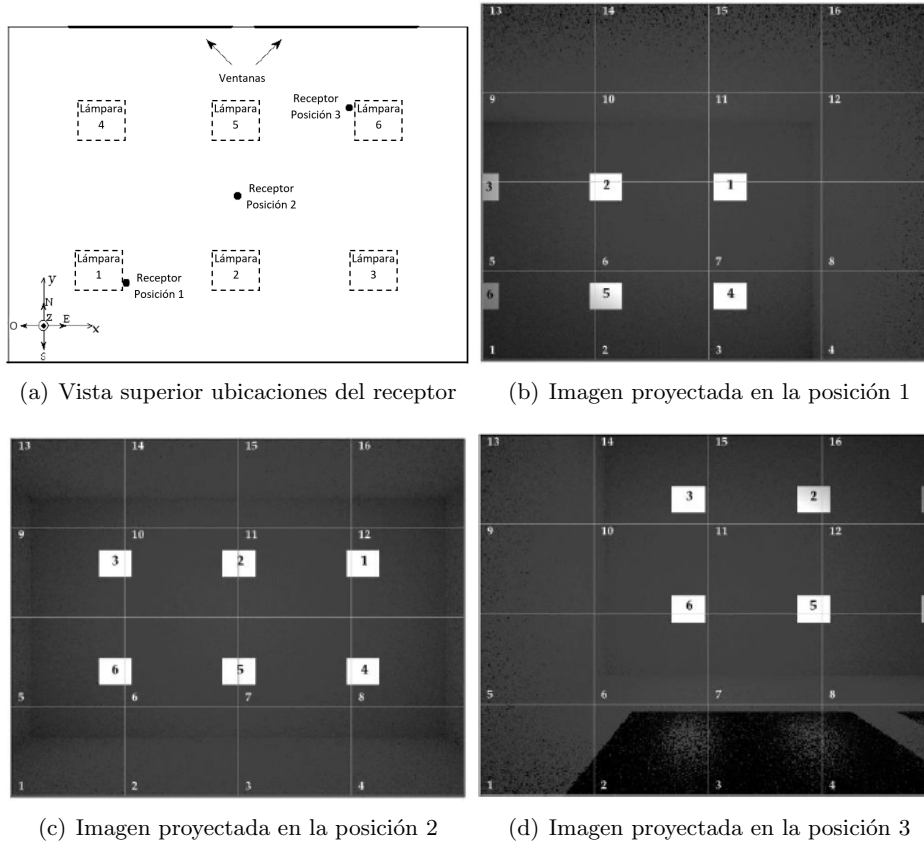


Figura 3.10: Imágenes impresas en el fotodetector para tres localizaciones del receptor.

$$A_{\text{eff}}(\varphi) = \begin{cases} A_r g(\varphi) \cos \varphi & 0 \leq \varphi \leq \varphi_c \\ 0 & \varphi > \varphi_c \end{cases} \quad (3.11)$$

Donde A_r es el área física del fotodetector colocado en esa rama, φ el ángulo de observación, φ_c el FOV del concentrador, y $g(\varphi)$ su ganancia, la cual, para un concentrador no formador de imagen ideal con índice de refracción interno n , viene dado por [Kahn and Barry, 1997]:

$$g(\varphi) = \begin{cases} n^2 / \sin^2 \varphi_c & 0 \leq \varphi \leq \varphi_c \\ 0 & \varphi > \varphi_c \end{cases} \quad (3.12)$$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

La figura 3.11 representa el FOV equivalente de un receptor en diversidad angular no formador de imagen de siete ramas teniendo cada una un FOV de $\varphi_c = 25^\circ$ (los parámetros restantes del receptor se resumen en la Tabla 3.2). Comparado con el receptor con lente formadora de imagen de la sección 3.3.1, su FOV total equivalente es de 75° , y teniendo en cuenta el FOV individual de un solo elemento, el receptor no formador de imagen es también muy directivo. Sin embargo, esta estructura, que requiere un concentrador óptico separado para cada fotodetector, es voluminosa y más costosa que la matriz de fotodetectores equipada con lente y, además, no proporciona tanta diversidad como esta última.

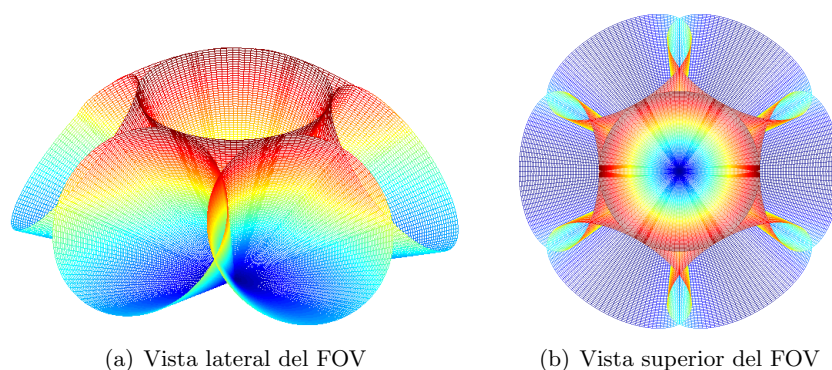


Figura 3.11: FOV equivalente de un receptor no formador de imagen de 7 ramales.

Se ha utilizado una herramienta de simulación que implementa un algoritmo de trazado de rayos basado en el método de Monte Carlo para determinar la respuesta impulsiva en canales ópticos no guiados en recintos cerrados [González et al., 2005b]. La figura 3.12 muestra el balance de potencia en el plano del receptor obtenido con dicha herramienta, para el caso del detector con lente formadora de imagen, cuando además se incorpora un filtro óptico en el azul para extender el ancho de banda de modulación. En las tablas 3.1 y 3.2 se dan todos los parámetros utilizados durante la simulación. La figura 3.13 muestra el balance de potencia ante idénticas condiciones pero al utilizar un receptor con concentradores no formadores de imagen. En todas las simulaciones se consideraron hasta cinco reflexiones de las señales en las paredes, lo que implica un error inferior al 1% en la potencia recibida computada. Aunque se observa que con el primer receptor basado en una lente los cambios de nivel de potencia son más suaves a lo

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

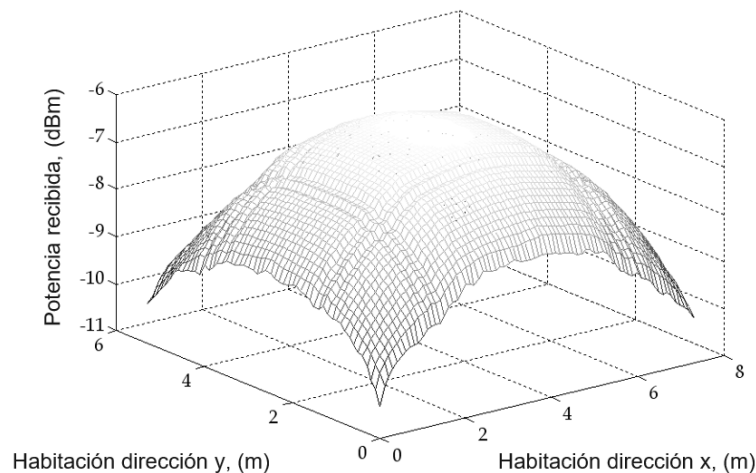


Figura 3.12: Balance de potencia en el plano del receptor con lente formadora de imagen ($P_{\min} = -10,4$ dBm, $P_{\max} = -6,2$ dBm, $\bar{P} = -7,4$ dBm)

largo de la habitación, con el segundo se alcanzan ganancias de potencia de hasta 12 dB gracias a la utilización de los concentradores. Sin embargo, cuando se analizan las respuestas al impulso para ambos receptores [González et al., 2014], se observa que para el receptor formador de imagen el 80 % de la potencia recibida es debida a las contribuciones LOS, mientras que para el basado en concentradores no formadores de imagen esta contribución cae hasta un 66 %. Esto, en última instancia, lleva a un peor desempeño de este último tipo de receptor en entornos VLC multiusuario [González et al., 2014].

3.4. Circuitos de conversión optoelectrónica

Una vez obtenida la señal a transmitir, es necesario realizar una conversión electro-óptica si deseamos utilizar como medio de transmisión la tecnología VLC. Podemos distinguir dos tipos de emisores en función de la naturaleza continua o no de la señal a transmitir en el tiempo, es decir, si la señal a transmitir es una señal digital o analógica. El primero es bastante sencillo de implementar, puesto que no es más que un conmutador electrónico que enciende un LED cuando se pretende transmitir un '1', y lo apaga cuando se pretende transmitir un '0'. El segundo es algo más complejo, ya que debemos intentar que la potencia óptica emitida por el LED sea lo más parecida a la señal original eléctrica, por lo que se debe polarizar el dispositivo en una

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

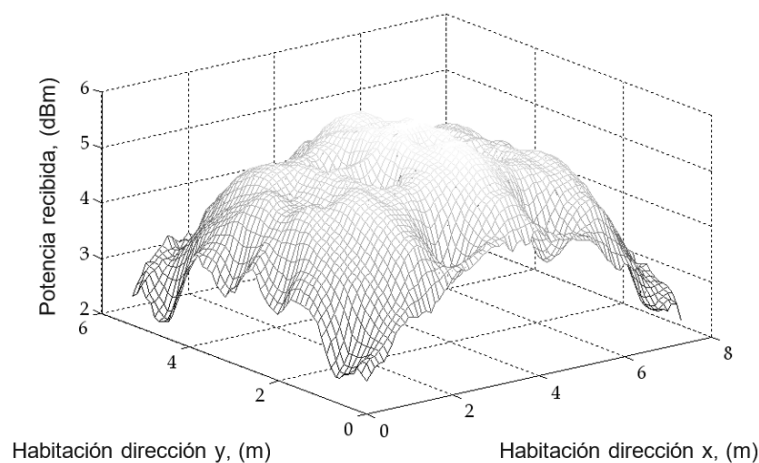


Figura 3.13: Balance de potencia en el plano del receptor en diversidad no formador de imagen ($P_{\min} = 2,2$ dBm, $P_{\max} = 5,8$ dBm, $\bar{P} = 4,5$ dBm)

región que presente el comportamiento más lineal posible. En el lado del receptor, se lleva a cabo el proceso inverso: la señal óptica recibida debe convertirse nuevamente al dominio eléctrico. En esta sección describiremos brevemente las estructuras más adecuadas para poder llevar a cabo ambos tipos de conversiones y que tuvieron que implementarse durante el desarrollo de los prototipos.

3.4.1. Circuitos de conversión en el emisor

Un posible diseño para un emisor “digital”, no sería más que un adaptador de impedancia, para conseguir la máxima eficiencia de potencia, y una etapa final capaz de manejar las corrientes necesarias para la conmutación del LED. Un circuito típico para este caso se muestra en la figura 3.14(a). Observe que este circuito dispone de dos ramas que presentan resistencias distintas (una la mitad de la otra) cuando los transistores se ponen en saturación. De esta forma, aunque para el caso de señal digital nos valdría con una sola de ellas, esta estructura permite conmutar a cuatro valores de corriente del WLED proporcionales: $I_{WLED} = (2D_1 + D_0)I_0$, donde I_0 es la corriente obtenida cuando sólo se activa la línea de la resistencia R . Es posible obtener más niveles distintos de corriente añadiendo ramas adicionales. Dado que la intensidad lumínica del LED es dependiente de la corriente que fluye por el mismo, la relación anterior provocaría 2^n niveles lumínicos posibles en función de la

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

palabra de entrada de n bits $D_{n-1} \dots D_0$. Este esquema es adecuado para aplicaciones donde se desee generar señales con diferentes niveles de amplitud como PAM [González et al., 2016a].

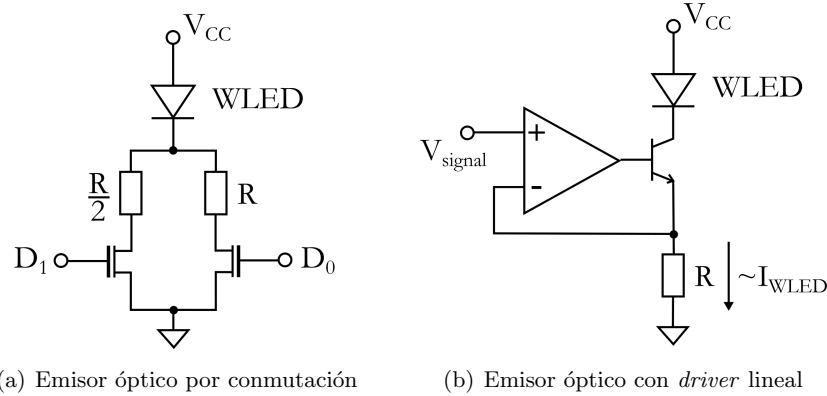


Figura 3.14: Estructuras típicas de *drivers* para emitir señales digitales y/o analógicas mediante WLED.

Cuando se desea transmitir señales analógicas, como una onda senoidal u otras más complejas como una señal OFDM, el esquema más simple consiste en el *driver* lineal de la figura 3.14(b). En ese caso, la señal de entrada V_{signal} debe contener una componente de continua para polarizar al WLED en la región más lineal posible, mientras que la señal de información analógica oscila en torno a dicho nivel de DC: $V_{\text{signal}} = V_{\text{signal,AC}} + V_{\text{DC}}$. Observe que la corriente por el WLED se controla por tensión: $I_{\text{WLED}} \approx V_{\text{signal}}/R$. Para evitar los efectos adversos debidos a las no linealidades en la respuesta en corriente del LED, generalmente la señal de información $V_{\text{signal,AC}}$ abarca un margen de valores reducido, lo que conlleva una enorme ineficiencia en la conversión optoelectrónica al desperdiciarse una gran cantidad de potencia en el término sin información V_{DC} .

3.4.2. Circuito de conversión en el receptor

El receptor óptico debe ser capaz de convertir la señal lumínica que le llega a una señal eléctrica que pueda ser procesada. La elección del fotodiodo es quizá uno de los pasos más cruciales para un buen diseño, y suele venir acompañado de un *amplificador de transimpedancia* (TIA, *Transimpedance Amplifier*), al tratarse de la configuración que ofrece la mejor relación

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

ganancia-ancho de banda [Vučić, 2009]. El circuito de la figura 3.15 es un ejemplo típico.

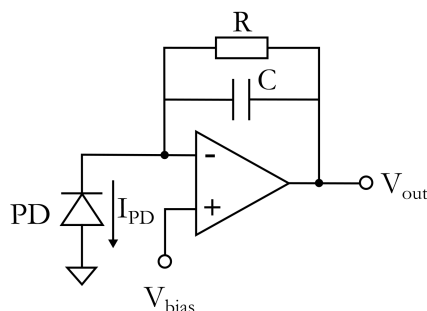


Figura 3.15: Receptor óptico basado en amplificador de transimpedancia.

Como puede apreciarse en la figura 3.15, el *circuito RC* de realimentación negativa determina una repuesta en frecuencia paso bajo con tensión de salida máxima $V_{\text{out}} = I_{\text{PD}} \times R + V_{\text{bias}}$ y frecuencia de corte superior (para valores típicos de $C = 1 \text{ pF}$ y $R = 10 \text{ k}\Omega$):

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 10 \cdot 10^3 \times 1 \cdot 10^{-12}} = 16 \text{ MHz} \quad (3.13)$$

La corriente generada en el fotodetector es proporcional a la potencia óptica P_{opt} que incide sobre el mismo, $I_{\text{PD}} = \mathcal{R}P_{\text{opt}}$, donde \mathcal{R} se conoce como *responsividad*.

Generalmente, la componente de alterna de la señal de salida V_{out} del amplificador TIA puede ser algo débil, por lo que se requerirán etapas posteriores de amplificación y también de filtrado, para eliminar las componentes de continua de la señal de entrada –debidas tanto a la polarización del WLED como al ruido de fondo producido por la luz solar– o interferencias a baja o media frecuencia introducidas por lámparas de otra clase, por ejemplo, fluorescentes, que pudiesen estar ubicadas en el recinto donde se establece la comunicación. Finalmente, si la señal transmitida es de tipo analógico y se desea procesar mediante procesadores de señal digital, se requerirá algún circuito de conversión analógico-digital (ADC, *Analog-to-Digital Converter*). Para el caso de que se utilice el canal VLC para transmisión de señales digitales binarias, como última etapa se incorporará algún circuito detector de umbral.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

La relación señal a ruido (SNR) disponible en el receptor viene dada por:

$$\text{SNR} = \frac{(\mathcal{R}P_s)^2}{\sigma_{\text{total}}^2} \quad (3.14)$$

donde $P_s = \overline{P_{\text{opt}}}$ es la potencia óptica promedio recibida y σ_{total}^2 es la varianza total del ruido, que viene dada por la suma de las contribuciones debidas al ruido impulsivo (*shot*) y térmico:

$$\sigma_{\text{total}}^2 = \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2 \quad (3.15)$$

El ruido térmico puede modelarse mediante la siguiente expresión [Kahn and Barry, 1997, Vučić, 2009]:

$$\sigma_{\text{thermal}}^2 = \frac{4k_B T}{R} B + \left(\Gamma \frac{4k_B T}{g_m} \right) \left[\frac{1}{R^2} B + \frac{1}{3} (2\pi C_{\text{total}})^2 B^3 \right] \quad (3.16)$$

El primer término es debido al ruido generado en la resistencia de realimentación R , mientras que los restantes son debidos a la etapa de amplificación. En la expresión anterior, $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta, Γ es el factor de ruido de la etapa de amplificación FET y g_m su transconductancia, C_{total} es la capacidad total de entrada que viene determinada principalmente por la capacidad del detector óptico, y B es el ancho de banda del receptor. Sin embargo, en un circuito de recepción bien diseñado, y ante la presencia de una gran intensidad de luz de fondo (por ejemplo, solar), el término de ruido dominante en (3.15) es el impulsivo, que viene dado por [Kahn and Barry, 1997]:

$$\sigma_{\text{shot}}^2 = 2q\mathcal{R}(P_s + P_n)B \quad (3.17)$$

donde $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C es la carga del electrón y P_n es la potencia óptica recibida promedio correspondiente a la luz ambiental. Para finalizar, en la figura 3.16 se muestra la SNR obtenida a lo largo de la habitación que hemos venido estudiando, cuando se utiliza un detector que incorpora una lente formadora de imagen y cuando el detector está basado en concentradores no formadores de imagen. Para las simulaciones, se ha considerado a las ventanas como fuentes de ruido ambiental lambertianas planares con emitancia radiante espectral $S_w = 0,2$ W/(nm m²) [Carruthers and Kahn, 2000]. Se observa en la figura que la SNR desciende cuando nos aproximamos a las ventanas, aunque siempre se mantiene bien por encima de 50 dB para ambos tipos de receptores, con ligeramente mayores valores de SNR para el receptor en diversidad con concentradores.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

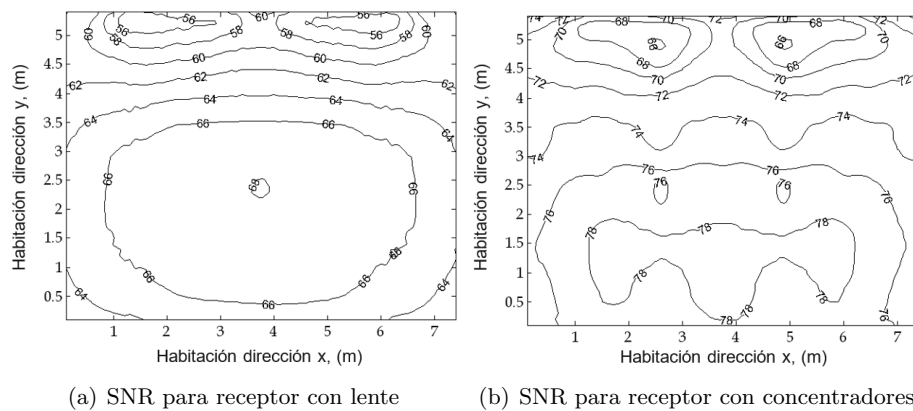


Figura 3.16: Relación señal a ruido (SNR) a lo largo de la habitación.

3.5. Conclusiones

En este capítulo se han descrito las principales características de los diferentes elementos que constituyen el canal de comunicación VLC, esto es, el emisor óptico, las superficies reflectoras y el fotodetector. Igualmente, se han presentado dos estructuras típicas de recepción en diversidad angular, una donde los diferentes canales receptores se obtienen mediante el uso de una matriz de fotodetectores que incorpora una lente para proyectar las señales recibidas sobre los mismos, y otra donde dicha diversidad se consigue utilizando múltiples elementos detectores orientados en diferentes direcciones y que incorporan concentradores no formadores de imagen para incrementar la potencia óptica recibida por cada rama. En un primer análisis, aunque ambas estructuras ofrecen una alta diversidad angular, la segunda proporciona mayores valores de potencia total incidente y, en última instancia, de SNR obtenible en el receptor. Sin embargo, esta estructura de recepción resulta muy voluminosa y no consigue alcanzar los niveles de diversidad angular de aquella basada en una lente formadora de imagen, lo que hace a esta última más adecuada para aplicaciones VLC multiusuario [González et al., 2014, Zeng et al., 2009]. Por último, se han presentado los circuitos típicos utilizados en comunicaciones ópticas no guiadas para realizar la conversión opto-electrónica en los extremos del emisor y el receptor.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: <i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA</i>	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ</i>	12/03/2017 17:56:08
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO</i>	20/03/2017 14:22:00

Capítulo 4

Esquemas OCDMA para canales ópticos no guiados en interiores con múltiples usuarios

4.1. Introducción

Los avances de las últimas décadas en tratamiento de señales, han permitido que las comunicaciones inalámbricas sean cada día más rápidas y seguras. No obstante, el espacio para la innovación sigue limitado por la disponibilidad del espectro. En aras de dar cabida a un mercado cada vez más numeroso e intransigente, surgen diversas técnicas de acceso al medio, tales como FDMA (*Frequency-Division Multiple Access*) o WDMA (*Wavelength-Division Multiple Access*) [Brackett, 1990], para compartir el canal en el dominio de la frecuencia, o TDMA (*Time-Division Multiple Access*) [Campbell, 1964] y CDMA (*Code-Division Multiple Access*) [Simon et al., 1985], para compartirlo en el dominio del tiempo. Con estas técnicas se aprovecha de una u otra manera el espectro asignado a comunicaciones para que más usuarios puedan utilizarlo o para transmitir mayores tasas de datos con el mismo ancho de banda asignado. Dentro de las técnicas de acceso al medio, cabe destacar el acceso múltiple por división de código dentro de un entorno óptico, llamada también OCDMA por sus siglas en inglés *Optical Code-Division Multiple Access*. Esta técnica presenta una serie de características que la hace de especial interés para esta Tesis. En particular, permite el acceso simultáneo y no sincronizado de diversos usuarios, sin

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

necesidad de un acceso coordinado, lo cual se hace a costa de utilizar un ancho de banda muy superior al mínimo requerido para transmitir los datos de manera independiente con técnicas eficientes de modulación.

En esta Tesis se presenta un estudio de los sistemas OCDMA de tipo incoherente, donde no se requiere de una referencia de fase para la demodulación de los datos y que permite, por tanto, el acceso asíncrono de los distintos usuarios. De igual modo, y debido al requisito de los sistemas de comunicación óptica basados en la modulación de la intensidad emitida (IM) de que la señal transmitida debe cumplir que $x(t) \geq 0$, nos limitaremos al uso de códigos ópticos unipolares o secuencias binarias, donde se lleva a cabo la transmisión de pulsos (LED encendido) o no (LED apagado) para representar combinaciones de ‘1’ y ‘0’, respectivamente.

4.1.1. Motivaciones

El reto surge de la idea de dotar de un sistema de comunicaciones a un entorno cerrado como podría ser una biblioteca pública, donde cada usuario pueda elegir un determinado canal de recepción para escuchar música, las noticias, o cualquier otra información que determine el recinto, por ejemplo: el horario, días festivos, tiempo restante para el cierre del establecimiento, nuevas adquisiciones de libros, etc. Dado que la idea es emitir únicamente audio o pequeñas cantidades de datos, la velocidad de transmisión requerida es media/baja, donde muchos usuarios comparten el canal simultáneamente, pudiendo acceder a él en cualquier momento. Todo esto debe llevarse a cabo con una probabilidad de error mínima. Además, el sistema debe ser totalmente autónomo, y permitir la resincronización de cualquier usuario para evitar pérdidas de información. Por último, debe ser de bajo coste para, si fuera necesario, potenciar su viabilidad en un futuro proyecto de comercialización empresarial.

La arquitectura de la aplicación descrita aconseja el uso de técnicas OCDMA incoherentes y asíncronas por ser la que mejor se adapta a los requisitos planteados.

4.1.2. Objetivos y líneas seguidas

Uno de los planteamientos llevados a cabo para la consecución del propósito marcado en el apartado 4.1.1, es evaluar el uso de los códigos ópticos aleatorios (ROC, *Random Optical Code*) [Martín González et al., 2009] para codificar cada uno de los mensajes transmitidos. De esa manera, el receptor podrá sintonizarse con el mensaje deseado si conoce el ROC con el que fue codificado.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Aunque estos códigos presentan características de correlación no tan óptimas como las de otras familias de códigos, lo cierto es que su facilidad de generación y la poca significativa pérdida de rendimiento en comparación a otros códigos más óptimos, como los OOC (*Orthogonal Optical Code*) [Salehi, 1989, Salehi and Brackett, 1989], cuando se trabaja con un número elevado de usuarios compartiendo el medio de comunicación, los hace muy atractivos para este tipo de aplicaciones con escenarios densamente poblados. Otra de las cuestiones a considerar es la sincronización de los receptores con el transmisor. Esto no es un tema trivial, pues debemos tener en cuenta que un error en la sincronización temporal podría provocar una decodificación errónea del mensaje recibido con la correspondiente pérdida de información.

Atendiendo a todas estas líneas de investigación, a continuación haremos un breve repaso de la tecnología CDMA/OCDMA. Posteriormente veremos el uso de los ROC en la codificación y decodificación de datos en un sistema de comunicaciones inalámbrico. Seguidamente, hablaremos del proceso llevado a cabo para la sincronización del emisor con los correspondientes receptores, junto con las implementaciones prácticas en FPGA (*Field Programmable Gate Array*) realizadas para evaluar el rendimiento de los distintos esquemas OCDMA propuestos. Por último, se resumen las principales conclusiones derivadas del trabajo con la técnica OCDMA.

4.2. CDMA/OCDMA

Como ya se ha comentado en la introducción de este capítulo, unos de los mayores problemas en el espectro asignado a comunicaciones es la escasez de frecuencias disponibles. Es por ello que se hacen necesarios nuevos esquemas de compartición del espectro que, de una manera más eficiente, aprovechen al máximo este recurso. De esa necesidad, nacen técnicas como los sistemas de acceso múltiple por división de código (CDMA) [Simon et al., 1985]. En CDMA, todo el ancho de transmisión se pone a disposición de los distintos usuarios con la restricción de que únicamente emitan durante instantes concretos de tiempo y/o utilizando bandas de frecuencia alternas, tal y como se muestra en la figura 4.1.

La figura 4.1 muestra diferentes tipos de acceso múltiple. En el esquema TDMA, durante intervalos concretos de tiempo se ofrece todo el ancho de banda disponible a un determinado usuario. En el esquema FDMA, todo el ancho de banda es repartido entre los diferentes usuarios, asignándoles diferentes bandas de frecuencia a cada uno de ellos para la transmisión de sus respectivas señales. Por último, CDMA permite a todos los usuarios

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

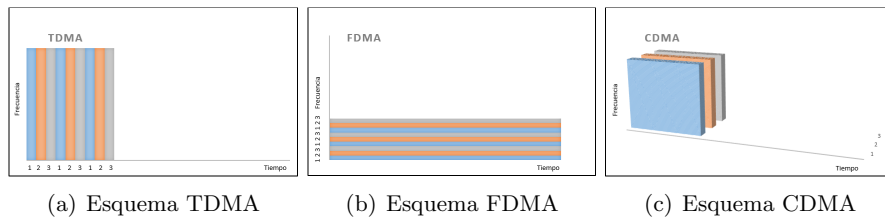


Figura 4.1: Comparación entre diversos esquemas de acceso múltiple.

utilizar todas las bandas de frecuencias disponibles, pero sólo durante unos intervalos de tiempo determinados, evitando en todo momento que existan colisiones entre ellos o al menos minimizando el nivel de interferencia entre las distintas transmisiones. La principal ventaja de los esquemas CDMA frente a sus competidores TDMA o FDMA es la capacidad de que todos los usuarios compartan el mismo espectro de frecuencias de manera asíncrona.

A finales de los ochenta, se establecieron los cimientos para las comunicaciones mediante fibra óptica basadas en la técnica CDMA, apareciendo así los códigos ópticos ortogonales (OOC), definidos por Chung *et al* [Chung et al., 1989] y Salehi [Salehi, 1989, Salehi and Brackett, 1989] como una familia de secuencias de ceros y unos con unas propiedades de autocorrelación y correlación cruzada determinadas. La combinación unísona de la técnica CDMA y los códigos ópticos ortogonales da paso a una nueva técnica denominada OCDMA. Este nuevo sistema difiere del esquema CDMA utilizado en radiofrecuencia. Aquí, los pulsos luminosos enviados por los distintos usuarios se suman en el receptor, por lo que, en vez de multiplicar los datos por una señal de código, lo que se hace es enviar dicha señal de código sólo si el dato a enviar es un '1'. En caso contrario, cuando el dato sea un '0', simplemente no se envía nada.

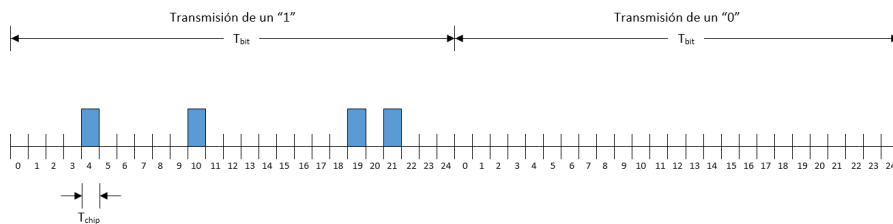


Figura 4.2: Aspecto de la transmisión de un código óptico de longitud $L = 25$ y peso $w = 4$.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

La figura 4.2 muestra un ejemplo de transmisión con códigos ópticos para $L = 25$ y $w = 4$, donde L (*longitud del código*) da cuenta del número de ranuras de tiempo en que se pueden transmitir pulsos a lo largo del tiempo de bit, es decir, el número de *chips* en que se divide el periodo de transmisión, y w , conocido como *peso del código*, es el número de ranuras (del total de L) que se activarán para el envío de pulsos durante la transmisión de un ‘1’. Como puede apreciarse, son las posiciones 4, 10, 19 y 21 las que se activan y corresponden con las relativas al código. Obsérvese cómo durante la transmisión de un ‘0’, simplemente no se envía ninguna señal. De esta forma, en el receptor sólo se considera que se ha recibido un dato ‘1’ cuando las w posiciones relativas al código están ocupadas con pulsos. En caso contrario, se considera que se ha recibido un cero. Dado que el canal óptico es no negativo y aditivo, la transmisión de un dato ‘1’ nunca puede ser interferida por otros usuarios, porque en todo caso se reforzarían los niveles de señal recibidos. Así, la interferencia sólo es posible cuando se transmite un cero, aunque ésta no será efectiva a menos que las w posiciones esperadas del código del receptor sean completamente iluminadas con pulsos debidos a otros usuarios.

4.3. Códigos Ópticos Aleatorios

Los códigos ópticos ortogonales son óptimos desde el punto de vista de la probabilidad de error en la transmisión y facilidad de sincronización. No obstante, son muy complejos de generar debido a la restricción de ortogonalidad. Es por ello que, cuando la longitud del código no es un problema y sí la complejidad de generarlos, podemos optar por otro tipo de estructuras menos complejas. Hace unos años fue propuesta una nueva familia de códigos [Martín González et al., 2009], que posteriormente se han utilizado en González et al. [2009], Guerra Medina et al. [2011, 2012], Poves et al. [2012]; son los denominados códigos ópticos aleatorios (ROC). Estos códigos se caracterizan por su sencillez a la hora de generarlos: basta con tomar de manera aleatoria las posiciones de los w pulsos a lo largo de los L *chips*. La probabilidad de error debida a la interferencia de otros $s - 1$ usuarios que compartan también el canal óptico, y para valores de la relación señal a ruido (SNR) superiores a 20 dB [González et al., 2009], según [Martín González et al., 2009] viene dada por:

$$P_E(L, w, s) = \frac{1}{2^s} \sum_{i=0}^{s-1} \binom{s-1}{i} \left[1 - \left(1 - \frac{w}{L} \right)^i \right]^w \quad (4.1)$$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Obsérvese que la probabilidad de error P_E depende únicamente del número total de usuarios s , de la longitud del código L y de su peso w .

La figura 4.3 muestra la probabilidad de error de bit (BER) de diferentes códigos ROC de igual longitud $L = 100$, pero distintos pesos, en función del número de usuarios s . Como puede apreciarse, el caso óptimo es para un peso $w = 10$ y entre 6 y 13 usuarios totales, siendo para este caso la BER de entre 10^{-5} y 10^{-4} según s .

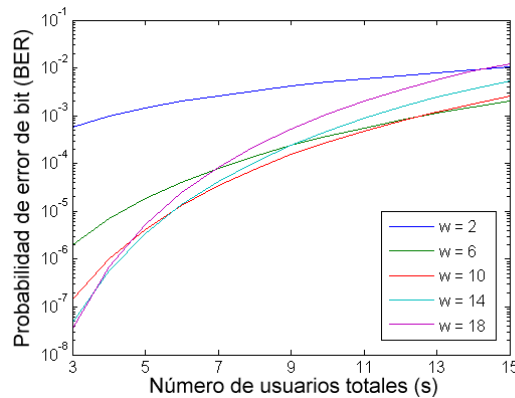


Figura 4.3: Probabilidad de error de bit para códigos de longitud $L = 100$ pero diferente peso w , en función del número de usuarios.

4.4. Sincronización con códigos ópticos aleatorios

Los sistemas OCDMA al igual que los CDMA necesitan adquirir una referencia temporal que les permita sincronizarse y determinar el momento exacto en el que comienza la secuencia para cada bit concreto [Polydoros and Weber, 1984]. El primer estudio en profundidad de sincronización en sistemas OCDMA no coherente fue llevado a cabo por Yang [Yang, 1994]. A continuación se describen varios esquemas de sincronización con códigos ópticos aleatorios partiendo de los más sencillos a los más complejos, siendo esto últimos los más funcionales.

4.4.1. Sincronización simple

Este esquema se utiliza con los códigos ópticos ortogonales; es bastante sencillo pero ineficaz desde el punto de vista de la operatividad cuando se trabaja con códigos ópticos aleatorios, con no tan buenas propiedades de

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

correlación. Cuando el emisor pretende transmitir un ‘1’, envía el código óptico acordado con su recíproco, el receptor. Este último, que permanece en modo *escucha*, realiza un desplazamiento serial de los bits recibidos que va almacenando en un registro de tamaño L . Se considera que la sincronización es exitosa cuando el contenido del registro en el receptor coincide con el código establecido. En este caso, el receptor detectará la sincronización justo L *chips* después de que el emisor haya empezado a transmitir. Sin embargo, el evento de sincronismo puede ser erróneo debido a las interferencias ocasionadas por otros usuarios al comunicarse con sus respectivos receptores, lo que se conoce como “falsa alarma” (FA). Cuando esto ocurre, se produce una ráfaga continua de errores en la recepción de los bits transmitidos, que continuará hasta que un nuevo proceso de sincronización obligue al receptor a resincronizarse correctamente.

La figura 4.4(b) muestra una “falsa alarma”. En ella podemos apreciar, en el quinto desplazamiento del registro, la aparición de dos *chips* (a ‘1’), pertenecientes a dos usuarios distintos, en las posiciones determinadas por el código del receptor (posiciones primera y quinta), dando lugar a una sincronización errónea. Es evidente que esta situación es más común de lo deseable. De hecho, la probabilidad de “falsa alarma” es mucho mayor que la probabilidad de error de bit del código en transmisión, lo que es debido a que el emisor se ve expuesto a una FA en cada *chip*, mientras que un error de transmisión es posible cada bit (L *chips*).

4.4.2. Sincronización basada en varios bits de sincronismo

Una alternativa al método anteriormente expuesto es enviar m datos ‘1’ consecutivos en vez de uno solo, es decir, la sincronización se hace efectiva cuando se realicen m sincronizaciones separadas por L periodos de *chips*. Sin embargo, nuevamente la probabilidad de FA es alta, ya que es muy probable que un mismo patrón de interferencia se repita a lo largo de los m bits, especialmente cuando varios usuarios pretenden llevar a cabo una sincronización con su receptor de manera casi simultánea.

4.4.3. Sincronización basada en varios bits de sincronismo y desplazamiento circular fijo

Para conseguir una sincronización robusta con una baja probabilidad de FA, ha sido necesario añadir un desplazamiento circular fijo entre los m bits de sincronismo, siendo los desplazamientos diferentes entre los distintos usuarios. De esta manera, el número de *chips* a desplazarse entre un bit y el siguiente

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

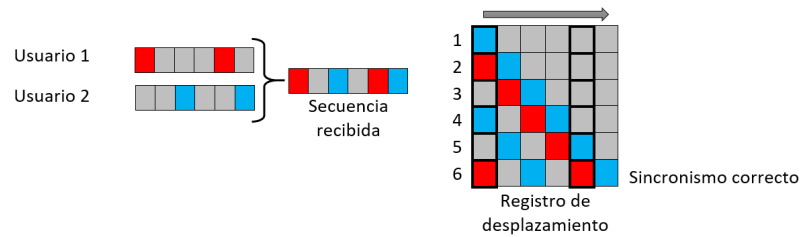
12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

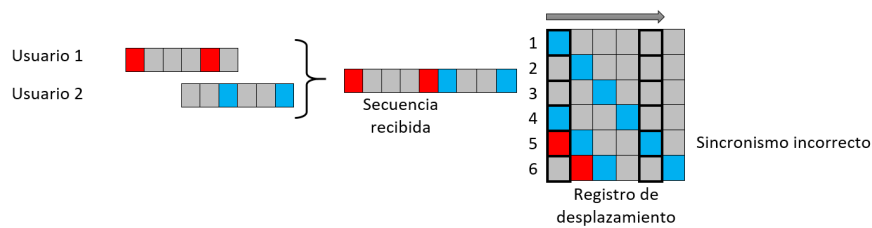
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO



(a) Sincronismo correcto



(b) Sincronismo incorrecto (falsa alarma)

Figura 4.4: Ejemplo de sincronización simple (se muestra el contenido del registro durante $L = 6$ instantes de tiempo consecutivos; las w posiciones del registro remarcadas con trazo grueso son las evaluadas por el receptor buscando que sean ocupadas por w chips a nivel lógico '1' –en color; se utilizan distintos colores para representar los chips a '1' correspondientes a cada usuario; los chips a '0' son representados en gris–). En el instante en que las w posiciones evaluadas del registro son ocupadas cada una por un chip '1' se produce el evento de sincronismo.

de la secuencia de sincronismo puede ser un índice que especifique al usuario, esto es, $i = 1, 2, 3, \dots, s$.

La figura 4.5 muestra un ejemplo de sincronización para dos usuarios con $m = 2$. Se observa que ahora el receptor espera $w \times m = 4$ coincidencias en vez de $w = 2$ para producir un evento de sincronismo. Así mismo, durante el envío del segundo bit de sincronismo por parte de cada usuario se produce un desplazamiento de $i = 1$ e $i = 2$ chips, respectivamente. Puede verse que en el quinto desplazamiento se hubiera producido una FA si m hubiera sido igual a 1 (en vez de dos, como es el caso). Por el contrario, esto no ocurre produciéndose una sincronización correcta en el decimosexto desplazamiento.

Este nuevo método, aunque más robusto que los anteriores en lo que a FA se refiere, todavía adolece de una probabilidad alta de las denominadas "autocolisiones". La figura 4.6 muestra un caso para $m = 3$ donde se continúa aplicando desplazamiento circular entre sucesivos bits de sincronismo. Como

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO



Figura 4.5: Ejemplo de sincronización para dos usuarios usando $m = 2$ bits de sincronización.

puede apreciarse, en el decimoctavo desplazamiento se produce una FA. Obsérvese cómo, en el momento de la FA, las cuatro primeras posiciones recuadradas del registro (las últimas en llenarse) están ocupadas por *chips* del primer usuario. Esto determina las dos terceras partes de las posiciones recuadradas, por lo que tan sólo una tercera parte (las dos primeras en llenarse, las más a la derecha) fueron rellenadas por el segundo usuario, es decir, es el propio primer usuario quien facilita este tipo de errores de sincronismo, de ahí el término de “autocolisión”. Lamentablemente, los errores por “autocolisión” son mucho más probables que el resto de tipos posibles, pues sólo requieren generar una interferencia en un solo bit, mientras que las otras deben interferir simultáneamente en m bits consecutivos. Además, dicha probabilidad de “autocolisión” es independiente de m .

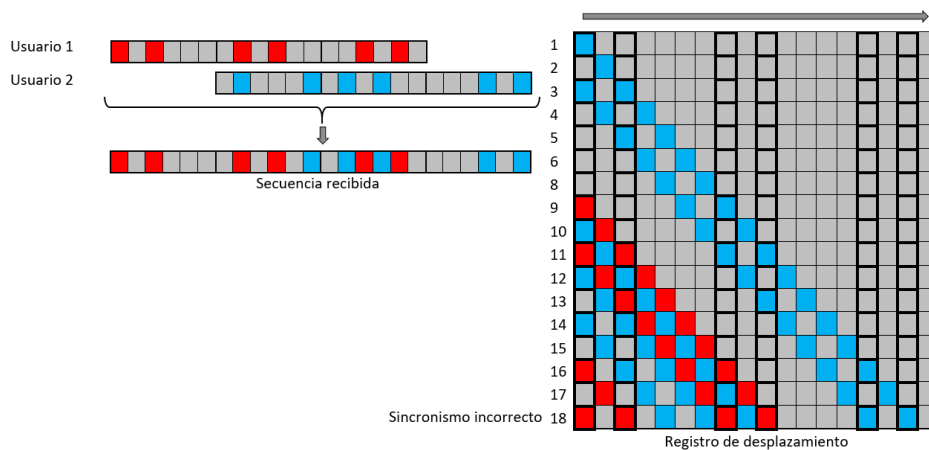


Figura 4.6: Ejemplo de “autocolisión” para dos usuarios usando $m = 3$ bits de sincronización.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
 Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
 En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
 En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
 En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

4.4.4. Sincronización basada en varios bits de sincronismo y desplazamiento circular variable

En el año 2010, Martín González *et ál.* propusieron un método que eliminaba las “autocolisiones” para $m \geq 3$ [Martín González et al., 2010]. Posteriormente, en el 2011, se implementó a nivel práctico [Guerra Medina et al., 2011, Rojas Guillama et al., 2011]. Éste consiste en producir un desplazamiento circular que, a diferencia del método expuesto en el apartado 4.4.3, depende no sólo del índice del usuario, sino también de la posición del bit en la secuencia de sincronismo. De esa manera, tendríamos una rotación variable dada por $(i \times l)$ para el usuario i -ésimo y el bit de sincronismo l -ésimo, con $l = 0, 1, \dots, m - 1$ donde $l = 0$ se refiere al primer bit de sincronismo de la secuencia.

Atendiendo a lo anterior, por ejemplo, el usuario 1 desplaza el segundo bit ($l = 1$) de sincronismo $(i \times l) = 1$ *chip* ($i = 1, l = 1$) con respecto al primer bit de sincronismo ($l = 0$); el tercer bit de sincronismo se desplazaría $(i \times l) = 2$ *chips* ($i = 1, l = 2$) con respecto al segundo, y así sucesivamente si fuera el caso. De igual manera se procede con el segundo usuario, pero ahora i sería una constante que vale 2, ya que hace referencia al segundo usuario, y l , por su parte, iría variando en función del bit de sincronismo que estuviéramos definiendo. La figura 4.7 esquematiza un ejemplo para $s = 3$ usuarios y $m = 3$ bits de sincronismo y parámetros de los códigos $L = 8$ y $w = 2$, donde hemos supuesto que los tres usuarios intentan sincronizarse con sus receptores asociados en el mismo instante de tiempo.

Esta última estrategia de sincronismo es equivalente al esquema con desplazamiento circular fijo en cuanto a la minimización del efecto de la interferencia de multiacceso (MAI, *Multiple Access Interference*) sobre la probabilidad de falsa alarma [Martín González et al., 2012]. Sin embargo, es inmune a las “autocolisiones”. Supongamos, siguiendo el ejemplo para el esquema con desplazamiento circular fijo, que se recibe, previo al primer bit de la secuencia de sincronismo del usuario 1, con el que se desea realizar la sincronización, un bit de interferencia cuyas posiciones 3 y 6 (las correspondientes al usuario 1, según la figura 4.7) están ocupadas por *chips* transmitidos por otros usuarios, y que este bit de interferencia está adelantado adicionalmente justo un *chip* respecto al primer bit de la verdadera secuencia de sincronismo (ver tabla 4.1). Atendiendo a la tabla, podemos observar que se ha supuesto que el usuario 1 empieza un sincronismo exactamente 1 bit más tarde que los otros dos usuarios, lo que se ha representado dejando un espacio en blanco. Además, los otros dos usuarios, tras enviar su secuencia de sincronismo de $m = 3$ bits, transmiten a continuación un bit de datos

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

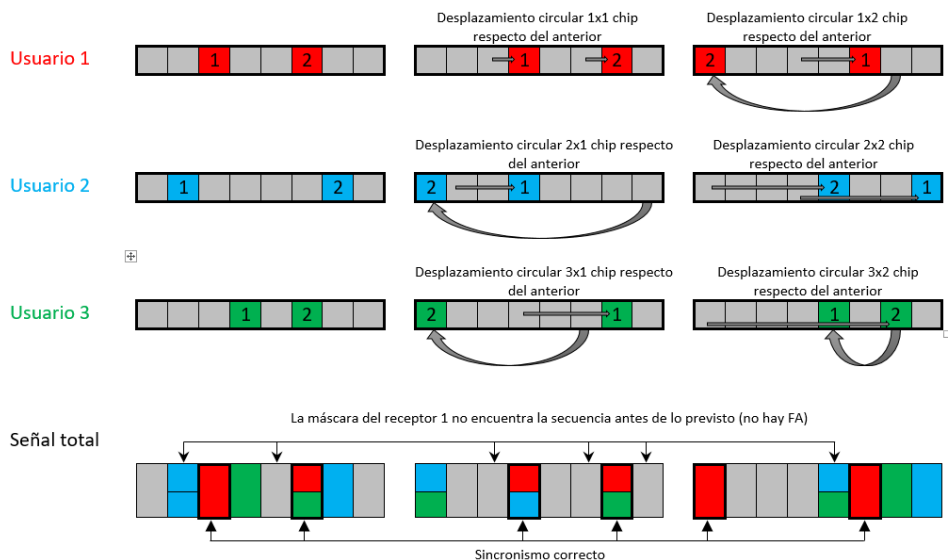


Figura 4.7: Ilustración del método de desplazamiento circular propuesto y su eficacia para evitar “falsas alarmas” (ejemplo para $s = 3$ usuarios, $m = 3$ bits de sincronismo y parámetros de los códigos $L = 8$ y $w = 2$).

‘1’, lo que constituye un “peor caso” pues se mantiene al máximo el nivel de interferencia también sobre este último bit de sincronismo del usuario 1.

Podemos comprobar cómo, para el esquema de sincronismo con desplazamiento circular fijo, se produce una FA donde el primer bit de la secuencia lo generan los dos usuarios interferentes, mientras que los dos restantes son debidos al propio usuario 1. Este es el caso típico de FA por “autocolisión”. Los *chips* en rojo marcan el patrón que produce la FA, al coincidir con la secuencia esperada por el receptor del usuario 1. Se han resaltado en negrita (trazo más grueso) los *chips* debidos al propio usuario 1. Obsérvese, además, que esta FA se produce un bit (más un *chip* adicional) antes de la llegada al completo de la secuencia correcta de sincronismo enviada por este usuario.

En cambio, con el nuevo esquema de sincronismo con desplazamiento circular variable, no se produce tal FA por “autocolisión”. Al detectarse la primera trama (bit) de dos *chips* que cumple el patrón correspondiente al primer bit de la secuencia de sincronismo del usuario 1, el receptor espera que ahora el siguiente bit de la secuencia a recibir esté desplazado $i \times l = 1 \times 1 = 1$ *chip* respecto del anterior, como así ocurre. Obsérvese que hasta este momento, el nuevo esquema no tiene ninguna ventaja respecto del anterior de desplazamiento fijo. Sin embargo, cuando espera la llegada del tercero, su

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015. Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección https://sede.ull.es/validacion/		
Identificador del documento: 867945		Código de verificación: 1KK0puB5
Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA		Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ		12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO		20/03/2017 14:22:00

Tabla 4.1: Ilustración de la solución del efecto de “autocolisión” mediante desplazamiento circular variable ($L = 8$, $w = 2$ y $s = 3$).

$m = 3$ con desplazamiento circular fijo	00100100 00010010 00001001
	01000010 10010000 00100100 01000010
	00010100 10000010 01010000 00010100
	01010110 10110110 01110110 01011111
$m = 3$ con desplazamiento circular variable	00100100 00010010 10000100
	01000010 10010000 00001001 01000010
	00010100 10000010 00001010 00010100
	01010110 10110110 00011011 11010110

expectativa es que éste esté desplazado ahora $i \times l = 1 \times 2 = 2$ chips respecto del bit de sincronismo anterior. Pero lo que se encuentra es el segundo bit de la secuencia de sincronismo del usuario 1, que sólo está desplazado 1 chip, como le corresponde. Por tanto, no se produce la “autocolisión”. Obsérvese que uno de los chips que se han resaltado en rojo está a ‘0’, por lo que no todos los chips de la secuencia esperada aparecen activados a ‘1’, evitándose así la FA. No será hasta que se reciba la secuencia correcta de sincronismo cuando todos los chips evaluados aparezcan a ‘1’, produciéndose en ese momento un evento de sincronismo correcto (se ha utilizado el color magenta para indicar los chips que son comunes al sincronismo correcto y al intento de FA, finalmente fallida). Por otro lado, se comprueba que se requieren al menos $m = 3$ bits componiendo la secuencia de sincronismo para evitar las “autocolisiones” con este nuevo esquema con desplazamiento circular variable.

Así, para el mecanismo de sincronismo anterior, se puede determinar un límite superior para la probabilidad de “falsa alarma”, considerando el peor escenario para establecer la sincronización, esto es, cuando todos los usuarios están intentando sincronizarse al mismo tiempo. En ese caso, el valor esperado de la probabilidad de falsa alarma viene dado por [Martín González et al., 2010, 2012]:

$$E[P]_{FA} = \sum_{j=0}^L \sum_{k=j}^{L-w} (-1)^{k+j} \binom{L}{k} \binom{k}{j} \left[\frac{\binom{L-k}{w}}{\binom{L}{w}} \right]^s \times \left\{ 1 - \left[1 - \left(\frac{\binom{L-j}{w}}{\binom{L}{w}} \right)^m \right]^{L-1} \right\} \quad (4.2)$$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

4.5. Implementación en FPGA

El objetivo principal del presente capítulo es el diseño y estudio de un enlace de comunicaciones basado en la tecnología OCDMA anteriormente descrita, donde se utilicen los códigos ópticos aleatorios para la codificación de los datos, y la sincronización basada en varios bits de sincronismo y desplazamiento circular variable explicado en el apartado 4.4.4. Ello implica el diseño y la implementación de varios transmisores que ejecuten este tipo de modulación, así como de un receptor que sea capaz de recuperar los datos enviados originalmente por el transmisor principal, y de un enlace óptico para dar mayor fiabilidad a los datos obtenidos de los experimentos posteriormente realizados. Varios prototipos fueron implementados [Guerra Medina et al., 2011, 2012, Rojas Guillama et al., 2011]. A continuación trataremos algunos de los sistemas implementados en FPGA anteriormente mencionados.

4.5.1. Primer sistema implementado

El primer sistema implementado data del año 2011 [Guerra Medina et al., 2011]. En este prototipo se implementaron ocho transmisores que generan paquetes de datos que son transmitidos en instantes de tiempo aleatorios (transmisiones asíncronas entre los distintos usuarios).

Se consideró que ocho transmisores simultáneos representa un caso típico en una aplicación real. Todos los transmisores fueron conectadas mediante una puerta lógica OR, cuya salida única fue conectada al emisor óptico. Aunque esto constituye un ejemplo de transmisión *downlink*, sus resultados pueden ser extrapolados a transmisiones *uplink*, pues supone un “peor caso” al forzarse la sincronización de *chip* de todas las transmisiones de los distintos usuarios [González et al., 2009], además de que las señales recibidas desde los diferentes emisores llegan con igual intensidad al receptor, no contemplándose casos favorables donde se disminuye el nivel de interferencia debido a transmisiones por usuarios interferentes muy alejados. La FPGA emisora contó también con otras salidas necesarias para la comprobación de errores en la transmisión y que fueron directamente conectadas al receptor, sin pasar por el canal infrarrojo.

El receptor, por su parte, recuperaba los datos a demodular a través de un detector infrarrojo para posteriormente sincronizarse con uno de los ocho transmisores, y recuperar los datos pseudoaleatorios enviados por éste. Tras desarrollar todo el *hardware* necesario, se realizaron varias transmisiones de datos con el fin de extraer estadísticas acerca del sistema. Para ello, se variaron de manera controlada dos de los parámetros principales:

- Número de bits que componen la cabecera de los paquetes.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

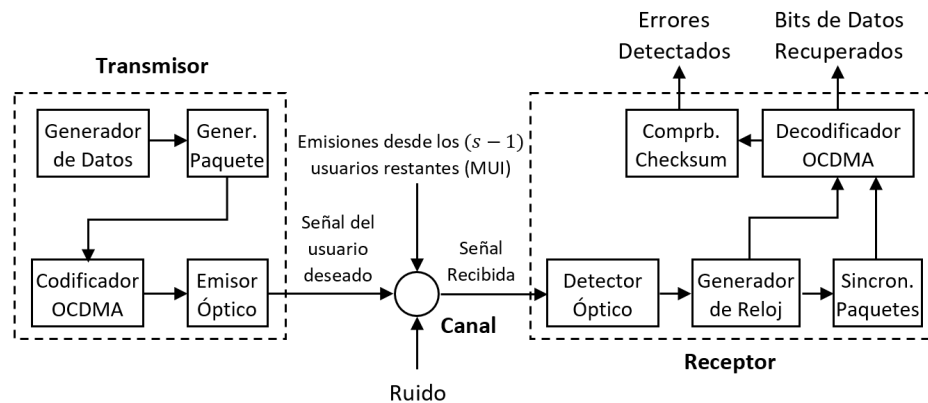


Figura 4.8: Diagrama de bloques del sistema desarrollado

- Número de bytes de datos contenidos en cada paquete.

Otros factores, como por ejemplo la distancia entre el transmisor y receptor, la orientación de los mismos y la iluminación ambiental, se mantuvieron constantes, para evitar alterar los valores obtenidos.

4.5.1.1. Descripción del sistema

En la Fig. 4.8 se muestra el diagrama en bloques del sistema OCDMA diseñado. En el transmisor, los datos a enviar a través del canal óptico son empaquetados añadiendo un preámbulo de sincronización al inicio del mensaje y un campo de comprobación de errores (*checksum*) al final del mismo (ver el formato de los mensajes en la Fig. 4.9). Antes de enviar el mensaje a través del canal, éste es codificado mediante el código específico del usuario transmisor. Asimismo, no debemos olvidar que cada bit del preámbulo tiene que ser adecuadamente desplazado según las pautas dadas en la sección 4.4.4, al contrario que los campos de datos y de *checksum*, que son codificados sin desplazamiento alguno, y acorde a lo indicado en la sección 4.3.

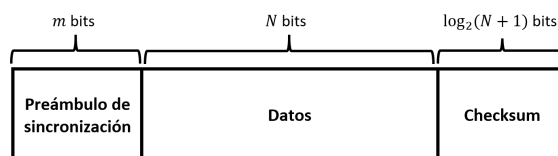


Figura 4.9: Formato de los mensajes

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Una vez el circuito detector convierte en señales eléctricas los pulsos ópticos recibidos, el bloque generador de reloj sincroniza la señal de reloj del receptor con los pulsos recibidos, dando lugar al “sincronismo de chip”. El sincronizador de paquetes consiste en un registro de desplazamiento que espera continuamente la recepción de la secuencia de sincronización con las características descritas en la sección 4.4.4. Este dispositivo debe encontrar, entre la maraña de mensajes recibidos, aquél que venga destinado a él y proporcionar el sincronismo de bit a partir de un sinfín de chips recibidos, habilitando de esta forma la decodificación del resto de bits del paquete. Finalmente, el decodificador OCDMA suministra los bits demodulados al detector de errores para que éste compruebe la integridad de los mismos. Recuérdese que este decodificador sólo considerará que un bit ‘1’ ha sido recibido si las w posiciones específicas del código están ocupadas por pulsos, asumiendo, en caso contrario, que lo que se recibió fue un dato ‘0’.

Dado que las transmisiones de bits de datos ‘1’ no pueden ser interferidas debido a la característica aditiva de los canales ópticos, sólo se pueden producir errores de bit cuando se transmitan datos ‘0’. El campo *checksum* simplemente constituye la suma del número de bits ‘1’ transmitidos en el paquete. Por tanto, como un error en un bit durante una transmisión significa que un bit ‘0’ ha sido convertido en un bit ‘1’ debido a la interferencia de otros usuarios, el *checksum* nos permitirá comprobar rápidamente, cuando no coincida el número de datos ‘1’ recibidos con la suma indicada en dicho campo, si se han producido errores en la transmisión y cuántos bits han sido afectados (bits transmitidos como ‘0’ que han sido decodificados como ‘1’). También puede ocurrir que el error de bit se produzca en el campo de *checksum*, en cuyo caso la suma indicada en el mismo no coincidirá con el número de bits de datos ‘1’ incluidos en el paquete recibido. Por último, puede ocurrir que se produzcan errores en los datos y en el *checksum* recibido, con tal mala suerte que la suma de comprobación dé correcta, no detectándose tal error. Sin embargo, para las aplicaciones típicas donde $P_E \ll 1$, lo normal es que sólo un bit se vea afectado, ya sea en los datos o en el *checksum*. Supongamos que dos bits se ven afectados, uno en cada uno de estos campos. La probabilidad de que se produzcan de manera simultánea dos errores en el mensaje (llamémosla P_{2E}), al tratarse de errores independientes, es igual al producto de las probabilidades de que se produzca un error en cada uno de los dos campos por separado:

$$P_{2E} = P_{1E,\text{datos}} \times P_{1E,\text{checksum}} \quad (4.3)$$

Además, la probabilidad $P_{kE,n}$ de que se produzcan k errores en un grupo de n bits, para una probabilidad de error de bit de P_E , sigue la *distribución binomial* [Proakis, 2001]:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

$$P_{kE,n} = \binom{n}{k} P_E^k (1 - P_E)^{n-k} = \frac{n!}{k!(n-k)!} P_E^k (1 - P_E)^{n-k} \quad (4.4)$$

Aplicando (4.4) en (4.3), llegamos a que la probabilidad de que se produzcan dos errores simultáneamente, uno en el campo de datos y otro en el de *checksum*, es:

$$\begin{aligned} P_{2E} &= P_{1E,\text{datos}} \times P_{1E,\text{checksum}} \\ &= NP_E(1 - P_E)^{N-1} \times \log_2(N+1) P_E(1 - P_E)^{\log_2(N+1)-1} \\ &= N \log_2(N+1) P_E^2 (1 - P_E)^{N+\log_2(N+1)-2} \end{aligned} \quad (4.5)$$

donde N es el tamaño (bits) del campo de datos y $\log_2(N+1)$ el del *checksum*, y P_E la probabilidad de error de bit dada por (4.1). Pero, además, para que este doble error no sea detectado (recordemos que los errores simples, ya sean en el campo de datos o en el de *checksum*, serán siempre detectados), el bit del *checksum* afectado debe ser aquél que haga que la suma coincida con los nuevos datos demodulados (con un bit erróneo). En un campo de $\log_2(N+1)$ bits, la probabilidad de que el bit afectado sea exactamente ese es $1/\log_2(N+1)$, por lo que la probabilidad de que se produzcan dos errores y no sean detectados, $P_{2E,\text{ND}}$, es finalmente:

$$P_{2E,\text{ND}} = \frac{1}{\log_2(N+1)} P_{2E} = NP_E^2 (1 - P_E)^{N+\log_2(N+1)-2} \quad (4.6)$$

Para valores típicos de $P_E = 10^{-5}$ con los que hemos trabajado, y para N oscilando entre 8 y 32 bits de datos por mensaje, la probabilidad de que esto ocurra es del orden de 10^{-9} . Los casos en que se producen tres errores indetectados son aún más excepcionales, y así sucesivamente. Por tanto, se puede concluir que lo más probable es que, cuando se produzcan errores, estos sean simples (un solo bit erróneo en todo el mensaje), en cuyo caso siempre será detectado mediante la evaluación del campo de *checksum*. Además, supongamos que el mensaje transmitido contiene K bits de datos a '1'. Eso implica que el contenido del *checksum* será el valor K en formato binario. Ahora consideremos el caso típico de que, si se produce un error en la transmisión, por norma general éste sólo afectará a un bit del campo de datos o del *checksum*, es decir, se tratará de un error simple. Cuando este error afecte al campo de datos, el valor contenido en el *checksum* seguirá siendo K , y será una unidad inferior al número de bits de datos '1' que contendrá el mensaje erróneo recibido ($K+1$, los K bits a '1' originales más el nuevo erróneo que, cuando fue transmitido, estaba a '0'). Por contra, si el bit afectado

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

es del *checksum*, el valor contenido en este último campo será sí o sí mayor que K –pues uno de los bits de la palabra que conforma el *checksum* se habrá convertido en un ‘1’ a partir de su valor original a ‘0’–. De esta forma, se puede llegar a la siguiente conclusión:

- Sea M el número de bits de datos ‘1’ contenidos en el mensaje recibido
- Sea X el valor contenido en el campo *checksum* del mensaje recibido
- Supondremos que, por regla general, si se produce un error, éste es de tipo simple (sólo afecta a un bit del mensaje)
- Si $M \neq X \Rightarrow \begin{cases} \text{Si } M = X + 1 \Rightarrow \text{Error simple en el campo de datos} \\ \text{Si } M < X \Rightarrow \text{Error simple en el campo } \textit{checksum} \end{cases}$

De lo anterior se desprende que, si se produce un error en la transmisión, como generalmente éste será de tipo simple, es posible incluso determinar si éste se dio en el campo de datos o en el de *checksum*, sin más que evaluar el valor contenido de este último campo en base a los criterios anteriores. Así, cuando se detecte que el error se ha producido en el campo de *checksum*, esto significará que la integridad de los datos no se ha visto afectada, constituyendo, en ese caso, la recepción de un mensaje sin errores –desde el punto de vista de los datos–.

Por último, podemos determinar la probabilidad que tenemos de descartar un mensaje recibido con un error simple. La probabilidad de que un mensaje recibido, de $N + \log_2(N + 1)$ bits, contenga un error simple se puede obtener a partir de la propiedad de la *distribución binomial* (4.4):

$$\begin{aligned} P_{1E} &= \binom{N + \log_2(N + 1)}{1} P_E (1 - P_E)^{N + \log_2(N + 1) - 1} \\ &= [N + \log_2(N + 1)] P_E (1 - P_E)^{N + \log_2(N + 1) - 1} \end{aligned} \quad (4.7)$$

donde P_E es la probabilidad de error de bit dada por (4.1). Tendremos que descartar el mensaje cuando el bit erróneo se produzca en el campo de datos, lo cual tiene lugar $N / [N + \log_2(N + 1)]$ de las veces que se produce un error simple en un mensaje recibido, pues si el error se produce en el *checksum* lo sabremos y los datos siguen manteniendo su integridad. Por tanto, se llega finalmente a que la probabilidad de tener que descartar un mensaje erróneo es:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

$$P_{\text{mensaje irrecuperable}} = \frac{N}{N + \log_2(N + 1)} P_{1E} = NP_E(1 - P_E)^{N + \log_2(N + 1) - 1} \quad (4.8)$$

A partir de (4.8), para valores típicos de $P_E = 10^{-5}$, y N entre 8 y 32 bits, la probabilidad de recibir un mensaje con un bit de datos erróneo (detectable pero no corregible) oscila entre 8×10^{-5} y $3,2 \times 10^{-4}$, respectivamente. Para mensajes largos, esta probabilidad resulta relativamente grande (observe que para $P_E \ll 1$, ésta es aproximadamente NP_E). Sin embargo, estaríamos descartando mensajes donde sólo uno de los N bits recibidos es erróneo. Por ese motivo, durante las pruebas realizadas donde se transferían datos con información (pruebas de audio, sección 4.5.3), se optó por no descartar los mensajes erróneos recibidos, pues constituyen un número no despreciable, sino que se transferían directamente al ordenador como llegaban. En cualquier caso, estos mensajes erróneos sólo contenían un bit en tal situación, por lo que su efecto no era apreciable, al menos en el caso de transferencia de estos archivos de audio.

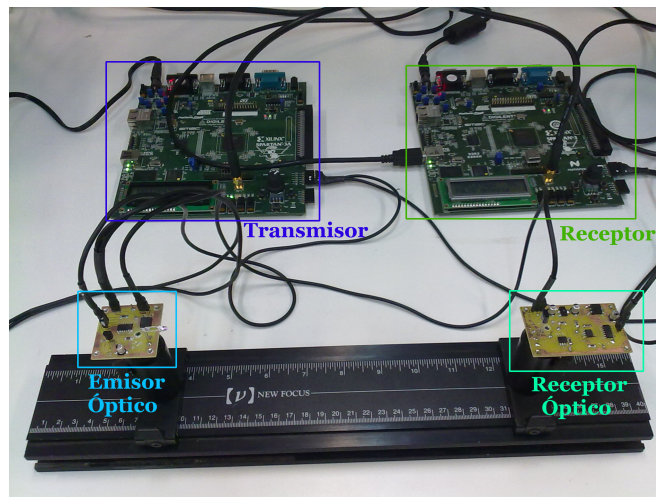


Figura 4.10: Primer prototipo experimental.

4.5.1.2. Resultados

En el primer prototipo desarrollado (véase la Fig. 4.10), el enlace óptico fue implementado haciendo uso de un diodo LED infrarrojo fabricado por

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Siemens (SFH4350) y un fotodiodo PIN (SFH225) junto con amplificadores de transimpedancia y comparadores digitales. En cuanto a la lógica digital de los transmisores y receptores (codificadores y decodificadores OCDMA, sincronizadores, empaquetadores de mensajes, detectores de errores, interfaces de comunicación serie con los ordenadores, etc.), ésta ha sido implementada utilizando dos placas de desarrollo *Spartan-3A/3AN Starter Kit Board* de Xilinx®, que contienen una FPGA XC3S700A de la familia Spartan-3A de Xilinx®. El prototipo permite emular comunicaciones ópticas haciendo uso del esquema OCDMA propuesto y evaluar diferentes parámetros de la comunicación (tasas de error de sincronismo, bit o *checksum*). En la Fig. 4.11 se muestra una instantánea de algunas señales en el prototipo obtenidas con un analizador lógico durante una comunicación. Podemos observar cómo el receptor detecta la cabecera de un mensaje, generando el evento de sincronismo y demodulando adecuadamente los datos recibidos.

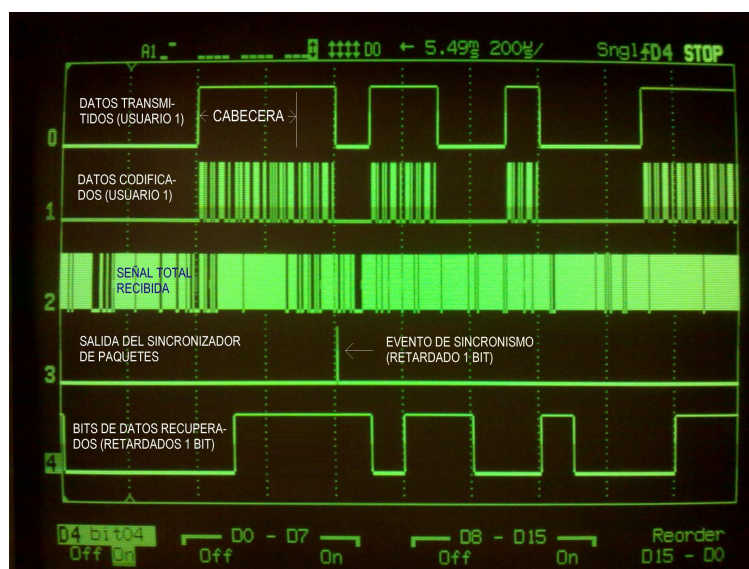


Figura 4.11: Señales más significativas en el prototipo durante una comunicación: bits de datos transmitidos y codificados del usuario de interés, señal recibida total (combinación de las distintas señales transmitidos por todos los usuarios), eventos de sincronismo y bits de datos recuperados en el receptor.

Se llevaron a cabo numerosas pruebas a fin de evaluar el rendimiento del prototipo desarrollado. Los códigos utilizados tenían una longitud $L = 100$ y un peso $w = 10$, siendo $s = 8$ el número total de usuarios. La tasa de chips fue $R_{\text{chip}} = 1$ Mchip/s, lo que lleva a una tasa de bit de $R = 10$ kbps

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

($R = 1/T = R_{\text{chip}}/L$). A la hora de evaluar la tasa de errores de sincronismo (SER, *Synchronism Error Rate*) se consideró un caso extremo, en el que los usuarios interferentes transmitían datos ‘1’ continuamente y mandaban mensajes aleatoriamente pero en intervalos de tiempo inferiores a un bit entre paquete y paquete, de tal forma que el canal estaba absolutamente colapsado. A pesar de ello, el esquema de sincronismo funcionó adecuadamente, tal como podemos observar en la tabla 4.2, donde además se comprobó que los estimadores teóricos ofrecen una muy buena aproximación sobre lo que nos vamos a encontrar en la práctica (entiéndase que los estimadores nos dan valores esperados ante un sinfín de situaciones, mientras que en este ejemplo se estudió uno de los peores casos posibles). Es importante destacar que para $m = 4$ no se observó errores de sincronismo puesto que en las pruebas se transmitieron hasta un máximo de 10^7 mensajes, mientras que las tasas esperadas de fallo rondaban 10^{-8} . Por último, las tasas de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) fueron estudiadas para $m = 3$ y 4 , donde los fallos de sincronismo fueron despreciables, observándose valores similares a lo esperado teóricamente (en estas pruebas, los datos enviados por los distintos usuarios fueron aleatorios, en lugar de siempre ‘1’ como ocurría durante la evaluación de la SER, a fin de emular una comunicación lo más real posible). En definitiva, se puede concluir que los resultados obtenidos con el prototipo implementado confirman las predicciones teóricas, demostrando la gran precisión de los estimadores (4.1) y (4.2) desarrollados para los errores en transmisión (P_E) y durante la sincronización ($E[P_{FA}]$).

SER	Estimaciones teóricas	Resultados experimentales
$m = 1$	0,24	0,44
$m = 2$	10^{-3}	2×10^{-3}
$m = 3$	$4,9 \times 10^{-6}$	9×10^{-6}
$m = 4$	$2,9 \times 10^{-8}$	0
BER	Estimaciones teóricas	Resultados experimentales
$m = 3, 4$	3×10^{-5}	$\sim 2 \times 10^{-5}$

Tabla 4.2: Comparación entre los resultados teóricos y experimentales para $L = 100$, $w = 10$ y $s = 8$.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

4.5.2. Segundo sistema implementado

En una versión posterior del sistema descrito en la sección anterior, se incorporaron recursos de comunicación para permitir la transferencia de datos entre las tarjetas de desarrollo y un ordenador personal. Originalmente, esta interfaz de comunicación estaba basada en la norma RS-232, pero, debido a las limitadas tasas de transferencia alcanzables mediante dicho protocolo, en una segunda etapa la conexión del ordenador a la FPGA se efectuó a través de *Ethernet* [Guerra Medina et al., 2012], que permitía alcanzar velocidades teóricas de hasta 10 Mbit/s. La implementación del protocolo *Ethernet* conllevó la necesidad de utilizar FPGA de mayores prestaciones, finalmente optándose por dispositivos FPGA Virtex-5 del fabricante Xilinx®. La idea consistía en transferir los datos en paquetes UDP (*User Datagram Protocol*) / IP (*Internet Protocol*) desde el ordenador a la FPGA. En esta última, los datos de información de los paquetes UDP eran extraídos y codificados en OCDMA para ser transmitidos ópticamente por el canal. En el receptor, se realizaba el proceso inverso. Los datos eran decodificados y nuevamente encapsulados en paquetes UDP para transferirlos al ordenador receptor. En la figura 4.12 se muestra una instantánea del nuevo sistema implementado utilizando FPGA Virtex-5. Igualmente, en este caso, el LED utilizado emitía en el visible, permitiendo una tasa efectiva de 2 Mcps por canal.

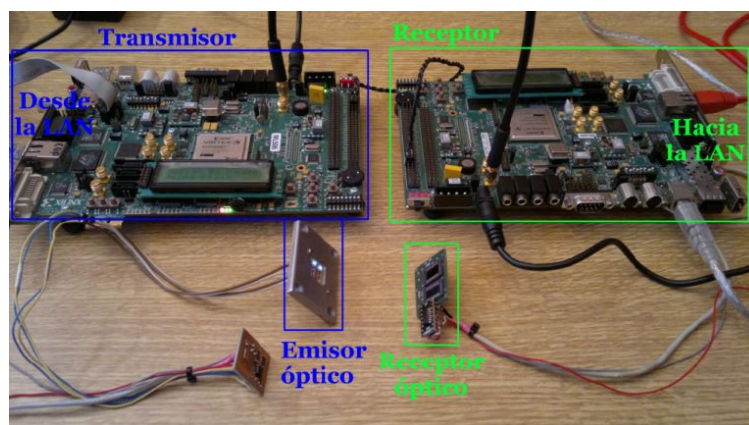


Figura 4.12: Segundo prototipo implementado.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

4.5.3. El sistema como transmisor de audio

La finalidad principal del sistema OCDMA implementado en [Guerra Medina et al., 2011, 2012] fue la extracción de estadísticas acerca del rendimiento. Por este motivo, los datos enviados fueron siempre aleatorios y únicamente fueron utilizados en el receptor para la comprobación de errores de transmisión. A pesar de que los valores extraídos supusieron una forma bastante objetiva de comprobar el buen o mal funcionamiento del esquema propuesto, puede que resultaran poco intuitivos, sobre todo a la hora de saber cómo afectaría a una transmisión real. Es por esto que, para poder comprobar de manera práctica el sistema, se llevó a cabo el desarrollo del *software* y el *hardware* necesario para poder realizar el envío de un fichero MP3 (*MPEG-1/MPEG-2 Audio Layer III*) entre dos PC (*Personal Computer*).

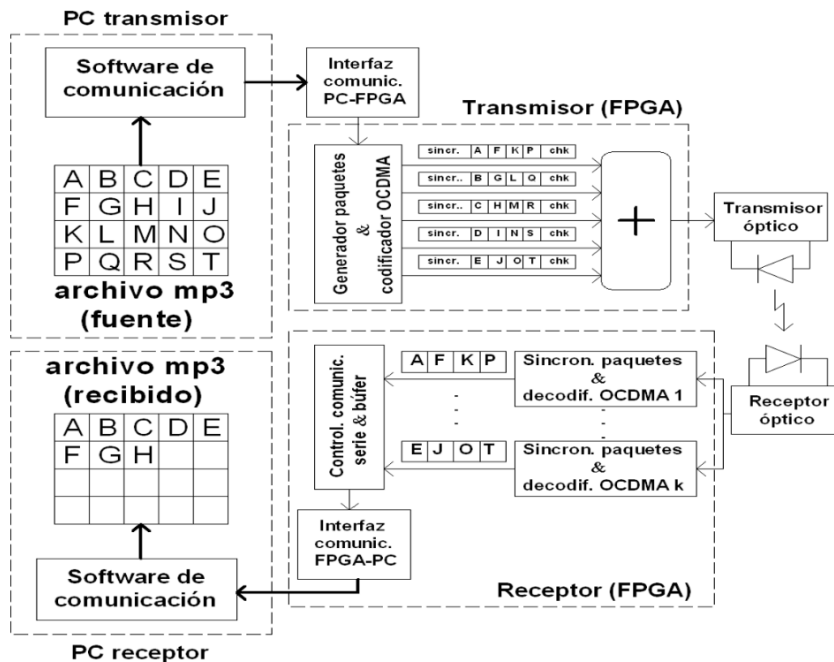


Figura 4.13: Sistema de audio implementado.

La figura 4.13 muestra el esquema en bloques del sistema implementado para la transmisión de audio. El *PC transmisor* (en la parte superior izquierda de la figura), va enviando el archivo MP3 fuente en bloques de $(N \times s)/8$ bytes (s transmisores simultáneos y N bits transmitidos por mensaje y usuario) a través de la interfaz de comunicaciones hacia la FPGA transmisora (parte

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

superior derecha de la imagen). Posteriormente, esta FPGA va asignando, byte a byte, los bloques de bytes recibidos a los s transmisores implementados en su interior. Las salidas de los transmisores son unificadas a través de una puerta lógica “OR” de s entradas y una única salida que manda los datos al canal. En el otro extremo, en la FPGA receptora (parte inferior derecha de la figura), los mensajes recibidos a través del canal óptico son decodificados de manera independiente por cada receptor OCDMA asociado a un transmisor OCDMA del otro extremo del canal (observe que el receptor k -ésimo sólo será capaz de decodificar los mensajes provenientes de su transmisor asociado k -ésimo). Los distintos bytes recibidos y decodificados son nuevamente reordenados, previamente a ser enviados al *PC receptor* (parte inferior izquierda de la imagen), realizando así el proceso inverso al utilizado en el transmisor. En el *PC receptor* se ejecuta un reproductor multimedia que reproduce el archivo de audio conforme éste es reconstruido.

Para la tasa de chip dada de $R_{\text{chip}} = 2$ Mcps [Guerra Medina et al., 2012], se pueden obtener tasas de transferencia cercanas a 20 kbps por “canal” (ya que se pierde algo de tasa efectiva debido a la carga extra que supone la transmisión de la cabecera y el *checksum*). En esta aplicación se optó por utilizar simultáneamente todos los canales para transmitir el archivo de audio. Con $s = 8$ canales (los que nos proporciona el prototipo), la tasa de datos efectiva máxima fue en torno a 160 kbps. Durante todas las pruebas realizadas, la recepción obtenida tuvo una alta calidad sin registrarse prácticamente errores (de hecho, los errores resultaron ser imperceptibles para el oído humano, aunque fueron contabilizados mediante la información del *checksum*, observándose una tasa de BER media de $\sim 10^{-5}$).

4.6. Codificación por desplazamiento de código

4.6.1. Fundamentos

Mediante un análisis más exhaustivo del apartado 4.4, se desprende que para un número elevado de usuarios se requieren códigos de longitud L extremadamente largos. Nótese, por ejemplo, que, acorde a [Martín González et al., 2009], para una BER menor de 10^{-4} se requieren códigos de longitud $L > 10 \times s$, donde s es el número de usuarios y L es el número de slots (*chips*) en que se divide el intervalo de transmisión. Además, los preámbulos de sincronización efectivos deben durar $m \times L$ *chips*, con $m \geq 3$ [Martín González et al., 2012]. Lo anterior provoca una creciente complejidad de sincronización cuando el número de usuarios es elevado. Además, cualquier problema de

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

desincronización haría que el sistema incurriera en una ráfaga incontrolada de errores.

Por otro lado, el método de sincronismo descrito anteriormente (sección 4.4.4) presenta un rendimiento bastante superior al del propio sistema en transmisión [Martín González et al., 2012], a pesar de que debe lidiar con la búsqueda de una secuencia de *chips* desplazados adecuadamente, es decir, realiza un análisis *chip a chip*, mientras que el primero requiere haber llevado a cabo previamente la sincronización de bit (el receptor debe saber cuándo éste se inicia, esto es, cuál es el chip 0 de cada nuevo bit). Esta búsqueda *chip a chip* favorece la resincronización continua del receptor con los mensajes recibidos, evitándose los problemas de desincronización de los que adolece el sistema definido en [Guerra Medina et al., 2011, 2012].

Por ese motivo, en [González et al., 2015] se propone el uso de códigos ópticos desplazados en base al método de sincronismo descrito anteriormente para llevar a cabo la comunicación (no sólo el sincronismo). De esta forma, se define un código base de L *chips* y se llevan a cabo hasta E extensiones del mismo mediante desplazamientos circulares. La longitud y el peso de esta nueva secuencia de código es ahora $(1 + E)$ veces la del código base. Además, la secuencia de código sólo se transmite cuando el bit de dato es un '1'. Tal como se esquematiza en la Fig. 4.14, este esquema es capaz de evitar las falsas detecciones tanto cuando el bit transmitido por el usuario asociado al receptor es un '1' (Fig. 4.14(a)) como un '0' (Fig. 4.14(b)). Este nuevo método de transmisión se denominó modulación CCSE (*Cyclic Code-Shift Extension*).

De [Martín González et al., 2009] tenemos que el peso (w) óptimo para un código de longitud $L \leq 150$ es 3, para $(1/3)L \leq s \leq (1/2)L$, donde s es el número de usuarios totales. Además, de [Martín González et al., 2009, 2012] se puede inferir como cota superior para la probabilidad de error de bit del nuevo esquema propuesto:

$$P_E \lesssim \frac{1}{2^s} \sum_{i=0}^s \binom{s}{i} \left[1 - \left(1 - \frac{w}{L} \right)^i \right]^{w(E+1)} \quad (4.9)$$

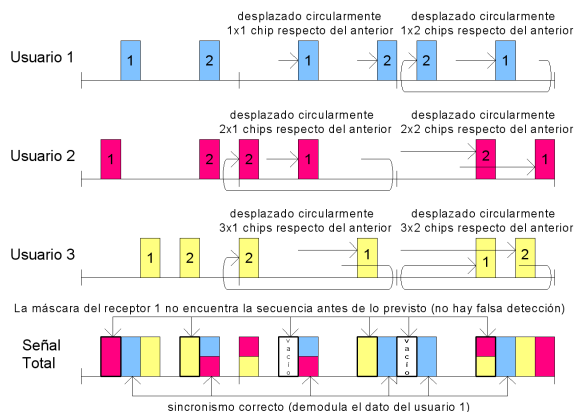
Nótese que la estimación de la probabilidad de error depende únicamente del número de usuarios simultáneos s , de la longitud del código L , de su peso w , y del número de extensiones del código E . De (4.9) se deduce que la probabilidad de error está por debajo de 10^{-3} cuando $E \geq 2$ y $s \leq (2/5)L$. Así, para $L = 50$ es posible acomodar hasta $s = 20$ usuarios, manteniendo una probabilidad de error aceptable, mediante al menos dos extensiones cíclicas del código base.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

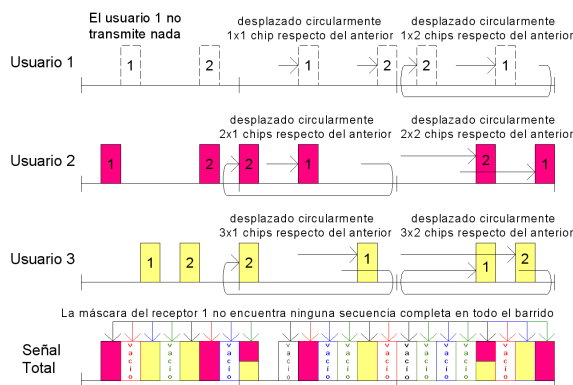
Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00



(a) Transmisión de un bit '1'



(b) Transmisión de un bit '0' (los instantes de comprobación del sincronizador se simbolizan con distintos colores)

Figura 4.14: Ilustración del método de desplazamiento circular propuesto y su eficacia para evitar “falsas detecciones” (ejemplo para $s = 3$ usuarios, $m = 3$ bits de sincronismo y parámetros de los códigos $L = 8$ y $w = 2$)

Por otra parte, es posible transmitir k bits por símbolo, asignando $M = 2^k$ códigos diferentes a cada usuario, donde cada código representa una palabra distinta de k bits. Como ahora a cada usuario se le impone la transmisión siempre de una secuencia de código para especificar una palabra concreta de k bits, se deduce de (4.9) que para un mismo peso $w_v = w$, la longitud del nuevo código base se duplica, $L_v = 2L$, si se desea mantener un desempeño similar, $P_S^{(k=1)} \approx P_E$, para el caso específico de $k = 1$ bits

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

transmitidos por símbolo. Por otra parte, ahora se requieren M sincronizadores (decodificadores) diferentes en el extremo receptor, uno por cada código del usuario. Así, la nueva tasa de error de símbolo para el esquema 2^k -CCSE, viene dada por:

$$P_S^{(k)} = 1 - (1 - P_S^{(k=1)})^{M-1} \approx (M-1)P_E \quad \text{para } P_E \ll 1 \quad (4.10)$$

donde $(1 - P_S^{(k=1)})^{M-1}$ representa la probabilidad conjunta de que ningún decodificador, diferente del asociado al símbolo transmitido, detecte su secuencia de código erróneamente. Para la última aproximación, se ha aplicado el hecho de que $(1 - x)^n \rightarrow (1 - nx)$ cuando $x \equiv P_E \rightarrow 0$. Finalmente, si aplicamos la relación entre las tasas de error de símbolo y de bit para señales ortogonales [Proakis, 2001], tenemos para la tasa de error de bit del nuevo sistema propuesto:

$$P_B^{(k)} = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_S^{(k)} \approx \frac{M/2}{M-1} (M-1)P_E = \frac{M}{2} P_E \quad (4.11)$$

4.6.2. Resultados

Con el objetivo de avalar los estudios teóricos y contrastarlos a nivel experimental, se realizaron varios experimentos utilizando para ello un prototipo similar al de Guerra Medina et al. [2012] para comunicaciones ópticas inalámbricas. La lógica digital de los transmisores y receptores (codificadores y decodificadores OCDMA, sincronizadores, empaquetadores de mensajes, detectores de errores, interfaces de comunicación con los ordenadores, etc.), fueron implementados en dos placas de desarrollo Virtex-5 *Starter Kit Board* de Xilinx[®]. Los ensayos se evaluaron en un escenario muy colapsado (el peor caso posible), donde todos los transmisores estaban activos y enviando datos aleatorios continuamente (con retrasos aleatorios entre tramas consecutivas, diferentes para cada usuario, para emular una comunicación asíncrona).

La figura 4.15 compara las predicciones analíticas dadas por (4.9) con los resultados experimentales obtenidos para un código base con parámetros $L = 50$ y $w = 3$, y diferentes extensiones de código E . Los resultados obtenidos confirman que la ecuación (4.9) constituye una herramienta eficaz para diseñar de antemano las características de los códigos para cumplir con los requisitos de rendimiento deseados. También se probó el sistema para la transmisión de datos de audio digital de alta calidad.

Finalmente, el esquema propuesto 2^k -CCSE también fue evaluado experimentalmente. La tabla 4.3 muestra la extensión del código base E_v requerida

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

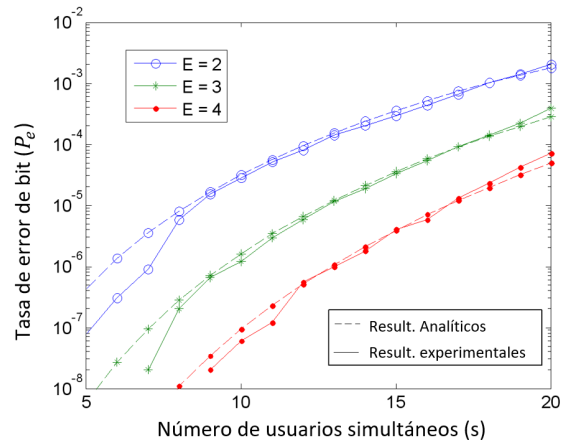


Figura 4.15: Comparación de los diferentes resultados analíticos y experimentales para un código base de longitud $L = 50$ y peso $w = 3$, y diferentes extensiones cíclicas del código (E).

para obtener un rendimiento de error similar al del esquema básico ilustrado en la figura 4.14. También se presenta la ganancia de velocidad de datos alcanzable (R_v/R_0) con este nuevo esquema. Podemos apreciar que la mejora de la velocidad de datos no es especialmente significativa, teniendo en cuenta el aumento de la complejidad del receptor (M decodificadores contra sólo uno requerido por el método básico). Así, por ejemplo, para $E = 2$, se requiere $k \geq 3$ para mejorar el rendimiento del esquema de codificación básico. Además, para un esquema complejo con $k = 6$ ($M = 64$ decodificadores por usuario), la velocidad de datos alcanzable en el nuevo esquema, apenas duplica la del anterior. Por tanto, se puede concluir que dicho sistema básico CCSE constituye un buen compromiso entre simplicidad y tasas de datos alcanzables para aplicaciones de baja/media velocidad donde una gran multitud de usuarios necesiten acceder de manera simultánea y asíncrona al canal óptico no guiado para la transferencia de información.

4.7. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un sistema OCDMA basado en el uso de códigos ópticos aleatorios (ROC) para comunicaciones multiusuario en el espectro visible a tasas moderadas de datos, describiendo sus características básicas de funcionamiento así como un mecanismo de sincronismo adaptado a los códigos ROC. Se han desarrollado prototipos experimentales para evaluar

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Tabla 4.3: Comparación entre el nuevo esquema propuesto en [González et al., 2015], con parámetros del código $L_v = 2L = 100$ y $w_v = w = 3$, con el esquema básico de la figura 4.14 (R_0 se refiere a la tasa de datos del esquema básico)

E	k	1	2	3	4	5	6
2	E_v	2	3	3	3	4	4
3		3	4	4	4	5	5
4		4	4	5	5	6	6
2	R_v/R_0	0,5	0,75	1,125	1,5	1,5	1,8
3		0,5	0,8	1,2	1,6	1,67	2,0
4		0,5	1,0	1,25	1,67	1,79	2,14

el rendimiento de dicho esquema OCDMA, observándose una gran coincidencia entre los resultados obtenidos con el mismo y lo predicho teóricamente. Como aplicación práctica, el sistema se ha probado satisfactoriamente para la transmisión mediante múltiples canales paralelos de archivos de audio.

La principal limitación de los esquemas OCDMA aquí propuestos es su baja eficiencia espectral (en torno a 0,1 bit/s/Hz para mantener una BER aceptable inferior a 10^{-4}), debido a la necesidad de utilizar códigos de gran longitud cuando el número de usuarios simultáneos es elevado. Se ha propuesto un esquema basado en la extensión cíclica de la secuencia de código base para combatir el incremento del número de usuarios sin tener que recurrir a códigos de longitud muy elevada, pero cuya mejora en la eficiencia espectral continúa siendo escasa. La opción de enviar diferentes códigos por usuario para transmitir múltiples bits por secuencia de código transmitida constituye *a priori* una solución satisfactoria para incrementar esta eficiencia espectral, pero la enorme complejidad que esto conlleva ante la limitada mejora de la tasa de datos alcanzada con respecto a los esquemas más simples (véase la tabla 4.3), la hacen finalmente inviable. En la literatura podemos encontrar trabajos teóricos que plantean que es posible alcanzar tasas de transferencia cercanas a 10 Mbit/s en entornos multiusuario [Noshad and Brandt-Pearce, 2014a,b], pero requiriendo esquemas mucho más complejos que los aquí presentados y, además, para un número s muy reducido de usuarios (acorde a los resultados presentados en [Noshad and Brandt-Pearce, 2014b], para $s > 5$ la BER crece rápidamente más allá de 10^{-4}). Además, dichos resultados teóricos fueron obtenidos suponiendo tasas de 200 Mcps, lo que no resulta tan evidente de alcanzar en una aplicación real.

A pesar de lo anterior, en los últimos años se han realizado numerosos esfuerzos investigadores orientados a mejorar las velocidades de transferencia alcanzables mediante dispositivos trabajando en el visible, obteniéndose tasas

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

de datos muy elevadas tanto para transmisiones bandabase [Le Minh et al., 2009, Vučić et al., 2010b] como basadas en esquemas multiportadora [Cossu et al., 2012, Tsonev et al., 2014], eso sí, en entornos muy controlados de laboratorio y ante condiciones no siempre fácilmente reproducibles en aplicaciones reales. Las mejoras en los tiempos de conmutación de los LED que trabajan en el visible, hacen presagiar que, en un futuro no muy lejano, la técnica OCDMA puede resultar una candidata atractiva para comunicaciones en entornos donde la velocidad de transferencia a alcanzar no sea la principal prioridad, y sí la reducción del nivel de interferencia de otras señales emitidas de manera paralela en el mismo recinto, o cuando se requiera la conexión simultánea y asíncrona de múltiples usuarios. Entornos de aplicación en este sentido pueden ser un quirófano de un hospital o una biblioteca pública.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: <i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA</i>	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ</i>	12/03/2017 17:56:08
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO</i>	20/03/2017 14:22:00

Capítulo 5

Aplicación de OFDM en entornos de comunicación óptica en el visible

5.1. Introducción

Los sistemas de transmisión multiportadora tales como la multiplexación por división de frecuencia ortogonal, más conocida por sus iniciales OFDM de sus siglas en inglés *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, han sido uno de los mayores temas de investigación en las últimas décadas. En [Weinstein, 2009] podemos apreciar un breve resumen de la historia de la técnica OFDM. No obstante, algunos de los hitos más importantes en este campo se describen a continuación. El concepto de usar OFDM para la transmisión fue propuesto por primera vez por Robert W. Chang de los laboratorios Bell en 1966 [Chang, 1966]. Fue en 1971 cuando Weinstein y Ebert introdujeron la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) y la FFT (*Fast Fourier Transform*) para implementar la técnica OFDM junto con el concepto de intervalo de guarda para evitar la interferencia intersímbolos (ISI, *Intersymbol Interference*) y la interferencia intercanal (ICI, *Intercarrier Interference*) [Weinstein and Elbert, 1971]. Otra importante contribución fue debida a Peled y Ruiz en 1980, los cuales introdujeron el prefijo cíclico en vez de un intervalo de guarda para solventar los problemas de ortogonalidad [Peled and Ruiz, 1980]. Por último, el uso de OFDM para comunicaciones móviles fue introducido por Cimini de los laboratorios Bell en 1985 [Cimini, 1985]. Desde entonces, OFDM ha empezado a ocupar un sitio importante dentro de las comunicaciones. Aunque ya eran conocidas las ventajas de utilizar dicha técnica, no fue

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

hasta los 90 donde se tornó popular con el advenimiento de los procesadores digitales de señales de alta capacidad. Hoy en día, OFDM es el estándar en múltiples medios de transmisión de banda ancha tales como las normas de audio digital DAB (*Digital Audio Broadcasting*), de televisión digital DVB-T (*Digital Video Broadcasting–Terrestrial*) e ISDB-T (*Integrated Services of Digital Broadcasting–Terrestrial*), que utilizan modulación OFDM codificada (COFDM, *Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), el protocolo de enlace ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*), el protocolo de red de área local IEEE 802.11a/g/n también conocido como Wireless LAN (*Local Area Network*), el sistema de transmisión de datos WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), el sistema de transmisión de datos PLC (*Power Line Communication*) y la telefonía móvil 4G LTE (*Long-Term Evolution*), entre otros.

5.1.1. Motivaciones

En el capítulo anterior se desarrolló el análisis de técnicas de acceso múltiple por división de código (OCDMA) para comunicaciones ópticas no guiadas en entornos compartidos por múltiples usuarios. La principal conclusión que se deriva de dicho estudio es que las técnicas OCDMA, si bien permiten la coexistencia de un número elevado de transmisiones asíncronas simultáneas, sólo son capaces de proporcionar bajas tasas de transferencia por usuario, lo que limita en gran medida los entornos de aplicación de las mismas. En ese sentido, en este capítulo se plantea la búsqueda de esquemas de comunicación que presenten una mayor eficiencia espectral.

OFDM es una técnica multiportadora que promete una alta capacidad de transmisión de datos con una complejidad de implementación razonable. A altas velocidades, la distorsión de la señal emitida debido a la respuesta del canal es muy significativa, y es casi imposible recuperar los datos transmitidos con un sencillo receptor. Se necesita un receptor con una estructura muy compleja, que haga uso de algoritmos de estimación del canal para obtener una respuesta fidedigna del mismo sobre los datos transmitidos, y de ecualizadores que aumentan considerablemente la complejidad del sistema [Audeh and Kahn, 1995, Audeh et al., 1999, Marsh and Kahn, 1996]. La técnica OFDM permite simplificar drásticamente el problema de la ecualización, convirtiendo el canal dispersivo en desvanecimiento plano [Armstrong, 2009, González et al., 2005a]. De esa manera, se reduce considerablemente la complejidad del receptor y por consiguiente su alto coste tecnológico y económico.

Por otra parte, los futuros sistemas de telecomunicaciones deben ser espectralmente eficientes para soportar la gran demanda de usuarios que crece de manera exponencial. OFDM utiliza el espectro disponible de manera

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

óptima, permitiendo el envío conjunto de ondas portadoras de diferentes frecuencias solapadas unas con otras, de tal forma que el máximo de una coincida con el mínimo de las contiguas, de ahí el término de modulación ortogonal. No obstante, el espectro asignado a RF está demasiado masificado, y conseguir un pequeño ancho de banda en el mismo es, cuanto menos, complicado. Es por ello que en los últimos años se ha apostado por el canal óptico, ya sea en el espectro infrarrojo o visible, como una alternativa para paliar el problema, pues no debemos olvidar que dicho canal posee un gran ancho de banda no regulado. Además, está exento de interferencias cuando se utiliza en recintos cerrados. De esa manera, podemos establecer varias comunicaciones al unísono sin interferir las unas con las otras, con el único requisito de que cada comunicación se establezca en un habitáculo distinto del resto.

Otra de las ventajas del uso de la técnica OFDM es que con una adecuada elección de los parámetros del sistema, como el número de subportadoras y la separación entre éstas, se puede reducir la interferencia intersímbolo (ISI) o incluso eliminarla. Esta interferencia es debida a que el tiempo transcurrido entre la llegada de la señal de trayectoria directa y la de la última componente significativa del multitrayecto (lo que se conoce como dispersión de retardo o *delay spread*) es considerable en relación al periodo de símbolo, lo cual provoca que el receptor recibirá parte del símbolo en el periodo correspondiente al siguiente, ocasionando ISI. Atendiendo a todo lo anterior, y a la importancia de la técnica OFDM en el mundo de las comunicaciones, en esta Tesis se plantea el estudio de su aplicación para comunicaciones ópticas no guiadas en el visible.

5.1.2. Objetivos y líneas seguidas

El objetivo principal de este capítulo es la implementación de OFDM en un dispositivo portátil que permita la adaptabilidad del *hardware* diseñado de manera flexible y rápida en diferentes circunstancias. Esto nos permitirá el estudio de los aspectos más relevantes de dicha técnica en distintos escenarios. La implementación de la técnica OFDM en dispositivos portátiles no es un tema trivial. Se requieren procesadores de alto rendimiento y bajo coste energético para asegurar una autonomía y fluidez que garantice una óptima comunicación. Entre las posibles opciones encontramos los microcontroladores, los procesadores de propósito general, o los procesadores de señales digitales o DSP, de sus siglas en inglés *Digital Signal Processor*. La diferencia esencial entre un DSP y un microprocesador es que el DSP está diseñado para soportar tareas con una carga computacional extremadamente intensa. Por contra,

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

los microprocesadores de propósito general o microcontroladores no están especializados para ninguna aplicación en particular. Es por ello que cuando se requiere de altas prestaciones, repetitivas y numéricamente intensas, la solución óptima pasa por escoger un DSP, los cuales son capaces de procesar datos en tiempo real.

Otra posible solución en la implementación de la técnica OFDM es mediante FPGA (*Field Programmable Gate Array*), las cuales son chips de silicio reprogramables, por lo que, al utilizar bloques de lógica pre-construidos y recursos para ruteo programables, sólo se necesita desarrollar tareas de cómputo digital en *software* y compilarlas en un archivo de configuración o *bitstream* que contenga información de cómo deben conectarse los componentes entre sí para tener el prototipo listo para su uso. Esta simplicidad en la obtención de un nuevo prototipo ahorra tiempos de implementación y desarrollo, permitiendo al diseñador ser pionero en el mercado y por tanto competitivo. Además, aprovechando el paralelismo del *hardware*, las FPGA exceden la potencia de cómputo de los procesadores digitales de señales DSP rompiendo el paradigma de ejecución secuencial y logrando más en cada ciclo de reloj. Por otra parte, el núcleo de los DSP sólo puede ejecutar una instrucción a la vez, por lo que los sistemas basados en procesadores corren el riesgo de que sus tareas se obstaculicen entre sí. Las FPGA, sin embargo, minimizan los retos de fiabilidad con ejecución paralela y *hardware* preciso dedicado a cada tarea. Por último, el precio de los DSP excede con creces el de las FPGA, siendo estas últimas escalables, reutilizables y modulares, pudiendo implementar mejoras funcionales sin la necesidad de invertir tiempo rediseñando el *hardware* o modificando el diseño. Atendiendo a todo lo anterior, para la implementación de la técnica OFDM en un dispositivo portátil, se optó finalmente por una solución mediante dispositivos FPGA del fabricante Xilinx[®], una compañía de tecnología americana, distribuidora de dispositivos lógicos programables, y mundialmente reconocida por inventar las FPGA.

El presente capítulo queda organizado de la siguiente manera: comenzaremos dando algunas nociones de la técnica multiportadora OFDM, con una especial atención a los aspectos relativos al sincronismo en sistemas OFDM, de ahí que le hayamos dedicado un apartado diferenciado. Seguidamente hablaremos de la implementación en FPGA de un sistema OFDM para comunicaciones en entornos VLC (*Visible Light Communication*), parte central del desarrollo de esta Tesis, culminando con la descripción de los resultados obtenidos con los prototipos llevados a cabo para este tema y las principales conclusiones extraídas de este trabajo.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

5.2. La técnica de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal

5.2.1. Aspectos generales

OFDM es una técnica que consiste en enviar un conjunto de ondas portadoras de diferentes frecuencias, donde cada una transporta información modulada en QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) o en PSK (*Phase-Shift Keying*). De esa manera, un flujo de datos queda dividido en N flujos paralelos, cada uno a una tasa de $1/N$ de la original. Luego, cada una de ellas es mapeada a una subportadora y, utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*), se obtiene la señal en el dominio de la frecuencia. Al crear un flujo de datos paralelos más lento, provoca que la duración de símbolo aumente en un factor de N , reduciendo con ello la ISI. OFDM es un esquema de modulación/demodulación multiportadora, por lo que su uso se da de manera natural para aplicaciones de banda ancha. Conceptualmente, OFDM es un tipo de FDM (*Frequency-Division Multiplexing*), con la restricción de que todas las señales portadoras son ortogonales entre sí, lo que simplifica enormemente el diseño tanto del emisor como del transmisor ya que no se requiere un filtro para cada subcanal, la diafonía entre los canales se elimina y no son necesarias bandas de salvaguarda entre las diferentes portadoras, aprovechándose considerablemente el ancho de banda del canal tal como muestra la figura 5.1.

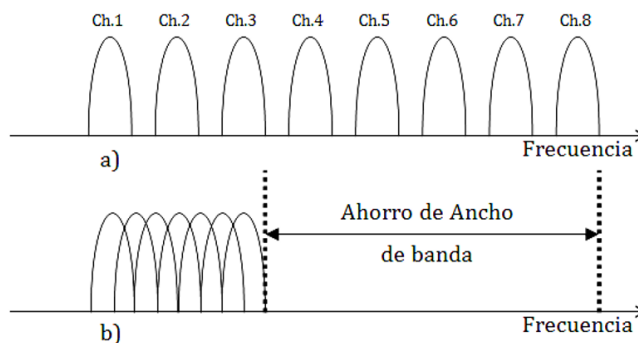


Figura 5.1: a) Técnica multiportadora convencional. b) Modulación con portadoras ortogonales.

Si representamos un conjunto de subportadoras ortogonales entre sí, mediante notación compleja en banda base:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

$$x_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (5.1)$$

donde $f_k = k\Delta f$ representa la frecuencia central de la subportadora k -ésima, siendo Δf la separación entre subportadoras y $\text{rect}(t/T)$ la función pulso rectangular de duración T dada por:

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & \text{si } |t| \leq T/2 \\ 0 & \text{si } |t| > T/2 \end{cases} \quad (5.2)$$

Para que las subportadoras cumplan con la propiedad de ortogonalidad durante un intervalo T , estas deben cumplir con:

$$R_{x_m x_k} = \frac{1}{T} \int_0^T x_m(t) x_k^*(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi(m-k)\Delta f t} dt = \begin{cases} 1 & \text{si } m = k \\ 0 & \text{si } m \neq k \end{cases} \quad (5.3)$$

Si definimos $f_m = m\Delta f$ y $f_k = k\Delta f$, entonces:

$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi(m-k)\Delta f t} dt = \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi(f_m - f_k)t} dt \quad (5.4)$$

Si $f_k = f_m$:

$$\frac{1}{T} \int_0^T 1 \cdot dt = 1 \quad (5.5)$$

Si $f_k \neq f_m$:

$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi(f_m - f_k)t} dt = \frac{1}{T} \left[\frac{e^{j2\pi(f_m - f_k)t}}{2\pi(f_m - f_k)} \right]_0^T = 0 \quad (5.6)$$

Luego:

$$e^{j2\pi(f_m - f_k)T} = 1 \quad (5.7)$$

Llegando a que:

$$2\pi(f_m - f_k)T = 2\pi n; \quad n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (5.8)$$

Y finalmente, se tiene que:

$$f_m - f_k = \frac{n}{T} \quad (5.9)$$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Lo anterior indica que las subportadoras se encuentran equiespaciadas a múltiplos de la inversa del período de símbolo T , esto es, la ortogonalidad requiere que la diferencia de frecuencia entre las subportadoras adyacentes deba ser igual a la inversa del periodo de símbolo:

$$f_{m+1} - f_m = \Delta f = \frac{l}{T} \quad (5.10)$$

donde l es un entero positivo generalmente igual a uno. Por lo tanto, con N subportadoras, el ancho de banda requerido será:

$$B = N\Delta f \quad (5.11)$$

La figura 5.2 muestra la estructura de un transmisor OFDM, donde el flujo de datos serie se dispone en una secuencia $\{d_n\}$ de N símbolos codificados mediante una modulación por amplitud en cuadratura (QAM) en banda base. Cada símbolo QAM serie está espaciado $\Delta t = 1/f_s$, donde f_s es la velocidad de transmisión de cada símbolo. En el instante n -ésimo, el símbolo QAM $d(n) = a(n) + jb(n)$ está representado por una componente en fase $a(n)$ y otra en cuadratura $b(n)$. Cada bloque de N símbolos QAM se distribuye a N moduladores, a través de un conversor serie-paralelo. La componente $a(n)$ de cada símbolo queda modulada por la portadora $\cos \omega_n t$, mientras que la componente $b(n)$ queda modulada por la portadora $\sin \omega_n t$. También, el tiempo de símbolo T de las señales de los subcanales paralelos es N veces el tiempo para los datos en serie, es decir, $T = N \times \Delta t$. Como se ha comentado, para mantener la ortogonalidad, las frecuencias subportadoras están separadas por $\Delta f = \omega_0 = 2\pi/T$.

Las portadoras moduladas $a(n) \cos \omega_n t$ y $b(n) \sin \omega_n t$ se suman para dar lugar a una señal QAM, donde $n = 0, 1, \dots, N - 1$. La señal QAM viene dada por:

$$X_n(t) = a(n) \cos \omega_n t + b(n) \sin \omega_n t = \Upsilon(n) \cos(\omega_n t + \Psi_n) \quad (5.12)$$

donde:

$$\Upsilon(n) = \sqrt{a^2(n) + b^2(n)} \quad (5.13)$$

y

$$\Psi_n = \tan^{-1} \left(\frac{b(n)}{a(n)} \right) \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (5.14)$$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

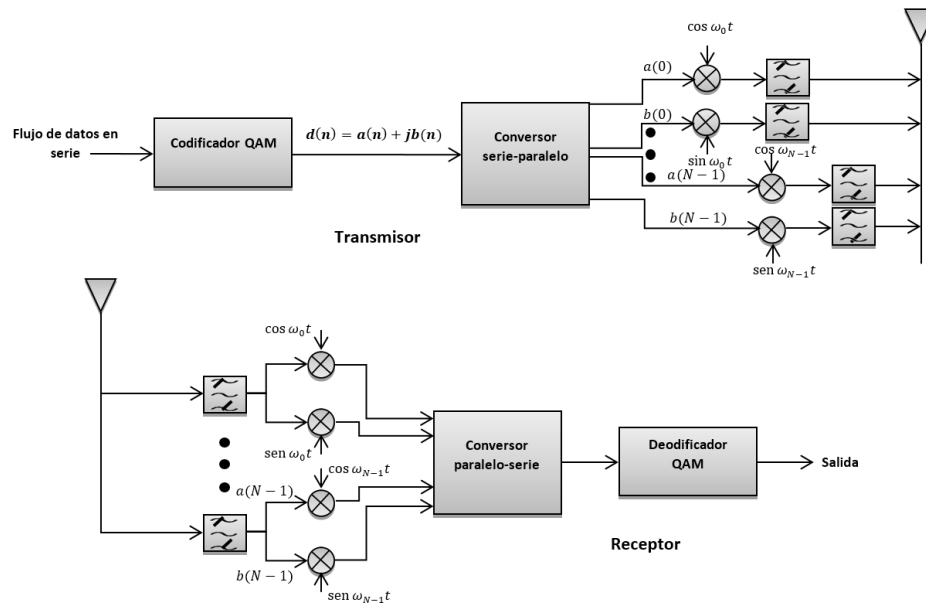


Figura 5.2: Diagrama de bloques de un sistema de comunicación OFDM convencional.

Sumando estas señales $X_n(t)$, se obtiene una señal FDM/QAM de la forma:

$$D(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n(t) \quad (5.15)$$

El tamaño de cada constelación QAM depende del número de bits que cada subportadora transporta, es decir, b bits resulta en una constelación con 2^b puntos. Por ejemplo, una constelación de 4 puntos corresponde a 2 bits (00,01,10,11), una constelación QAM de 16 puntos corresponde a 4 bits, y así sucesivamente.

La figura 5.3 muestra algunos ejemplos de constelación QAM estandarizados. Las etiquetas de los puntos de la constelación son la representación en números binarios de los bits que serán mapeados y transmitidos, donde se ha seguido una codificación Gray, esto es, entre símbolos adyacentes sólo hay un bit que difiera entre ambos, a fin de minimizar la tasa de error de bit (BER) en caso de que se produzca un error de símbolo durante la demodulación de los datos.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

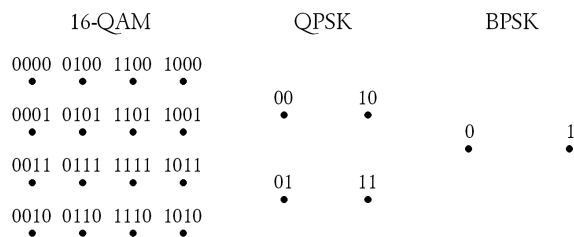


Figura 5.3: Constelaciones 16-QAM (izquierda), QPSK, *Quadrature Phase-Shift Keying* (centro) y BPSK, *Binary Phase-Shift Keying* (derecha), en codificación Gray.

5.2.2. Ventajas e inconvenientes de OFDM

Una de las principales ventajas de la modulación OFDM es la robustez frente a los diferentes retardos por multipropagación de la señal. La distribución del retardo de canal provoca interferencias entre símbolos que, a su vez, limitan la velocidad de los datos, al elevar el suelo de error. Pero en OFDM la duración de símbolo en cada subportadora es N veces mayor que en los sistemas monoportadora. De ahí procede la robustez de OFDM frente a la dispersión de retardo. Si bien esta característica de la modulación OFDM ya de por sí reduce la ISI en relación a los sistemas monoportadora con igual tasa de datos, ésta no es eliminada completamente. Esto último se consigue mediante la introducción de un prefijo al símbolo OFDM a transmitir consistente en una extensión cíclica del mismo de longitud igual o mayor que el máximo rango de retardo de canal (en un canal cuya respuesta al impulso dure K intervalos de muestreo, el número de muestras de guarda que configuran esta *extensión cíclica* [Peled and Ruiz, 1980] ha de ser $N_T \geq K - 1$) como se muestra en la figura 5.4.

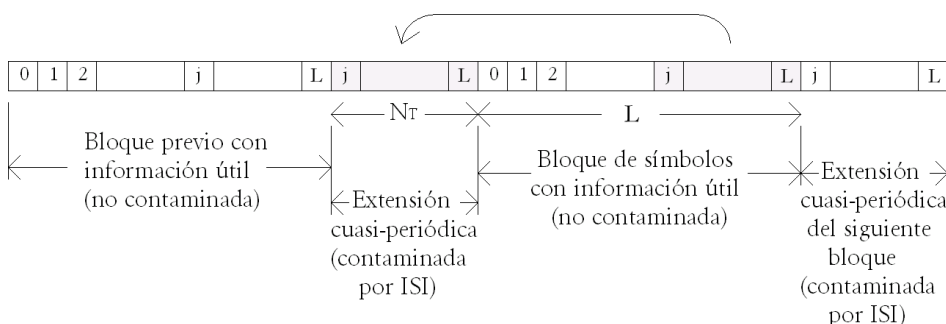


Figura 5.4: Prefijo cíclico.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
 Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

La idea sería implementar un prefijo cíclico en el emisor que se enviaría al canal previo al envío de los símbolos que representan la información del mensaje a transmitir. En el otro extremo de la comunicación, es decir, en el receptor, descartaríamos dicho prefijo contaminado con ISI para quedarnos con el mensaje útil no contaminado. Este prefijo cíclico no sólo combate la ISI debida al símbolo previo, sino que también absorbe la ISI introducida por el propio símbolo actual debido al transitorio que se genera desde el inicio de dicho prefijo y que dura tanto como la respuesta del canal [Hanzo et al., 2003]. De esta forma, con el prefijo cíclico se resuelven simultáneamente dos problemas. Hay que tener en cuenta que la introducción de este prefijo cíclico reduce la tasa efectiva de datos del canal por un factor de $L/(N_T + L)$, donde el número L de muestras del símbolo OFDM está relacionado con el número de subportadoras N que transmiten datos, cumpliéndose que $L \geq 2N$, de ahí que se busque incrementar en todo lo posible N para que dicha reducción de la tasa efectiva sea poco significativa, aunque esto, por otro lado, incrementa la complejidad del sistema. El prefijo cíclico también ayuda en gran medida a reducir las interferencias interportadoras (ICI) al preservar la ortogonalidad entre éstas [Vučić, 2009], aunque este efecto se puede considerar despreciable en canales cuasi-estacionarios como los canales ópticos no guiados de interés para esta Tesis [González, 2005]. Igualmente, si un determinado rango de frecuencias sufre interferencias severas, dicha banda puede ser deshabilitada para la transmisión, o habilitar diferentes modos de modulación para las distintas subportadoras en función de la calidad de su subcanal asociado, dando lugar a un *sistema OFDM adaptativo* [González et al., 2006, Vučić, 2009].

Otra de las ventajas de la modulación OFDM es su ecualización simplificada, en la mayoría de los casos, más sencilla que la ecualización adaptativa de las modulaciones monoportadoras. Además, en conjunción con una modulación diferencial, no requiere de un estimador del canal. Por último, cabe destacar su implementación simple y eficiente gracias a la utilización de los algoritmos de la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) y la FFT (*Fast Fourier Transform*) para la modulación y demodulación, respectivamente.

Pero no todo son ventajas y, como cualquier sistema de modulación, posee algunos inconvenientes. Entre otros, se sabe que en el dominio temporal la señal OFDM es la suma de varias sinusoides y tiene una elevada relación potencia pico a potencia promedio, lo que puede provocar distorsión no lineal en el transmisor (distorsión en banda y fuera de banda), además de ser muy sensible a desplazamientos (*offset*) en frecuencia y a los ruidos de fase. La presencia de una distorsión no lineal en la cadena de transmisión afecta de

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

manera crítica las prestaciones de estos sistemas imponiendo severos límites a su viabilidad.

La excursión de la señal, más conocida como PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), se define como [Carlson, 2007]:

$$\chi = \frac{\max \{s(t)^2\}}{E \{s(t)^2\}} \quad (5.16)$$

Sin embargo, para estudiar este fenómeno en sistemas OFDM, es más conveniente trabajar con la señal en tiempo discreto, y calcular esta relación símbolo a símbolo:

$$\chi^j = \frac{\max \{|s^j[n]|^2\}}{E \{|s^j[n]|^2\}} \quad n = 1, \dots, L \quad (5.17)$$

donde $\max \{|s^j[n]|^2\}$ representa la máxima potencia de la señal en el símbolo j -ésimo y $E \{|s^j[n]|^2\}$ su potencia media. La distribución de las amplitudes en OFDM se puede aproximar teóricamente, utilizando el teorema central del límite, por una Gaussiana y, por lo tanto, la potencia sigue una distribución Rayleigh. Esto hace que la excursión de estas señales sea muy grande. Por otra parte, la información en OFDM se encuentra principalmente en la amplitud y en la fase, y por tanto, es necesario que ambas no se distorsionen cuando son enviadas. Esto implica que los amplificadores de potencia de salida deberán tener un gran margen dinámico lineal para no distorsionar la señal. Para que el amplificador se encuentre en su zona lineal durante toda la gran excursión de la señal, se suelen establecer límites para salvaguardar dicha linealidad (lo que se denomina *back-off* en la literatura anglosajona), con lo que se reduce muy significativamente la eficiencia de los amplificadores.

5.2.3. Modulación mediante la transformada discreta de Fourier

Queda claro que el problema del sistema descrito en el apartado 5.2.1 es que, si se desea disponer de una gran resistencia frente a desvanecimientos de la señal, el tamaño del sistema tiende a aumentar. Afortunadamente, se puede demostrar matemáticamente que realizar la transformada discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) sobre el bloque de N símbolos QAM y luego transmitir en serie sus coeficientes, es equivalente a las operaciones realizadas por el sistema mostrado en la figura 5.2. Por tanto, se puede simplificar considerablemente la estructura *hardware* del sistema anterior, mediante la implementación de la transformada rápida de Fourier (IFFT),

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

evitando así miles de osciladores, filtros, multiplicadores e integradores, con el consecuente volumen y consumo de potencia. Además, la modulación OFDM evita el empleo de filtros, a causa de la ortogonalidad de las señales, y en la práctica se trabaja con la señal recibida en forma muestreada, lógicamente por encima de la frecuencia de Nyquist. En estas condiciones, el proceso de integración se convierte en uno de suma, con lo que se simplifica enormemente. La señal de salida del transmisor n -ésimo del sistema FDM/QAM, $m_n(t)$, viene dada por:

$$m_n(t) = \Re \left\{ s_n(t) e^{j2\pi f_{0n}t} \right\} \quad (5.18)$$

donde $s_n(t)$ es la señal de la información equivalente en banda base y f_{0n} es la frecuencia de la portadora para ese canal. Si usamos una función de forma rectangular, $m_T(t - kT) = \text{rect}[(t - kT)/T]$, para los símbolos QAM $X_n(k) = I_n(k) + jQ_n(k)$ que se van a transmitir, donde $I_n(k)$ y $Q_n(k)$ son sus componentes en fase y cuadratura, la señal de información equivalente en banda base viene dada por:

$$s_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_n(k) m_T(t - kT) \quad (5.19)$$

Igualmente, k es el índice del intervalo de señalización y T su duración. Sustituyendo la expresión (5.19) en (5.18), se llega a que:

$$m_n(t) = \Re \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_n(k) m_T(t - kT) e^{j2\pi f_{0n}t} \right\} \quad (5.20)$$

Sin pérdida de generalidad, se puede considerar únicamente el intervalo de señalización $k = 0$, en el cual se tiene que:

$$m_{0n}(t) = m_n(t) \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \quad (5.21)$$

La señal modulada total está constituida por la suma de las señales de salida de los moduladores de cada una de las sub-bandas:

$$m_0(t) = \sum_{n=0}^{N-1} m_{0n}(t) \quad (5.22)$$

Si $X_{n,0} = X_n(k = 0)$ es el símbolo QAM en banda base que se va a transmitir a través del sub-canal n (a la frecuencia f_{0n}) en el intervalo de señalización $k = 0$, entonces:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

$$m_0(t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \Re \{ X_{n,0} e^{j2\pi f_{0n} t} \} & \text{para } |t| < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (5.23)$$

Teniendo en cuenta que $m_0(t)$ está confinado en el intervalo $|t| < T/2$, para simplificar el formalismo anterior podemos eliminar el índice $k = 0$ de la expresión (5.23), quedándonos:

$$m_0(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Re \{ X_n e^{j2\pi f_{0n} t} \} \quad (5.24)$$

Al realizar el cálculo de la parte real usando el complejo conjugado, se obtiene que:

$$m_0(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2} \{ X_n e^{j2\pi f_{0n} t} + X_n^* e^{-j2\pi f_{0n} t} \} = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} \frac{1}{2} X_n e^{j2\pi f_{0n} t} \quad (5.25)$$

donde, para $n = 0, \dots, N-1$, se cumple que:

$$X_{-n} = X_n^*, X_0 = 0, f_{0(-n)} = -f_{0n}, f_{00} = 0 \quad (5.26)$$

La simetría anterior es inherente a cualquier señal real. Si denominamos F_n a los coeficientes de Fourier, tal que:

$$F_n = \begin{cases} \frac{1}{2} X_n & 1 \leq n \leq N-1 \\ \frac{1}{2} X_n^* & -(N-1) \leq n \leq -1 \\ 0 & n = 0 \end{cases} \quad (5.27)$$

Entonces la ecuación (5.25) queda de la forma:

$$m_0(t) = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} F_n e^{j2\pi f_{0n} t} \quad (5.28)$$

Si ahora se asume que las portadoras de los sub-canales toman los valores $f_{0n} = n f_0$, $n = 0, \dots, N-1$, donde nuevamente $f_0 = 1/T$ representa el espacio entre las subportadoras y además es el recíproco del intervalo de señalización de los sub-canales, se tiene que el ancho de banda (considerando una banda lateral) es $B = N f_0$. Dado que es necesario muestrear dicha señal en el intervalo $k = 0$ para poder realizar la DFT, se introduce la discretización de la variable de tiempo $t = i \Delta t$, donde $\Delta t = 1/f_s$ es la inversa de la frecuencia

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

de muestreo, la cual debe ser convenientemente seleccionada de acuerdo al teorema de Nyquist para que pueda representar adecuadamente a $m_0(t)$, es decir, a una frecuencia dada por $f_s \geq 2Nf_0$. Para el ejemplo en estudio, Δt es el espacio entre símbolos QAM serie, tal como se definió anteriormente, y f_s es la tasa de símbolos serie. Se tiene por tanto:

$$m_0(i\Delta t) = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} F_n e^{j2\pi n f_0 i \Delta t} \quad (5.29)$$

donde

$$f_s \geq 2Nf_0 \quad (5.30)$$

para cumplir el criterio de Nyquist. Si se asume que f_s es un múltiplo entero del espacio entre portadoras f_0 , esto es, $f_s = Lf_0$, se tendrá que $f_0\Delta t = 1/L$ en (5.29). Teniendo en cuenta que el espectro de una señal muestreada se repite a múltiplos de la frecuencia de muestreo f_s , con una periodicidad de $L = f_s/f_0$ muestras, y explotando la simetría del espectro, se tiene que:

$$F_n = \begin{cases} F_{n-L} = F_{L-n}^* & (\frac{L}{2} + 1) \leq n \leq L - 1 \\ 0 & N - 1 < n \leq \frac{L}{2} \end{cases} \quad (5.31)$$

Obsérvese que, por tanto, las componentes $-(N-1) \leq n < 0$ de (5.29) quedan cubiertas por aquellas de (5.31) en el rango $L - (N-1) \leq n \leq L - 1$ si $L = f_s/f_0 \geq 2N$ acorde a (5.30). Esto se refleja en la figura 5.5.

La región de frecuencias no utilizadas comprendidas en el rango $(N-1)f_0 < f_0n \leq (L/2)f_0$ representa la típica banda de transición de los sistemas de comunicaciones que se deja sin usar puesto que presenta elevada distorsión de retardo de grupo y amplitud. Sin embargo, esto no tiene por qué ser el caso en un sistema OFDM, siempre y cuando se utilice un número suficientemente elevado de sub-canales, con lo que se podrá considerar que todos ellos son aproximadamente planos. Con todo lo anterior, se llega finalmente a que:

$$m_o(i\Delta t) = \sum_{n=0}^{L-1} F_n e^{j\frac{2\pi}{L}ni} \quad i = 0, \dots, L - 1 \quad (5.32)$$

Así, el conjunto de símbolos QAM puede interpretarse como una secuencia en el dominio de la frecuencia que, debido a la simetría de su complejo conjugado, tendrá una DFT inversa (IDFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*) real en el dominio del tiempo. Este caso específico de modulación

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

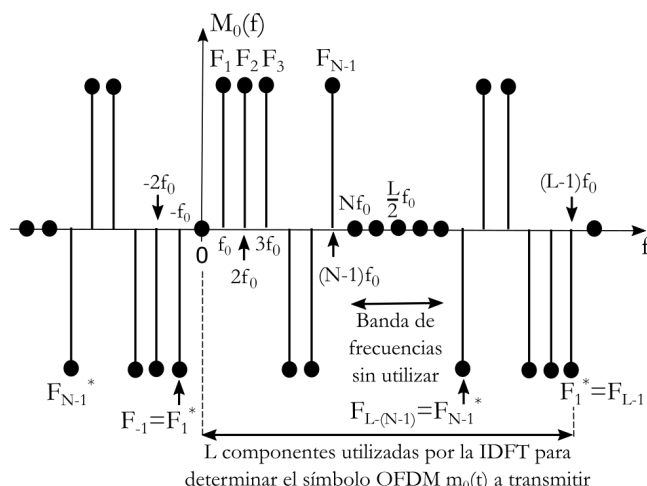


Figura 5.5: Espectro de una señal OFDM donde se ha utilizado modulación BPSK (desfase de 0 o 180° para describir la transmisión de un '1' o un '0', respectivamente) para modular las N subportadoras.

OFDM con señal modulada real es conocida también como *Discrete Multi-Tone* (DMT). La expresión anterior coincide con la DFT y puede calcularse utilizando la IFFT si la longitud L es un entero potencia de 2. Por otro lado, la representación de $m_0(t)$ a través de sus muestras sólo puede realizarse si la señal es periódica y está limitada en banda a Nf_0 , pero evidentemente esto requeriría que la señal se expandiera en el tiempo desde $-\infty$ a ∞ . En la práctica, para poder cumplir esto, es necesario que la señal $m_0(t)$, obtenida a través de la IFFT a partir de su información en banda base X_n , sea cuasi-periódicamente extendida antes de transmitirla por el canal, al menos por el periodo de duración de la memoria del canal, a fin de combatir la ISI como se especificó en el apartado 5.2.2.

La figura 5.6 muestra el diagrama de bloques de un sistema OFDM al completo, donde los bancos de moduladores y filtros de la figura 5.2 son sustituidos por los bloques IFFT y FFT en el transmisor y receptor, respectivamente. Los bits de información son agrupados en bloques de $b = \log_2 M$ bits, donde M es el número de puntos de la constelación, para posteriormente ser codificados y mapeados, normalmente en codificación Gray, utilizando un esquema de modulación digital M -QAM, y entregados al módulo IFFT en grupos de N símbolos. En base al análisis anterior, para obtener una secuencia real en el dominio del tiempo $\{x_k\}$ a la salida de la IFFT, al grupo de N símbolos de salida del modulador M -QAM se anexa su versión espejo

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

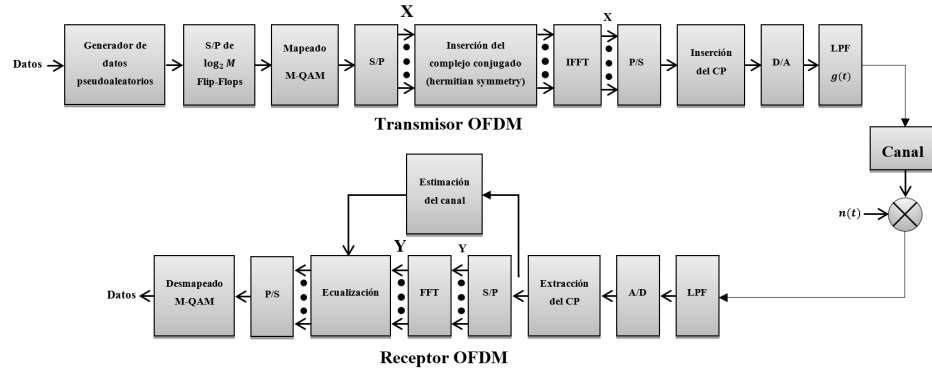


Figura 5.6: Esquema en bloques de un sistema OFDM.

complejo conjugado, tal que $X_{2N-n} = X_n^*$, para $n = 1, \dots, N-1$, y $X_N = 0$, con lo que:

$$\begin{aligned}
 x_k &= \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} X_n e^{j2\pi nk/2N} = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi nk/2N} + X_n^* \underbrace{e^{j2\pi \frac{(2N-n)k}{2N}}}_{e^{-j2\pi nk/2N}} \\
 &= \frac{1}{N} \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi \frac{nk}{2N}} \right\} \quad k = 0, \dots, 2N-1 \quad (5.33)
 \end{aligned}$$

donde, comparando (5.33) con (5.32), se observa que se ha tomado $L = 2N$ y se ha normalizado por $L = 2N$ como comúnmente se expresa la IFFT en la literatura. Igualmente, la componente $n = 0$ se deja generalmente sin modular ($X_0 = 0$), por lo que realmente se transmiten $N-1$ bloques de datos por símbolo OFDM. La secuencia \mathbf{x} es entonces serializada y se le añade el prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) para evitar la ISI antes de convertirse de digital a analógica y filtrarse paso bajo, dando como resultado una señal continua $x(t)$:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{2N-1} x_k g\left(t - \frac{kT}{2N}\right) \quad (5.34)$$

donde T es el periodo del símbolo OFDM sin el CP y $g(t)$ es la respuesta al impulso del filtro paso bajo (LPF, *Low-Pass Filter*). En el caso de los canales ópticos, se debe añadir también cierto nivel de polarización en continua para dar lugar a una señal no negativa $x(t) \geq 0$ con la que se modula la intensidad del LED (*Light-Emitting Diode*). En este caso, el esquema OFDM óptico con polarización en continua se conoce como DCO-OFDM (*DC-biased Optical OFDM*), en contraposición a otros esquemas también

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

explorados en la literatura como ACO-OFDM (*Asymmetrically Clipped Optical OFDM*) o ADO-OFDM (*Asymmetrically clipped DC-biased Optical OFDM*) [Dissanayake and Armstrong, 2013]. En el receptor, la señal recibida $y(t)$ será la convolución de la respuesta al impulso del canal y la señal $x(t)$ enviada, a la que se añade ruido $n(t)$, que en los canales ópticos suele presentar un comportamiento aproximadamente de tipo blanco aditivo gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) [Kahn and Barry, 1997]. Posteriormente, la señal banda base es filtrada y digitalizada. El prefijo cíclico de cada trama OFDM recibida estará contaminado por ISI, por lo que se descarta. A continuación, el restante bloque de $2N$ muestras $y = [y_0, y_1, \dots, y_{2N-1}]$ en el dominio del tiempo, es enviado al bloque FFT para obtener a su salida la señal $Y = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{2N-1}]$ en el dominio de la frecuencia. De ésta, sólo tomamos los N primeros símbolos Y_0, \dots, Y_{N-1} –en realidad, tampoco se considera Y_0 pues no contiene información y está afectado, además, por el nivel de continua aplicado en el transmisor–. Los restantes N símbolos, teniendo en cuenta la simetría hermítica aplicada en el transmisor, se corresponden con los primeros tal que $Y_{2N-n} = Y_n^*$, $n = 1, \dots, N-1$, por lo que simplemente son descartados al no aportar información extra. Cuando el canal no varía –es estacionario– durante el tiempo T de transmisión de un símbolo OFDM, como es el caso de los canales ópticos no guiados, la convolución de la señal transmitida $x(t)$ en el dominio del tiempo con la respuesta al impulso $h(t)$ del canal se corresponde simplemente con el producto de su respuesta en frecuencia $H(f)$ por el espectro de la señal $X(f)$:

$$h(t) * x(t) \leftrightarrow H(f) \cdot X(f) \quad (5.35)$$

Gracias al uso de un número N elevado de subportadoras y a la introducción del prefijo cíclico para asegurar la ortogonalidad entre las mismas, se tiene que el efecto del canal, visto desde la entrada del bloque IFFT en el transmisor y la salida del bloque FFT en el receptor, puede analizarse de manera independiente para cada subportadora, tal que:

$$Y_n = H_n \cdot X_n + N_n \quad n = 1, \dots, N-1 \quad (5.36)$$

donde $H_n = |H_n|e^{j\angle H_n}$ es la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia en la subportadora n -ésima y N_n es el ruido inducido a dicha frecuencia. Como veremos en la siguiente sección, los símbolos recibidos pueden utilizarse para estimar la respuesta del canal H_n en cada una de las $N-1$ sub-bandas que transmiten datos y llevar a cabo un proceso de ecualización. En la última etapa del receptor, los símbolos ecualizados son serializados y demodulados para recuperar los datos enviados por el transmisor.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

5.2.4. Ecuación del canal

Las técnicas de modulación utilizadas en esquemas OFDM para codificar los símbolos de las subportadoras pueden catalogarse entre coherentes o diferenciales. Cuando se usa modulación diferencial no se necesita conocer la respuesta del canal de comunicación entre transmisor y receptor, ya que la información está codificada en la diferencia entre dos símbolos consecutivos. Ésta es una técnica común en sistemas inalámbricos de radiofrecuencia, en los que si no se necesita implementar el estimador de canal se reduce la complejidad del receptor. La modulación diferencial se usa por ejemplo en el estándar europeo DAB (*Digital Audio Broadcasting*). Los inconvenientes de la modulación diferencial son una pérdida de 3-4 dB en la relación señal a ruido (SNR) y la imposibilidad de aumentar la eficiencia espectral con constelaciones multi-amplitud. Una interesante alternativa a la modulación coherente es la modulación DAPSK (*Differential Amplitude Phase Shift Keying*), es decir, modulación de fase y amplitud diferencial, donde la eficiencia espectral es mayor que en DPSK (*Differential Phase-Shift Keying*), y es alcanzada con una codificación diferencial también de la amplitud. Esto requiere una distribución de amplitudes no uniforme. Por contra, la modulación coherente permite usar constelaciones de señal arbitrarias y es una elección obvia en los sistemas cableados, donde el canal es prácticamente constante en el tiempo. En sistemas inalámbricos, la eficiencia de la modulación coherente la hace interesante cuando la tasa binaria a alcanzar es elevada. Estos esquemas de modulación coherentes presentan el problema de la necesidad de ecualización, lo cual requiere del desarrollo de algoritmos de estimación del canal.

Las técnicas propuestas en la literatura se pueden clasificar en tres: métodos asistidos por pilotos (PSAM, *Pilot Symbol-Assisted Modulation*) [Höher et al., 1997], guiados por decisión (DDCE, *Decision-Directed Channel Estimation*) [Edfors et al., 1998] y de estimación ciega (*blind*) del canal (CE, *Channel Estimation*) [Lu and Wang, 2001, Zhou and Giannakis, 2001]. Los métodos PSAM introducen una serie de pilotos –símbolos conocidos por el receptor– a unas determinadas frecuencias con lo que se estima, mediante interpolación, la respuesta del canal a las frecuencias de las subportadoras de datos. Esta técnica es la más extendida por su sencillez en la implementación, sin embargo disminuye la eficiencia espectral del sistema debido a que se envían datos conocidos por el emisor y el receptor perdiendo la posibilidad de enviar información “útil”. En los esquemas DDCE, tras una primera etapa donde se envía una secuencia conocida por el receptor, son los propios símbolos demodulados los que son utilizados para ir actualizando la estimación de la respuesta del canal. Por contra, en las técnicas de estimación ciega, la

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

sincronización en tiempo y ecualización de canal –de radiofrecuencia, muy variable– se intenta realizar de manera conjunta con la demodulación de los datos sin enviar tramas de pilotos conocidas, para lo cual se requiere introducir técnicas de codificación de datos a fin de compensar la falta de otro tipo de información que favorezca la ecualización.

5.2.4.1. Estimación de la respuesta del canal VLC

Aunque existe una variada gama de algoritmos de estimación de canal, teniendo en cuenta que este trabajo está orientado a un sistema OFDM óptico en interiores y que en ellos la longitud de onda de la radiación óptica es muy inferior al tamaño del receptor, lo que reduce enormemente los cambios del canal, resulta mucho más eficaz el uso de esquemas basados en el establecimiento de “períodos de entrenamiento” de manera previa al envío de los datos propiamente dichos. En éstos, se transmiten una serie de tramas de símbolos OFDM conocidos por el receptor –que afectan a todas las frecuencias de las subportadoras de datos–, de modo que pueda estimar la respuesta del canal con la mayor precisión posible [González et al., 2005a]. Debido a esta naturaleza cuasi-estacionaria de los canales VLC, no se requiere una continua actualización de la información sobre la respuesta del canal, y la frecuencia de esos períodos de “entrenamiento” puede hacerse despreciable frente a los períodos de transferencia de datos reales.

Sean $\{S_n\}$ los símbolos –en el dominio de la frecuencia– que constituyen la trama de entrenamiento transmitida conocida (S_n , $n = 1, \dots, P$, con $P \leq N - 1$), despejando la respuesta del canal en (5.36) se llega a que:

$$H_n = \frac{Y_n}{S_n} - \frac{N_n}{S_n} \quad n = 1, \dots, P \quad (5.37)$$

Obviamente, dado que desconocemos *a priori* la componente de ruido en la expresión anterior, sólo es posible obtener una estimación de H_n a partir del primer término a la derecha de la igualdad, pues Y_n y S_n sí son conocidos por el receptor. Observe que el efecto del ruido será más importante en las subportadoras con menor SNR. Sin embargo, dado que las distintas muestras de ruido son mutuamente independientes al tratarse de AWGN y su valor esperado es $E\{N_n\} = 0$, es posible transmitir la trama de entrenamiento N_{TS} veces de manera consecutiva y promediar entre las sucesivas estimaciones para minimizar su efecto, de tal forma que la respuesta del canal queda aproximadamente caracterizada como:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

$$\tilde{H}_n = \frac{1}{N_{\text{TS}} S_n} \sum_{i=1}^{N_{\text{TS}}} Y_{n,i} \quad n = 1, \dots, P \quad (5.38)$$

donde $Y_{n,i}$ es el símbolo recibido en la n -ésima subportadora durante la transmisión del i -ésimo símbolo OFDM de la “secuencia de entrenamiento”. El número N_{TS} de símbolos OFDM de la secuencia depende, aparte de la calidad (SNR) del canal, de los modos de modulación M -QAM utilizados en las distintas subportadoras, aunque $N_{\text{TS}} \geq 20$ se ha demostrado un límite suficiente para aplicaciones prácticas con modulaciones hasta 256-QAM [González et al., 2016b]. A continuación, durante la fase de transferencia de datos, la distorsión debida al canal padecida por cada uno de los símbolos de datos recibidos (Y_n) puede contrarrestarse con la estimación de la respuesta \tilde{H}_n obtenida en la fase de entrenamiento, a fin de estimar el símbolo X_n que fue originalmente transmitido:

$$\hat{X}_n = D \left\{ \frac{Y_n}{\tilde{H}_n} \right\} \quad n = 1, \dots, P \quad (5.39)$$

donde $D \{ \}$ se refiere a la decisión tomada por el demodulador M -QAM en base al símbolo ecualizado $\tilde{X}_n = Y_n / \tilde{H}_n$. En la figura 5.7 se muestran las constelaciones de los símbolos recibidos antes y después del proceso de ecualización. Como vemos, el ruido provoca cierta dispersión en los símbolos ecualizados, pero aún así es posible para el demodulador determinar el símbolo más probable de haber sido transmitido.

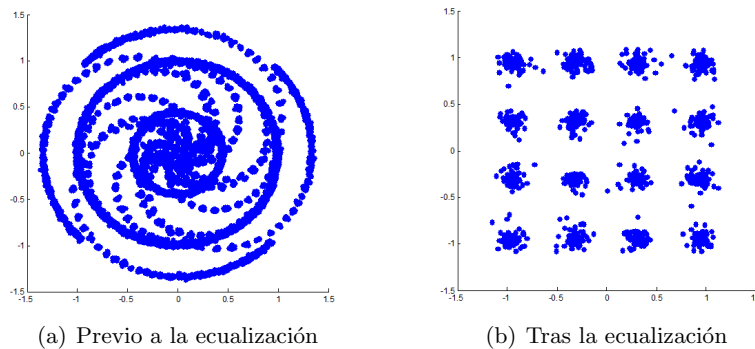


Figura 5.7: Constelación de los símbolos recibidos cuando se utiliza 16-QAM para modular todas las subportadoras en un sistema OFDM.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Tal y como se comenta en el apartado 5.2.2, la técnica OFDM presenta una elevada relación potencia de pico a potencia promedio (PAPR), lo que conlleva una pérdida considerable de potencia. Este aspecto es especialmente importante en la definición de las secuencias de entrenamiento a utilizar. En este trabajo se ha optado por las secuencias de Shapiro-Rudin para configurar las tramas de entrenamiento debido a la sencillez de su implementación, así como su baja PAPR [Boyd, 1986].

5.2.4.2. Secuencias de Shapiro-Rudin

Cada término de una secuencia de Shapiro-Rudin es $+1$ o -1 . La manera de crear una nueva secuencia de este tipo es como sigue: Se comienza con el vector $\zeta = [1, 1]$; a continuación concatenamos una copia del vector ζ pero cambiando el signo de su segunda mitad tal como se muestra en la tabla 5.1 para diferentes longitudes de la misma. De esta forma, obtenemos la secuencia de Shapiro-Rudin en el dominio de la frecuencia.

Tabla 5.1: Secuencia generada por le método de Shapiro-Rudin.

Longitud (N)	Secuencia
2	11
4	111-1
8	111-111-11
16	111-111-11111-1-1-11-1
32	111-111-11111-1-1-11-1111-111-11-1-1-1111-11

Para determinar la secuencia de Shapiro-Rudin a transmitir en el dominio del tiempo, procedemos de igual forma que con los datos. Dado que sólo estamos interesados en estimar la respuesta del canal a las P frecuencias de las subportadoras utilizadas para la transmisión de datos, seleccionamos de la secuencia $\mathbf{S}_N = \{S_0, \dots, S_{N-1}\}$ de longitud N en la tabla 5.1 la porción central de la misma para obtener una secuencia truncada $\mathbf{S}_P = \{S_{N/2-\lfloor P/2 \rfloor}, \dots, S_{N/2+\lfloor P/2 \rfloor-1}\}$, donde $P \leq N$ y las funciones $\lfloor y \rfloor$ y $\lceil y \rceil$ representan el *mayor entero igual o menor que y* y el *menor entero igual o mayor que y* , respectivamente. A partir de ahí, se configura una secuencia de longitud $2N$ en el dominio de la frecuencia que presente simetría hermítica, tal que $\mathbf{S}_{2N} = [0 \ \mathbf{S}_P \ \mathbf{0}_{2(N-P)+1} \ \mathbf{R}_P]$, donde $\mathbf{R}_P = \{S_{N/2+\lfloor P/2 \rfloor-1}, \dots, S_{N/2-\lfloor P/2 \rfloor}\}$ es la versión espejo de \mathbf{S}_P y $\mathbf{0}_{2(N-P)+1}$ es una secuencia de $2(N-P)-1$ elementos 0. Al aplicar la IFFT sobre la secuencia

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

anterior, se obtiene la secuencia de Shapiro-Rudin en el dominio del tiempo, que es una señal real que permite modular la intensidad del LED. En la figura 5.8 se muestra el caso de una secuencia de longitud $2N = 64$ para la estimación de la respuesta en $P = N - 1 = 31$ subportadoras.

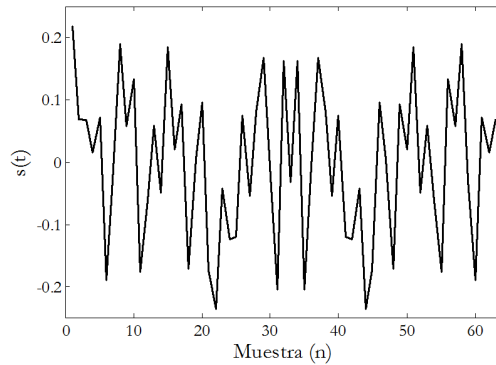


Figura 5.8: Secuencia real de Shapiro-Rudin en el dominio del tiempo para $2N = 64$ (donde se desea estimar la respuesta a las frecuencias de $P = N - 1 = 31$ subportadoras).

La PAPR de la secuencia de la figura 5.8 es de 3,7 (5,7 dB). Observe además que, al tratarse de una señal determinista (siempre se obtendría la misma secuencia para los mismos parámetros de N y P), sus amplitudes máxima y mínima están perfectamente definidas. Generalmente, para señales OFDM obtenidas con datos aleatorios, su PAPR suele estar por debajo de 9 dB en el 97 % de los casos [González, 2005]. Por ese motivo, resulta habitual establecer un límite de guarda o *Back-Off* (BO) en los amplificadores del orden de 10-12 dB, lo que resulta suficiente para que el efecto del recorte de los picos de las señales OFDM que superen dichos límites, lo que se conoce como *clipping*, no lleve a una degradación apreciable en la BER del sistema [González et al., 2005a]. De acuerdo al teorema de Parseval, la relación entre la potencia promedio de una secuencia en el dominio del tiempo $\{x_k\}$ y en el dominio de la frecuencia $\{X_n\}$ viene dada por [Proakis and Manolakis, 1998]:

$$\sum_{k=0}^{N-1} |x_k|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |X_n|^2 \quad (5.40)$$

De esta forma, si partimos del hecho de que las constelaciones de los símbolos de datos en el dominio de la frecuencia son generadas con idéntica potencia promedio que las secuencias de Shapiro-Rudin utilizadas para estimar el canal, se tendrá de (5.40) que ambas señales –las de datos y las de

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

entrenamiento– tendrán también igual potencia promedio en el dominio del tiempo. Si ahora suponemos que se establece, por ejemplo, un BO de 10 dB para mantener el *clipping* de las señales de datos relativamente controlado, aún sería posible aplicar sobre las secuencias de entrenamiento un factor de ganancia de 1,64 ($10 - 5,7 = 4,3$ dB) sin que éstas superasen el nivel de guarda establecido para el amplificador y, por tanto, sin que se viesan “recortadas”. Esta ganancia extra aplicada sin que se alteren las secuencias debido a no linealidades del amplificador favorece el proceso de entrenamiento, pues permite reducir –en ese mismo factor– el número mínimo N_{TS} de tramas a transmitir requeridas para una adecuada estimación de la respuesta del canal.

En la figura 5.9 se muestra la BER de un sistema de comunicación OFDM frente a la SNR promedio del canal para diferentes esquemas de modulación de las subportadoras (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM), en función del número N_{TS} de tramas que constituyen la secuencia de entrenamiento utilizada para la estimación del canal. Se puede observar que para $N_{TS} = 10$ el rendimiento del sistema es prácticamente indistinguible del caso en que se tiene una estimación perfecta del canal –gráficas etiquetadas “Ecuilización ideal” en la figura–, lo que se verifica para los dos casos de *back-off* considerados. Sí que es importante comprobar que se alcanza una BER irreducible para el esquema de modulación 256-QAM –y también para 64-QAM en el caso de $BO = 10$ dB–, que además depende del nivel de BO aplicado. Esto es debido a que el *clipping* de la señal provoca una limitación de la máxima SNR efectiva alcanzable, independientemente de que se siga incrementando la SNR del canal. Esto nos puede llevar a pensar que es conveniente aumentar el valor de BO todo lo posible para evitar esta saturación de la BER, pero eso sólo podría alcanzarse mediante la disminución de la potencia de la señal transmitida, lo que a la postre disminuye la SNR de la señal recibida. Lo cierto es que, en demostraciones prácticas de sistemas VLC, las máximas SNR observadas apenas han alcanzado los 30 dB [Cossu et al., 2012, Tsonev et al., 2014], por lo que un $BO = 10$ dB podría constituir un buen compromiso entre el nivel de *clipping* tolerado y la maximización de la potencia transmitida, sobre todo cuando no se exijan tasas de BER inferiores a 10^{-3} , lo que se contrarrestaría con la aplicación de esquemas de corrección de errores (FEC, *Forward Error Correction*) [Chang et al., 2010, Mizuochi, 2006].

5.3. Cálculo de la transformada discreta de Fourier

La base de un buen sistema OFDM está en el cálculo de la transformada inversa de Fourier de los símbolos de salida del modulador 2^b -QAM para obtener los valores de la señal a ser transmitida por el canal.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

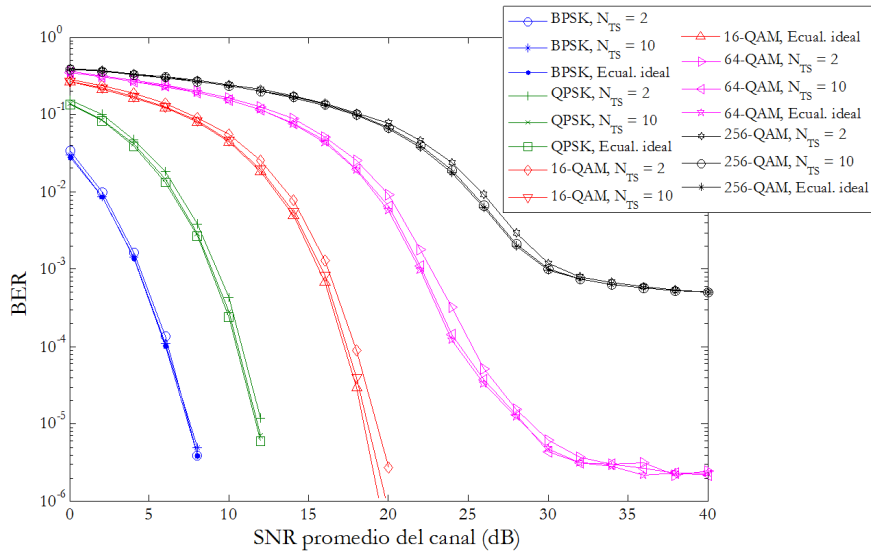
12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

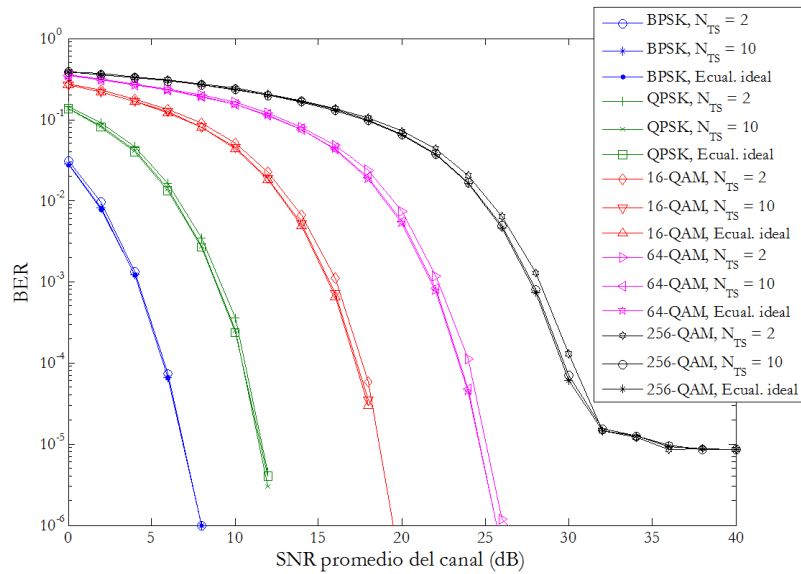
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO



(a) Para un BO = 10 dB



(b) Para un BO = 12 dB

Figura 5.9: Efecto del número N_{TS} de tramas de la secuencia de entrenamiento sobre el rendimiento de un sistema OFDM para diferentes esquemas de modulación.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

Sea $X(k)$ la DFT (*Discrete Fourier Transform*) de N muestras en el intervalo $[0, N - 1]$ de $x(n)$, se define la transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) de $X(k)$:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \omega_N^{-nk} \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (5.41)$$

donde:

$$\omega_N = e^{-j2\pi/N} \quad (5.42)$$

Observando la expresión (5.41), se desprende que el cálculo directo de cada valor $x(n)$ requiere N multiplicaciones complejas ($4N$ multiplicaciones reales) y $N - 1$ sumas complejas ($4N - 2$ sumas reales). En consecuencia, el cálculo de los N valores de la IDFT requiere un total de N^2 multiplicaciones complejas y $N^2 - N$ sumas complejas. Así, por ejemplo, para $N = 16$ el cálculo de la IDFT requiere 256 multiplicaciones complejas, mientras que para $N = 128$, el número de multiplicaciones complejas se eleva a 16 384. Evidentemente, la implementación directa de la IDFT no es eficiente, ya que el número de operaciones a realizar crece de manera cuadrática con el número de puntos a calcular. Por suerte, existen multitud de algoritmos que aprovechan las propiedades de simetría y periodicidad de los factores de fase ω_N y que permiten reducir enormemente el número de operaciones totales a realizar. Dichas propiedades son las siguientes:

- $\omega_N^{-(k+N/2)} = -\omega_N^{-k}$
- $\omega_N^{-(k+N)} = \omega_N^{-k}$

lo que podemos apreciar gráficamente en la figura 5.10 para $N = 8$. Los algoritmos que permiten el cómputo eficiente de la DFT son conocidos comúnmente como algoritmos para el cálculo de la transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*). Para esta Tesis, se ha utilizado el conocido algoritmo “radix-2” de Cooley-Tukey [Cooley and Tukey, 1965], que permite implementar de manera eficiente el cálculo de la IFFT para secuencias $\{X(k)\}$ cuya longitud N sea una potencia de 2, esto es, $N = 2^v$ (v entero).

5.3.1. Metodología para el cálculo eficiente de la IFFT

Supongamos que se desea realizar el cálculo de una DFT de N puntos, donde N se puede descomponer como el producto de dos enteros:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

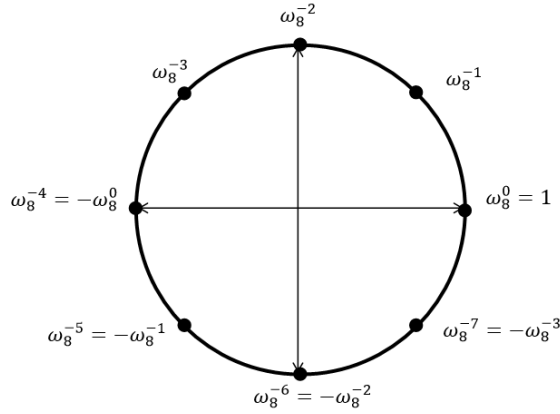


Figura 5.10: Propiedad de simetría.

$$N = L \times M \quad (5.43)$$

Ahora, se puede considerar la secuencia de símbolos de entrada $X(k)$, $0 \leq k \leq N - 1$, como los elementos $X(l, m)$ de una matriz con $0 \leq l \leq L - 1$ y $0 \leq m \leq M - 1$, que nos permiten determinar los elementos de una matriz de salida $x(p, q)$ donde $0 \leq p \leq L - 1$ y $0 \leq q \leq M - 1$, de tal forma que:

$$k = mL + l \quad (5.44)$$

$$n = Mp + q \quad (5.45)$$

El cálculo de la IDFT puede expresarse como:

$$x(p, q) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} X(l, m) \omega_N^{-(Mp+q)(mL+l)} \quad (5.46)$$

Dado que:

$$\omega_N^{-(Mp+q)(mL+l)} = \omega_N^{-MLmp} \omega_N^{-mlq} \omega_N^{-Mpl} \omega_N^{-lq} \quad (5.47)$$

pero además:

$$\omega_N^{-(Nmp)} = 1, \quad \omega_N^{-mqL} = \omega_{N/L}^{-mq}, \quad \omega_M^{-Mpl} = \omega_{N/L}^{-lq} = \omega_L^{-pl} \quad (5.48)$$

entonces, la expresión (5.46) se reduce a:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

$$x(p, q) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \omega_N^{-lq} \left[\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X(l, m) \omega_M^{-mq} \right] \right\} \omega_L^{-lp} \quad (5.49)$$

Lo anterior implica que el cálculo de la IDFT de N puntos es equivalente al cálculo de dos IDFT de longitud M y L . En primer lugar, habría que calcular las IDFT de M puntos:

$$f(l, q) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X(l, m) \omega_M^{-mq} \quad 0 \leq q \leq M - 1 \quad (5.50)$$

para cada una de las filas $l = 0, 1, \dots, L - 1$. A continuación, calcularíamos los nuevos factores $g(l, q)$:

$$g(p, q) = \omega_L^{-lp} f(l, q) \quad 0 \leq q \leq M - 1 \quad (5.51)$$

Y con ellos realizaríamos el cálculo de las IDFT de L puntos:

$$x(p, q) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} g(l, q) \omega_L^{-lp} \quad (5.52)$$

para cada una de las columnas $q = 0, 1, \dots, M - 1$. Aunque a primera vista el procedimiento anterior puede parecer más complejo que el cálculo directo de la IDFT, la realidad es que el número de operaciones requeridas es mucho menor. En el primer paso descrito, se requiere el cálculo de L IDFT, cada una de M puntos, lo que da lugar a LM^2 multiplicaciones complejas y $LM(M - 1)$ sumas complejas. El segundo paso requiere LM multiplicaciones complejas, mientras que el último paso requiere ML^2 multiplicaciones complejas y $ML(L - 1)$ sumas complejas. Por tanto, la complejidad computacional del algoritmo es de $N(M + L + 1)$ multiplicaciones complejas y $N(M + L - 2)$ sumas complejas.

Así, por ejemplo, para $N = 128$, si tomamos $L = 2$ y $M = 64$, se tiene que se requieren 8576 multiplicaciones complejas frente a las 16 384 necesarias para el cálculo directo de la IDFT. Se ha producido, por tanto, una reducción aproximada de un factor de dos en el número de operaciones a realizar. A continuación, podríamos volver a descomponer el cálculo de la IDFT de $M = 64$ en otras dos IDFT de $L = 2$ y $M = 32$, y así sucesivamente. Por cada subdivisión del problema, obtendremos una gran reducción en el número de operaciones totales a realizar. De hecho, cuando N es una potencia de dos, se tiene que el cálculo de la IFFT requiere $(N/2) \log_2 N$ multiplicaciones complejas. Esto significa que, por ejemplo, para $N = 128$, el número de

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

multiplicaciones complejas a realizar se reduce a 448 lo que representa una mejora de un factor de 36,6 con respecto al cálculo directo de la IDFT. Para $N = 16$, se tiene que el número de multiplicaciones complejas es igual a 32.

5.3.2. Algoritmo para la IFFT en base 2

El algoritmo utilizado para la implementación de la IFFT en la FPGA se basa en el denominado algoritmo de diezmado en tiempo. Consideremos el cálculo de la IDFT de $N = 2^v$ puntos. Escogemos $M = N/2$ y $L = 2$, dando lugar a la división de la secuencia de N puntos en dos secuencias de $N/2$ puntos, correspondientes a las muestras pares e impares de $X(k)$:

$$F_1(k) = X(2k) \quad (5.53)$$

$$F_2(k) = X(2k + 1) \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (5.54)$$

La IDFT de N puntos puede expresarse de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-nk} \quad 0 \leq n \leq N-1 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k \text{ impar}} X(k) W_N^{-nk} + \frac{1}{N} \sum_{k \text{ par}} X(k) W_N^{-nk} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} X(2m) W_N^{-2mn} + \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} X(2m+1) W_N^{-(2m+1)n} \end{aligned} \quad (5.55)$$

Pero dado que $\omega_N^{-2} = \omega_{N/2}^{-1}$, lo anterior se puede expresar como:

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{2} \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} F_1(m) W_{N/2}^{-mn} + \frac{1}{2} \frac{2}{N} W_N^{-n} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} F_2(m) W_{N/2}^{-mn} \\ &= \frac{1}{2} f_1(n) + \frac{1}{2} W_N^{-n} f_2(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (5.56)$$

donde $f_1(n)$ y $f_2(n)$ son las IDFT de $N/2$ puntos de la secuencia $F_1(k)$ y $F_2(k)$, respectivamente. Puesto que $f_1(n)$ y $f_2(n)$ son periódicas, de periodo $N/2$, tenemos que $f_1(n + N/2) = f_1(n)$ y $f_2(n + N/2) = f_2(n)$. Además $\omega_N^{-(n+N/2)} = -\omega_N^{-n}$, por lo que:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \frac{1}{2}f_1(n) + \frac{1}{2}W_N^{-n}f_2(n) & n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \\
 x(n + \frac{N}{2}) &= \frac{1}{2}f_1(n) - \frac{1}{2}W_N^{-n}f_2(n) & n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1
 \end{aligned}
 \tag{5.57}$$

La división anterior puede nuevamente repetirse para cada una de las dos nuevas secuencias, y así sucesivamente, hasta llegar a una serie de IDFT de un punto combinadas según se muestra en la ecuación (5.57). En total, el diezmado puede realizarse $v = \log_2 N$ veces. En la figura 5.11 se representa el cálculo de una IDFT de $N = 8$ puntos.

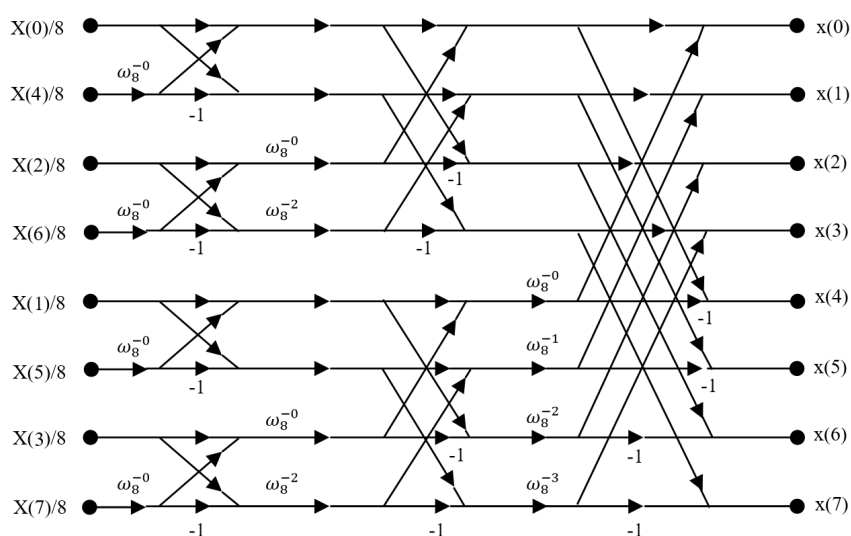


Figura 5.11: Algoritmo para la IFFT de ocho puntos.

Se puede observar que el cálculo se realiza en tres etapas, comenzando con cuatro IDFT de dos puntos, después dos de cuatro puntos y, finalmente, una de ocho puntos. En la figura se puede observar que existe un cálculo básico que consiste en tomar dos números complejos a y b , multiplicar b por ω_N^{-r} , y sumar y restar el producto obtenido a a para obtener los dos nuevos números complejos (A, B) . Este cálculo básico, cuyo esquema se muestra en la figura 5.12, recibe el nombre de *mariposa*.

Dado que para $N = 2^v$ tenemos $N/2$ mariposas por cada etapa del proceso y $\log_2 N$ etapas, el número total de multiplicaciones complejas es igual a $(N/2) \log_2 N$, tal como habíamos adelantado anteriormente. También es importante señalar que, con esta estructura, la secuencia de entrada está

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

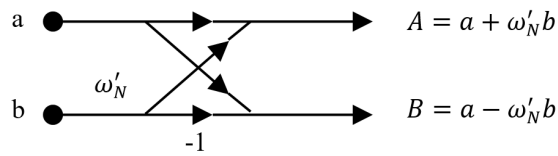


Figura 5.12: Mariposa básica del algoritmo de la IFFT.

desordenada y la de salida ordenada. De hecho, dicho mezclado de la secuencia de entrada tiene realmente un orden bien definido. Si tomamos el índice k , de la secuencia $X(k)$, en forma binaria, se observa que podemos obtener el orden de la secuencia diezmando leyendo la representación binaria de k al revés. Por ejemplo, el símbolo $X(3) \equiv X(011)$ se encontrará en la posición $m = 110$ ó $m = 6$ a la entrada de la estructura de la IFFT.

5.4. Sincronización en sistemas OFDM

La sincronización ha sido uno de los mayores campos de investigación en los sistemas de transmisión con técnicas multiportadoras tales como OFDM. La sincronización en tiempo y en frecuencia entre el transmisor y el receptor son de crucial importancia para un buen rendimiento de estos sistemas [Nikookar and Prasad, 1996, Pollet et al., 1995]. Una amplia variedad de técnicas han sido propuestas para estimar y corregir este tipo de problemas de sincronización en el receptor. En la literatura se pueden encontrar diversos algoritmos de sincronización en tiempo que se basan en el uso de símbolos pilotos o *preámbulos* imbuidos entre las tramas de símbolos OFDM de datos [Kang et al., 2008, Kim et al., 2005, Minn et al., 2000, 2003, Moose, 1994, Park et al., 2003, Ren et al., 2005, Sari et al., 1995, Schmidl and Cox, 1997, Suyoto et al., 2014, Warner and Leung, 1993, Zhao et al., 2010] u otros que explotan las extensiones cíclicas de la señal OFDM para realizar la sincronización [Moose, 1994, Sandell et al., 1995].

5.4.1. Esquemas convencionales para la sincronización temporal en sistemas OFDM

Obtener una mala sincronización en tiempo conlleva una desalineación temporal en OFDM. Un desajuste en tiempo de τ muestras, provoca un desplazamiento en igual magnitud de muestras en la ventana en la que se realiza la DFT, lo que da lugar a una rotación en la constelación compleja de las portadoras mapeadas en el receptor. Por ese motivo, una

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

correcta sincronización temporal se hace más que necesaria a fin de evitar la imposibilidad de recuperar los datos. Con este objetivo en mente, a continuación estudiaremos algunas de las técnicas más populares utilizadas en los sistemas OFDM de RF con el ánimo de determinar y justificar la elegida como partida para esta Tesis.

En [Schmidl and Cox, 1997], la sincronización temporal se logra mediante el uso de una secuencia de entrenamiento en el dominio del tiempo cuyas dos mitades son idénticas:

$$\mathbf{s}_{\text{Schmidl}} = [\mathbf{a}_{L/2} \ \mathbf{a}_{L/2}] \quad (5.58)$$

Una secuencia con estas características puede ser generada mediante la IDFT de L puntos de una secuencia *pseudoaleatoria* (PN, *Pseudo Noise*) en las posiciones –frecuencias– pares, mientras que las impares se dejan inactivas. Una de las ventajas de enviar ceros en las frecuencias impares es que, especialmente en sistemas de radiodifusión continua como DVB-T, esta peculiaridad se aprovecha para distinguir el símbolo de sincronización de los datos, ya que los datos sí contendrían valores a dichas frecuencias. El algoritmo definido en [Schmidl and Cox, 1997] trata de encontrar el máximo de la métrica:

$$M_{\text{Schmidl}}(n) = \frac{|P_{\text{Schmidl}}(n)|^2}{[R_{\text{Schmidl}}(n)]^2} \quad (5.59)$$

donde:

$$P_{\text{Schmidl}}(n) = \sum_{l=0}^{L/2-1} r^*(n+l)r(n+l+L/2) \quad (5.60)$$

$$R_{\text{Schmidl}}(n) = \sum_{l=0}^{L/2-1} |r(n+l+L/2)|^2 \quad (5.61)$$

En la ecuación (5.60), el algoritmo es procesado en una ventana de longitud L , donde L es el número de muestras complejas en un símbolo OFDM. Para minimizar el efecto que haya podido causar el canal en la señal, se utiliza una métrica que normaliza la correlación con la energía de la señal recibida tal como refleja (5.59). $P_{\text{Schmidl}}(n)$ expresa la correlación cruzada entre las dos mitades de la ventana tras la muestra temporal n -ésima, que marca el inicio de la misma, mientras que $R_{\text{Schmidl}}(n)$ representa la energía de ese bloque de L muestras de la señal. Observando (5.59)-(5.61), se deriva que cuando el punto de inicio de la ventana alcanza el inicio del símbolo de sincronización, los valores de $P_{\text{Schmidl}}(n)$ y $R_{\text{Schmidl}}(n)$ deben

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

ser iguales dando el valor máximo –la unidad– para la métrica de tiempo. Debido a la extensión cíclica (CP) introducida para combatir la ISI, este máximo se prolonga durante toda la duración del prefijo. Esto es debido a que dicha extensión coincide con la parte final de $\mathbf{a}_{L/2} = [a_0 \dots a_{L/2-1}]$ en la secuencia (5.58), de ahí que cualquier desplazamiento j de la ventana de cálculo de la métrica a lo largo del CP dé lugar a un nuevo patrón $[a_{L/2-j-1} \dots a_{L/2-1} a_0 \dots a_{L/2-j-2} a_{L/2-j-1} \dots a_{L/2-1} a_0 \dots a_{L/2-j-2}]$, que vuelve a tener la forma simétrica $[A'_{L/2} A'_{L/2}]$ de (5.58) y, por tanto, dará un máximo de la métrica (5.59). Así, en condiciones ideales, cuando no hay efecto de canal y no hay ruido, este cálculo devuelve una meseta de ancho igual al CP. La figura 5.13 muestra en color rojo la métrica de tiempo para el método propuesto en [Schmidl and Cox, 1997] suponiendo un canal ideal. Es obvio que la meseta comienza en la muestra 265, que es el punto de partida del CP, y se extiende hasta la muestra 273, que es el comienzo del símbolo. Por tanto, la longitud de la meseta coincide con la del CP, que en este caso es de 8. No obstante, si existe ruido AWGN, esta métrica puede no alcanzar el máximo de 1, pero en cualquier caso no va a existir esa meseta tan bien definida. Además, la caída no será tampoco tan brusca como la observada en la figura 5.13. Lo anterior genera un intervalo de incertidumbre en la elección del punto exacto donde comienza el símbolo. Hay dos métodos para determinar la sincronización temporal del símbolo. El primero es encontrar el máximo de la métrica. El segundo es buscar los puntos a la izquierda y derecha que representen el 90 % del valor máximo, y luego determinar el punto medio entre estos dos para estimar el momento en que comienza a recibirse el primer símbolo. Este segundo método es más deseable cuando la métrica presenta una meseta como ocurre con el método de Schmidl and Cox [1997].

Por otro lado, en [Minn et al., 2000] se demuestra que la razón de que la varianza en la estimación de la sincronización temporal sea muy elevada en [Schmidl and Cox, 1997], viene principalmente del hecho de la indeterminación que se genera en la meseta para determinar el origen del símbolo. Para solucionar este problema, Minn et al. [2000] proponen la siguiente estructura para el preámbulo de sincronización:

$$\mathbf{s}_{\text{Minn00}} = [\mathbf{a}_{L/4} \mathbf{a}_{L/4} \quad -\mathbf{a}_{L/4} \quad -\mathbf{a}_{L/4}] \quad (5.62)$$

donde $\mathbf{a}_{L/4}$ es una secuencia de longitud un cuarto del número de subportadoras. La métrica utilizada en este caso es:

$$M_{\text{Minn00}}(n) = \frac{|P_{\text{Minn00}}(n)|^2}{[R_{\text{Minn00}}(n)]^2} \quad (5.63)$$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

donde

$$P_{\text{Minn00}}(n) = \sum_{m=0}^1 \sum_{l=0}^{L/4-1} r^*(n + mL/2 + l)r(n + mL/2 + l + L/4) \quad (5.64)$$

y

$$R_{\text{Minn00}}(n) = \sum_{m=0}^1 \sum_{l=0}^{L/4-1} |r(n + mL/2 + l + L/4)|^2 \quad (5.65)$$

De esta forma, mientras que la métrica de la ecuación (5.59) alcanzaba el máximo durante todo la extensión cíclica, la métrica de la ecuación (5.63) alcanza su máximo sólo en el punto de comienzo del símbolo OFDM tras dicho prefijo. Es decir, es mucho más pronunciada la pendiente y más sencilla su detección, y la varianza de la estimación es menor también. No obstante, para canales selectivos en frecuencia la varianza sigue siendo elevada. Para mejorarlo, los mismos autores proponen en [Minn et al., 2003] un preámbulo dividido en N_L partes iguales siguiendo un patrón de signos cambiantes p_s , por ejemplo, $p_s = [+ + - +]$ para $N_L = 4$, de L/N_L muestras cada uno. La métrica utilizada ahora será parecida a la anterior, pero teniendo en cuenta el hecho de los signos de cada una de las partes:

$$M_{\text{Minn03}}(n) = \left(\frac{N_L}{N_L - 1} \frac{|P_{\text{Minn03}}(n)|}{R_{\text{Minn03}}(n)} \right)^2 \quad (5.66)$$

donde

$$P_{\text{Minn03}}(n) = \sum_{l=0}^{N_L-2} p_s(l)p_s(l+1) \sum_{m=0}^{L/N_L-1} r^*(n + lL/N_L + m) \cdot r[n + (l+1)L/N_L + m] \quad (5.67)$$

y

$$R_{\text{Minn03}}(n) = \sum_{l=0}^{N_L-1} \sum_{m=0}^{L/N_L-1} |r(n + lL/N_L + m)|^2 \quad (5.68)$$

De esta forma, la métrica tiene una pendiente mucho más abrupta y es más sencillo estimar su máximo. La figura 5.13 muestra en color azul la métrica de tiempo para el método propuesto en [Minn et al., 2003] suponiendo un canal ideal.

Por otra parte, para reducir la varianza en canales selectivos, en [Park et al., 2003] se propone un nuevo preámbulo, haciendo que ambas partes

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

sean hermiticas (simétricas y conjugadas). Lo que se persigue es hacer que la correlación en las muestras cercanas a la muestra origen del símbolo sean lo más diferentes posible, para que, de este modo, la indeterminación sea menor y la varianza en la estimación también lo sea. El preámbulo propuesto por Park et al. [2003] es:

$$\mathbf{s}_{\text{Park}} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{L/4} & \mathbf{b}_{L/4} & \mathbf{a}_{L/4}^* & \mathbf{b}_{L/4}^* \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

donde $\mathbf{b}_{L/4}$ está diseñado para ser simétrico con $\mathbf{a}_{L/4}$, y $\mathbf{a}_{L/4}^*$ y $\mathbf{b}_{L/4}^*$ representan los complejos conjugados de $\mathbf{a}_{L/4}$ y $\mathbf{b}_{L/4}$ respectivamente. Este patrón de símbolo puede ser fácilmente obtenido generando una secuencia pseudoaleatoria de valores reales en las frecuencias pares de la IFFT mientras que las impares son deshabilitadas. La métrica sigue siendo igual que en casos anteriores:

$$M_{\text{Park}}(n) = \frac{|P_{\text{Park}}(n)|^2}{[R_{\text{Park}}(n)]^2} \quad (5.70)$$

$$P_{\text{Park}}(n) = \sum_{l=0}^{L/2} r(n-l)r(n+l) \quad (5.71)$$

$$R_{\text{Park}}(n) = \sum_{l=0}^{L/2} |r(n+l)|^2 \quad (5.72)$$

De esta forma, entre dos valores adyacentes, existen $L/2$ pares de productos diferentes, haciendo que la métrica alcance su máximo en el origen del símbolo y sea prácticamente cero en el resto de posiciones. Esta métrica facilita en gran medida la forma de detección, y reduce la varianza del estimador. La figura 5.13 muestra en color negro la métrica de tiempo para el método propuesto en [Park et al., 2003] suponiendo un canal ideal.

Por último, comentaremos el método propuesto en [Kim et al., 2005], el cuál plantea usar una secuencia de entrenamiento de la forma:

$$\mathbf{s}_{\text{Kim}} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{L/4} & \mathbf{b}_{L/4}^* & \mathbf{a}_{L/4} & \mathbf{b}_{L/4}^* \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

donde $\mathbf{b}_{L/4}$ está diseñado para ser simétrico con $\mathbf{a}_{L/4}$ y complejo conjugado del mismo. La nueva métrica será:

$$M_{\text{Kim}}(n) = \frac{|P_{\text{Kim}}(n)|^2}{[R_{\text{Kim}}(n)]^2} \quad (5.74)$$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

donde:

$$P_{\text{Kim}}(n) = \sum_{l=0}^{L/2-1} r(n-l+L/2)r(n+l+L/2) \quad (5.75)$$

$$R_{\text{Kim}}(n) = \sum_{l=0}^{L/2-1} |r(n+l+L/2)|^2 \quad (5.76)$$

La figura 5.13 muestra en color verde la métrica de tiempo para el método propuesto por Kim et al. [2005] suponiendo un canal ideal. Obsérvese que aunque los resultados de este último método son muy similares al expuesto en [Park et al., 2003], lo cierto es que el método de [Kim et al., 2005] provoca unos picos adicionales que en muchos casos llegan a valores cercanos a la unidad, por lo que en un caso real con ruido, en ocasiones se haría muy difícil discernir entre una “falsa sincronización” y una sincronización correcta.

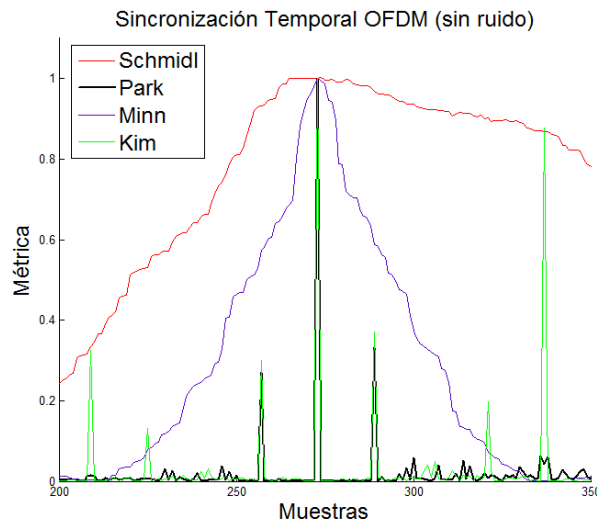


Figura 5.13: Comparación de métodos de sincronización temporal para $N = 32$ (canal ideal).

Finalmente, y teniendo en cuenta que en sistemas OFDM bandabase, como el aplicado en entornos VLC, la sincronización en frecuencia no es requerida, para esta Tesis se optó por una variante para la sincronización en tiempo [Guerra Medina et al., 2016a] basada en el método propuesto en [Park et al., 2003] para la sincronización temporal, ya que, como puede apreciarse en la figura 5.13, este método nos proporciona mayor precisión en la estimación.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

5.4.2. Algoritmo propuesto para la sincronización temporal en sistemas VLC

Atendiendo a lo indicado al final del apartado anterior, en [Guerra Medina et al., 2016a] se propone una nueva técnica de sincronización temporal para sistemas VLC que toma como partida la técnica propuesta en [Park et al., 2003] tal y como se explica a continuación.

Acorde al método de Park, la secuencia de entrenamiento para la sincronización en tiempo enviada por el transmisor tiene la forma expuesta en la ecuación (5.69). Dado que nos encontramos en un escenario de comunicaciones ópticas no guiadas, la señal a transmitir debe ser real, esto es, con la parte imaginaria nula, por lo que el nuevo preámbulo propuesto será:

$$\mathbf{s}_{pro} = [\mathbf{a}_{L/4} \mathbf{b}_{L/4} \mathbf{a}_{L/4} \mathbf{b}_{L/4}] \quad (5.77)$$

Tal y como se comentó en el apartado 5.4.1, para obtener el preámbulo propuesto en la ecuación (5.69), y por consiguiente en la ecuación (5.77), es necesario deshabilitar las frecuencias impares de la IFFT. Sin embargo, nuestra idea es utilizar el preámbulo ya introducido para la estimación de la respuesta del canal previamente a la transmisión de los símbolos de datos (véase la sección 5.2.4.1), para realizar conjuntamente la sincronización temporal. Por lo tanto, la deshabilitación de frecuencias resulta incompatible con nuestra propuesta de sincronización y estimación del canal conjunta, ya que esto último requiere transmitir símbolos en todas las frecuencias de las subportadoras de la IFFT. Es por ello que en esta Tesis se propone obtener el preámbulo mostrado en (5.77) sin deshabilitar las frecuencias impares.

Para ello, en primer lugar se genera la secuencia de Shapiro-Rudin en el dominio de la frecuencia \mathbf{S}_{2N} , de $2N$ muestras de longitud, tal como se describe en la sección 5.2.4.2, y se obtiene su versión temporal realizando la IFFT –de $2N$ puntos–. Si observamos la figura 5.8, se comprueba que la secuencia de Shapiro-Rudin así obtenida en el dominio del tiempo es una secuencia real de $2N$ muestras, donde su segunda mitad $\mathbf{b}_N = [b_0 \dots b_{N-1}]$ es simétrica a la primera $\mathbf{a}_N = [a_0 \dots a_{N-1}]$, esto es, $b(k) = a(N - k - 1)$. De esta forma, combinando dos secuencias de Shapiro-Rudin consecutivas, obtendríamos el patrón (5.77) para $L = 4N$ y, por tanto, podríamos aplicar la métrica de [Park et al., 2003] para detectarla, permitiendo así llevar a cabo simultáneamente la sincronización temporal a través de la secuencia de entrenamiento utilizada para la estimación del canal.

Como se debe insertar el prefijo cíclico antes de cada símbolo OFDM para combatir la ISI, esto añade N_E muestras entre dos símbolos consecutivos, por

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

lo que, aunque la métrica propuesta por [Park et al., 2003] indicada en la ecuación (5.70) continúa siendo válida, ahora $P_{\text{Park}}(n)$ de la ecuación (5.71) y $R_{\text{Park}}(n)$ de la ecuación (5.72) deben ser redefinidas como sigue (observe que el valor absoluto en (5.72) aquí desaparece al ser $r(n)$ real):

$$P(n) = r(n)^2 + \sum_{l=1}^{2N} r(n-l-N_E) \cdot r(n+l) \quad (5.78)$$

$$R(n) = \sum_{l=0}^{2N} r^2(n+l) \quad (5.79)$$

5.4.3. Análisis del método propuesto

Las figuras 5.14(a) y 5.14(b) muestran una simulación del rendimiento de la métrica de temporización. Sendas gráficas fueron simuladas ante ruido gaussiano (SNR \approx 20 dB) y sin distorsión del canal para $N = 32$ portadoras (IFFT de $2N = 64$ puntos) y con $P = 28$ portadoras activas. Ambas figuras comparan la métrica de Park con una secuencia de entrenamiento que parte de la IFFT de una secuencia pseudoaleatoria como se propone en [Park et al., 2003] (gráfica 5.14(a)), y una secuencia de entrenamiento generada mediante la IFFT de una secuencia de Shapiro-Rudin (gráfica 5.14(b)). Si atendemos a la aparición del primer pico en la métrica, que puede utilizarse para llevar a cabo la sincronización, se aprecia que el rendimiento en ambos casos no difiere demasiado, aunque se ha constatado que la ventaja del método de Shapiro-Rudin es más notable a medida que reducimos el número de portadoras/puntos de la IFFT. Además, el método de Shapiro-Rudin hace uso de una secuencia conocida y constante para generar la secuencia de entrenamiento, por lo que el rendimiento es predecible. Por el contrario, la secuencia de entrenamiento generada por el método de Park es dependiente de datos pseudoaleatorios, lo que da lugar a un rendimiento variable. Otra de las ventajas de utilizar el método de Shapiro-Rudin es que la métrica trabaja con $4N+1$ en vez de $2N+1$ muestras –compárense los límites de los sumatorios en las ecuaciones (5.71)-(5.72) y (5.78)-(5.79)–, lo que incrementa su robustez. Esto es especialmente interesante cuando N no es grande, que es lo usual en los sistemas VLC.

5.5. Implementación del sistema OFDM en FPGA

Con el propósito de estudiar la aplicación a nivel práctico del uso de esquemas OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas en el visible, se han desarrollado varios prototipos [Guerra Medina et al., 2013, 2015, 2016a,b]

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

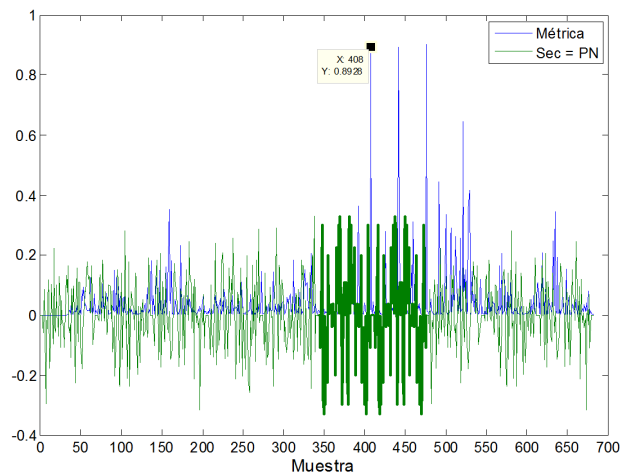
12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

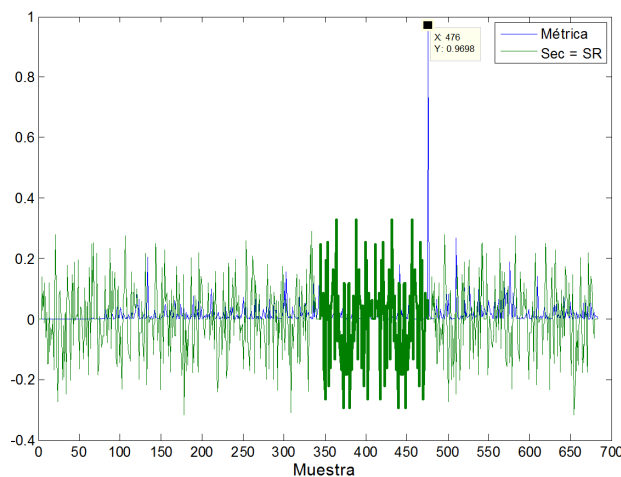
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO



(a) Métrica de temporización de Park



(b) Métrica de temporización propuesta

Figura 5.14: Simulación de la métrica de sincronización temporal de Park (a) y la propuesta basada en la evaluación de secuencias de entrenamiento de Shapiro-Rudin (b).

mediante el uso de placas de desarrollo basadas en FPGA. A continuación comentaremos algunos de los aspectos más relevantes en la implementación de estos prototipos, así como las conclusiones que de las pruebas realizadas con ellos se han derivado.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Las diversas implementaciones han conducido a un prototipo final reconfigurable [Guerra Medina et al., 2016a,b] desarrollado en placas ML605 de Xilinx[®] que incorporan una FPGA de la familia Virtex-6. El diseño permite la selección de diferentes modos de modulación para las subportadoras (BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM o 64-QAM) e implementa el método descrito en la sección 5.4.2 para establecer el sincronismo temporal entre transmisor y receptor. El prototipo es completamente reconfigurable, pudiéndose seleccionar no sólo los modos de modulación, sino también el número de subportadoras a utilizar –lo que afecta al tamaño de los bloques IFFT y FFT–, el número de tramas que configuran la secuencia de entrenamiento de Shapiro-Rudin, el número de símbolos de datos a transmitir entre sucesivos períodos de entrenamiento, etc. Sin embargo, debido a los tiempos requeridos por los procesos de *síntesis*, *implementación* y *generación del archivo de configuración* para programar la FPGA a partir del código VHDL (*Very-high-speed integrated circuits Hardware Description Language*) así como los recursos disponibles en dichos dispositivos, el prototipo OFDM completo utilizado en las pruebas finales trabaja con $N = 16$ subportadoras totales –bloques IFFT/FFT de $2N = 32$ puntos–, donde $P = N - 1 = 15$ de ellas portan información, usando modulación 8-QAM, y añadiéndole un prefijo cíclico de $N_E = 2$ muestras para combatir la ISI. Igualmente, en dichas pruebas se insertaban periódicamente dos secuencias de Shapiro-Rudin para el entrenamiento, mientras se transmitían datos pseudoaleatorios.

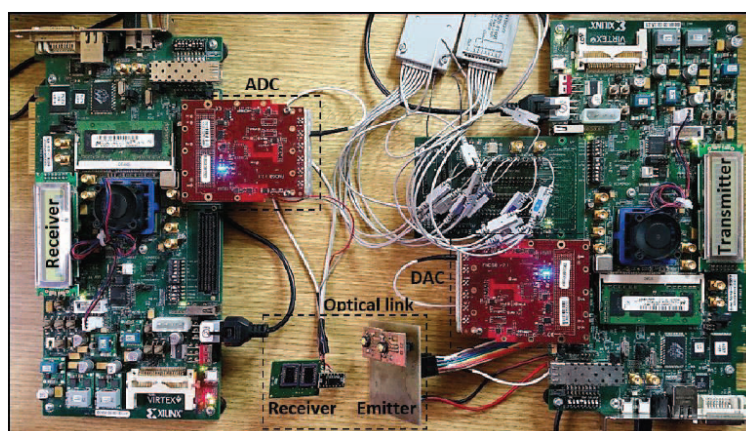


Figura 5.15: Prototipo implementado en [Guerra Medina et al., 2016a].

La figura 5.15 muestra una instantánea del prototipo final implementado utilizando dos tarjetas ML605 de Xilinx[®] independientes para el transmisor y

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

el receptor, mientras que en la figura 5.16 se presenta el diagrama de bloques de dicho diseño. A continuación describiremos los aspectos más relevantes para la implementación del sistema OFDM desarrollado para comunicaciones en entornos VLC.

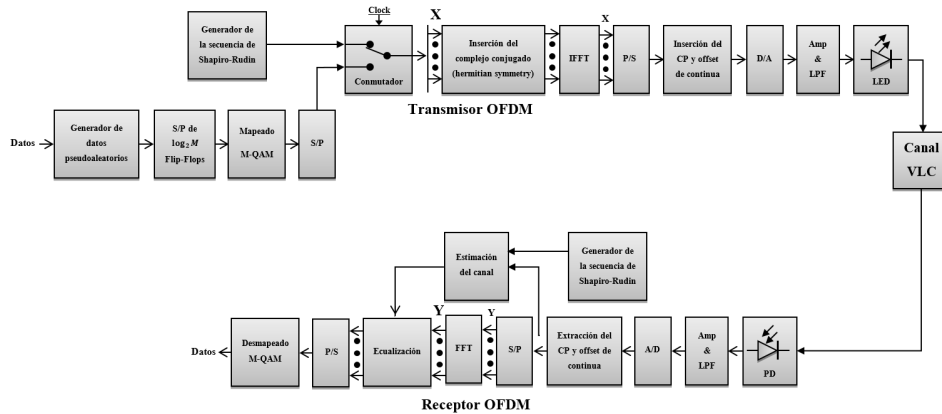


Figura 5.16: Diagrama de bloques del prototipo implementado en [Guerra Medina et al., 2016a,b].

5.5.1. Formato de los datos

Se optó por utilizar notación de punto fijo para definir el formato usado por los datos procesados por las diferentes estructuras del diseño realizado. En dicho formato de datos, de los N_b bits que constituyen cada palabra de datos, se consideró notación en complemento a 2, de tal forma que el bit más significativo indica el signo, mientras que un número M_b de los bits menos significativos (LSB, *Low Significant Bit*) se utilizan para la parte decimal (figura 5.17).

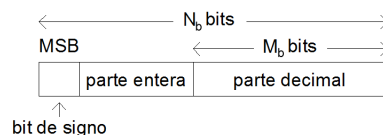


Figura 5.17: Formato de la palabra de datos.

Las FPGA comerciales suelen disponer de circuitos multiplicadores implementados internamente, por lo que los procesos de multiplicación pueden definirse fácilmente en VHDL y tienen una síntesis directa en la FPGA. Sin embargo, en este caso debe tenerse en cuenta que al multiplicar dos palabras

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

tal como se definen en la figura 5.17, la palabra resultante será de $2N_b$ bits con una parte decimal de $2M_b$ bits. Siempre que se trabaje con operandos que no produzcan *overflow* durante el proceso de multiplicación, es posible obtener una nueva palabra de N_b bits sin más que extraer, de la palabra resultante de $2N_b$ bits, aquéllos comprendidos entre la posición M_b y la posición $N_b + M_b - 1$, considerando como LSB al bit 0. En el prototipo final, se utilizó $N_b = 10$ bits para definir las palabras de datos, donde $M_b = 8$ correspondían a la parte decimal.

5.5.2. Generador de datos

El generador de datos se basa en el uso de registros de desplazamiento realimentados (FSR, *Feedback Shift Register*), que ofrecen secuencias pseudoaleatorias de máxima longitud ($L_{MLS} = 2^R - 1$ bits, donde R es el número de registros) para determinadas combinaciones de realimentación a través de una puerta XOR. Aunque en [Guerra Medina et al., 2016a,b], el generador era dependiente de una constante, previamente definida, que determinaba el número de registros del generador de datos, en la figura 5.18 se muestra la estructura para un generador de $R = 5$ registros. Obsérvese que se requiere realimentar las salidas del segundo y último registro para obtener una secuencia de longitud máxima.

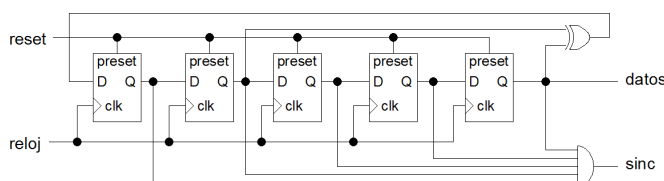


Figura 5.18: Estructura del generador de datos para $R = 5$.

Los registros deben inicializarse a nivel lógico ‘1’, pues un valor ‘0’ en todos los registros provoca una salida a nivel lógico bajo de manera indefinida. Cuando están adecuadamente realimentados, el contenido de los registros del generador llega a conformar, de manera pseudoaleatoria y con igual probabilidad, todas las palabras binarias posibles con R bits salvo “00...0”. Así, se han tomado los b LSB del generador de la figura 5.18 para disponer del dato a utilizar en cada caso por el modulador. Por ejemplo, para modulación 16-QAM se tomaban los $b = 4$ LSB, mientras que para QPSK sólo se requería de los $b = 2$ LSB.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

5.5.3. Modulador QAM

El bloque que sucede al conversor serie-paralelo (S/P) dentro de la estructura del transmisor OFDM es el modulador M-QAM. Está formado por una constelación de M símbolos, cada uno de ellos con su correspondiente parte real e imaginaria.

Como ya se ha comentado (apartado 5.2.1), los símbolos complejos están constituidos por una componente en cuadratura (parte imaginaria) que modula una (sub)portadora desfasada 90° y otra componente en fase (parte real) que modula una (sub)portadora con desfase de 0° . En la figura 5.3 podemos observar la constelación para varios esquemas de modulación utilizando codificación Gray. El flujo de datos se divide en grupos de $b = \log_2 M$ bits, que mapean alguno de los M puntos de la constelación, dando lugar a una modulación de amplitud y fase para cada una de las P subportadoras de transmisión del sistema OFDM. De la figura 5.20, vemos que para el caso de 16-QAM sólo tendríamos cuatro valores posibles de amplitud tanto para la parte real como para la imaginaria del símbolo, en concreto, $-3A$, A , $+A$ y $+3A$, donde A es una constante arbitraria. De esta forma, a la hora de su implementación en *hardware*, se utiliza una *tabla de búsqueda* que permite seleccionar, a partir del grupo de b bits (que no deja de ser más que un número –posición– entre 0 y $2^b - 1$), un símbolo de salida constituido en realidad por dos palabras digitales de datos de N_b bits, una correspondiente a la parte real y otra a la imaginaria, que representan esas dos amplitudes.

En la figura 5.19 puede verse una captura de pantalla realizada en la simulación del modulador 16-QAM en [Guerra Medina et al., 2016a]. Como puede apreciarse, a partir del grupo de $b = 4$ bits de entrada *qu* se obtienen las palabras digitales de salida *Parte Real* y *Parte Imaginaria* del símbolo correspondiente. En esta simulación, se tomó $N_b = 10$ y $M_b = 8$, y se definió $2A = 1$ para la distancia entre símbolos adyacentes. Dado que el peso del primer bit de la parte entera es $2^{M_b} = 256$, es fácil ver que los valores 128, 384, etc. devueltos por el modulador se corresponden con las amplitudes $A = 128/256 = 0,5$, $3A = 384/256 = 1,5$, etc.

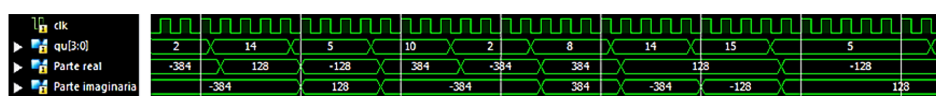


Figura 5.19: Simulación del Modulador 16-QAM con el ISim 14.6.

La figura 5.20 y la tabla 5.2 representan la relación entre los niveles de amplitud y la posición de los símbolos en la constelación. Así pues, por

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

ejemplo, el símbolo 1110 (14 en decimal) tiene una amplitud de $A = 0,5$ (que corresponde a la palabra digital 128) en su parte real (eje de abscisas) y de $-3A = -1,5$ (-384) en la parte imaginaria (eje de ordenadas). Estas palabras digitales complejas –conformadas por una palabra correspondiente a la parte real y otra a la parte imaginaria– no modulan realmente las subportadoras, sino que constituyen las palabras de entrada al módulo IFFT, que son procesadas en bloques de P palabras para generar cada símbolo OFDM a transmitir.

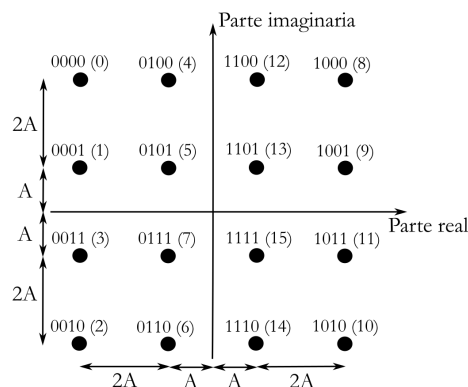


Figura 5.20: Niveles de amplitud para una constelación 16-QAM.

Tabla 5.2: Relación entre los valores decimales y los niveles de amplitud.

Numero decimal	Salida en complemento a 2
128	“0010000000” $\Leftrightarrow 128/256 = 0,5$
384	“0110000000” $\Leftrightarrow 384/256 = 1,5$
-128 (896)	“1110000000” $\Leftrightarrow -128/256 = -0,5$
-384 (640)	“1010000000” $\Leftrightarrow -384/256 = -1,5$

5.5.4. Bloques IFFT/FFT

En lo referente a la implementación de la IFFT en [Guerra Medina et al., 2013, 2015, 2016a,b], y atendiendo a la figura 5.16, podemos apreciar, en primer lugar, un generador pseudoaleatorio que suministra los datos en bloques de $b = \log_2 M$ bits, que son modulados en M -QAM y agrupados en un vector \mathbf{S}_P de $P = N - 1$ símbolos a través del conversor S/P, donde $2N$ es el número de puntos de la IFFT. El bloque \mathbf{X}_{2N} de $2N$ símbolos de entrada a este módulo se obtiene mediante la adición de una réplica espejo \mathbf{R}_P del

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

complejo conjugado de los P símbolos suministrados por el conversor serie-paralelo ($R(k) = S^*(P-1-k)$, $k = 0, \dots, P-1$) y dos ceros adicionales, uno al principio y otro en la posición $N+1$, tal que $\mathbf{X}_{2N} = [0 \ \mathbf{S}_{N-1} \ 0 \ \mathbf{R}_{N-1}]$. De esta forma, se consigue a la salida de la IFFT una señal real, esto es, con parte imaginaria nula. Para la implementación de este crucial módulo del sistema, se hace uso de una serie de memorias distribuidas tal como se esquematiza en la figura 5.21.

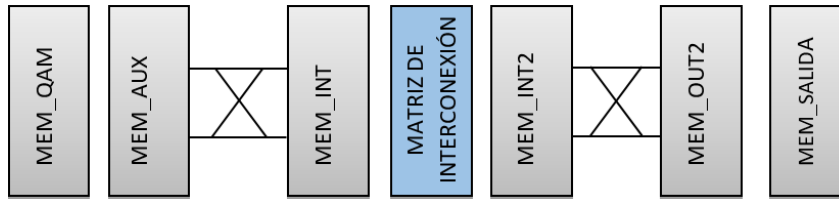


Figura 5.21: Distribución de las memorias en el módulo IFFT.

En primer lugar, y de izquierda a derecha, nos encontramos con la memoria de entrada, que ha sido denominada **MEM_QAM**, cuya finalidad es la de almacenar los $2N$ símbolos para realizar la posterior IFFT. La razón de la existencia de una segunda memoria de entrada (**MEM_AUX**), se debe a que en este mismo bloque se ha implementado la señal piloto para la equalización del canal (secuencia de Shapiro-Rudin). Será responsabilidad de un contador, igualmente implementado, tomar la decisión de en qué momento cargar los datos procedentes del modulador QAM almacenados en la memoria de entrada (**MEM_QAM**), o la señal piloto para la sincronización temporal y equalización del canal. También esta segunda memoria de entrada permite que la primera se vaya rellenando con nuevos datos mientras la IFFT se ejecuta de manera paralela sin que se alteren los datos con los que trabaja. Para poder realizar la IFFT se requiere del cálculo de una serie de mariposas en sucesivas etapas (tal como se explicó en el apartado 5.3.2). Para almacenar los resultados intermedios de cada etapa se hace necesario la incorporación de memorias intermedias (**MEM_INT** y **MEM_INT2** en la figura 5.21, que muestra el caso de una IFFT de dos etapas) y una memoria de salida para el resultado final (**MEM_OUT**). Asimismo, se requiere de un bloque intermedio denominado *matriz de interconexión* para facilitar la transferencia de datos entre etapas, que pasamos a comentar por su relevancia en el proceso de la IFFT.

Como se ha dicho, el cálculo de la IFFT se reduce a una serie de procesos simples (mariposas) en los cuales se toman dos símbolos –complejos– de entrada (a , b) y se procesan para obtener otros dos símbolos de salida (A ,

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

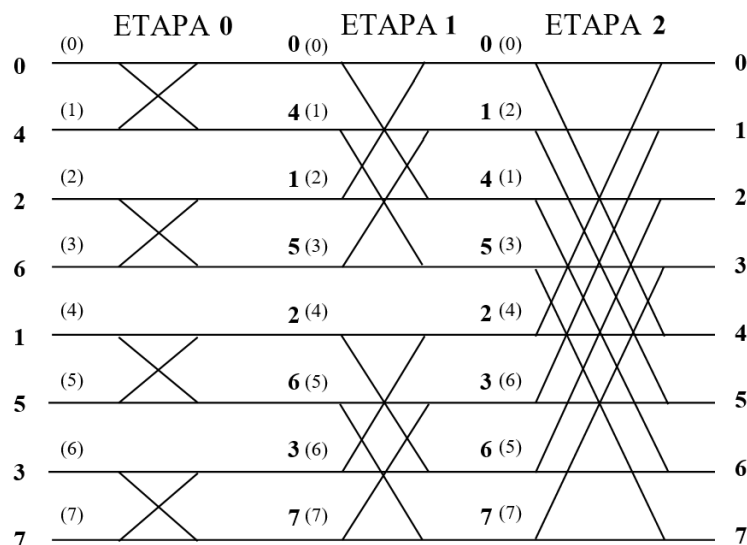


Figura 5.22: Ordenación de los símbolos para el cálculo de las mariposas.

B) –véase la figura 5.12–. Por este motivo, la principal dificultad de la implementación de la IFFT radica en la obtención y ordenación de los símbolos de entrada, y también de los símbolos de salida para su futuro procesamiento en cada una de las etapas. Así pues, se hace necesario el uso de una lógica de control para suministrar a cada mariposa el dato correspondiente según la etapa y posición de memoria en la que nos encontremos dentro del proceso de la IFFT. Las matrices de interconexión lo que hacen es facilitar dicha tarea mediante la ordenación previa de los símbolos para su posterior cálculo. De esta forma, sólo se tiene que recoger de dos en dos los símbolos a procesar en la mariposa correspondiente, los cuales se encontrarán ya adecuadamente ordenados en la memoria de entrada a la mariposa.

Si observamos la figura 5.22, para el caso de una IFFT de 8 puntos, se puede ver que los símbolos de entrada están, inicialmente, “desordenados” con un cierto orden que coincide con su valor en binario invertido, tal como se explicó en la sección 5.3.2, a fin de obtener una salida de la IFFT ordenada. En la figura 5.22 se esquematiza ésta y otras ordenaciones intermedias de los símbolos dentro de la estructura de la IFFT. Se puede observar que, para las ordenaciones intermedias, la regla no es tan simple. Los números entre paréntesis indican la correspondencia de salida con la mariposa anterior cuando se toman los índices pares para los símbolos *A* de la mariposa y los índices impares para los símbolos *B* ordenados según la posición vertical de

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

la mariposa (de arriba a abajo). Por ejemplo, el valor (6) indica que se trata de la salida A de la cuarta mariposa empezando desde arriba, mientras que el (1) se refiere a la salida B de la primera mariposa. Los otros números (que no se encuentran entre paréntesis) establecen un orden, también referido a la salida de la mariposa anterior, pero donde se han tomado los primeros cuatro valores (0 a 3) para las salidas A de las mariposas, mientras que los otros cuatro restantes (4 a 7) se han tomado para las salidas B . Con esta segunda nomenclatura, se puede observar que los símbolos a la salida de la estructura de la IFFT están completamente ordenados en orden creciente.

Por simplicidad, se ha tomado la primera nomenclatura para determinar los índices de ordenación de las mariposas (los que se encuentran entre paréntesis). Si construimos una tabla de correspondencia entre los índices de salida de una mariposa y los de entrada de las mariposas correspondientes, obtenemos lo siguiente:

Tabla 5.3: Interconexión entre mariposas de diferentes etapas.

	Entrada mariposa segunda etapa (Etapa 1)	Entrada mariposa tercera etapa (Etapa 2)
Símbolos a	0	0
	1	2
	4	1
	5	3
Símbolos b	2	4
	3	6
	6	5
	7	7

En la tabla anterior se indica que las salidas 0, 1, 4 y 5 de las mariposas de la primera etapa se corresponden con las entradas a , por ese orden, de las mariposas de la segunda etapa. Por otro lado, las salidas 0, 2, 1 y 3 de las mariposas de la segunda etapa se corresponden con las entradas a , por ese orden, de las mariposas de la tercera y última etapa. Por otro lado, obsérvese que los índices de las entradas b están relacionados directamente con los índices a , por una simple operación de suma que depende de la etapa. Si observamos la tabla 5.3, y hacemos la subdivisión que se muestra en líneas discontinuas, se encuentra que las filas pares (se entiende que la primera fila es la fila 0 y, por tanto, es par) siempre contienen valores –internos– pares que van incrementándose de dos en dos, mientras que las filas impares contienen

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

índices impares que también se incrementan de dos en dos. El número de subdivisiones dependerá de la etapa, teniéndose que va disminuyendo por un factor de 2 cada vez que avanzamos una etapa, partiendo desde $2N$ (número de puntos de la IFFT) para la segunda etapa. Además, se puede demostrar que hay una relación entre las filas pares para los índices de los símbolos a , en función de la etapa que se esté estudiando. Además, los índices de las filas impares pueden obtenerse con tan sólo sumar uno a los valores de la fila par precedente. Con todo ello, se llega a que los índices i_a e i_b para los símbolos a y b , respectivamente, pueden obtenerse directamente mediante las siguientes dos expresiones que se cumplen para todo N (esto ha sido comprobado mediante simulación hasta valores tan imprácticos para OFDM como $N = 2^{14}$):

$$i_a = 2^{etapa+1} \times i + 2j \quad (5.80)$$

$$i_b = i_a + 2^{etapa} \quad (5.81)$$

donde $etapa$ es la etapa estudiada ($etapa = 1, \dots, N_{etapas} - 1$), para un total de $N_{etapas} = \log_2 2N$ etapas, i se refiere a la subdivisión descrita anteriormente ($i = 0, \dots, 2^{N_{etapas}-etapa-1} - 1$), pero sólo para filas pares de los símbolos a (las impares se calculan sumando 1 al índice obtenido para las filas pares), y j se refiere a la posición dentro de la subdivisión ($j = 0, \dots, 2^{etapa-1} - 1$).

Las ecuaciones (5.80) y (5.81) permiten la síntesis de cualquier módulo IFFT/FFT de $2N$ puntos sin más que definir el parámetro N , pues construyen las matrices de interconexión necesarias para ordenar los datos de entrada a las memorias de las sucesivas etapas. Obsérvese que si en la primera memoria de entrada los datos son entregados con el orden indicado en la sección 5.3.2 (invirtiendo los bits del número de la entrada para obtener los índices correspondientes), y en las etapas intermedias utilizamos las matrices de interconexión definidas por (5.80) y (5.81) para ir reordenando los datos a procesar por las correspondientes mariposas, a la salida de la última etapa obtendríamos los símbolos complejos de salida de la IFFT/FFT ordenados. En concreto, las salidas A de las mariposas de la última etapa constituirían los primeros N símbolos de salida, mientras que las salidas B se corresponderían con los restantes N símbolos (véase la figura 5.22). Así, podrían entregarse a continuación en serie para dar lugar a la señal OFDM a transmitir en el dominio temporal, en el caso del transmisor, o conformarían los símbolos complejos a demodular en el caso del receptor. Es importante notar que las matrices de interconexión no constituyen realmente ninguna estructura lógica *hardware* sino que simplemente establecen conexiones (ruteado) entre las salidas de unas memorias y las entradas de sus subsiguientes, por lo que no consumen recursos de la FPGA. Por tanto, los recursos consumidos por

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

la implementación de la IFFT/FFT están referidos a las memorias y a las mariposas. En este último caso, cada mariposa realiza una multiplicación compleja –cuatro multiplicaciones reales–, lo que requiere un total de $4 \times N \times \log_2 2N$ módulos multiplicadores. Atendiendo a las capacidades de las FPGA utilizadas y a los tamaños de los bloques IFFT/FFT requeridos para las pruebas, donde nunca se superó el valor $N = 32$, en este trabajo se pudieron llevar a cabo implementaciones directas de dichos procesos, esto es, sin requerir compartición de recursos como los multiplicadores o las memorias, lo que permite las tasas máximas de ejecución.

A modo de ejemplo, en la figura 5.23 se muestra una captura de pantalla de una simulación del módulo VHDL de la IFFT utilizando la aplicación de diseño suministrada por Xilinx[®], para el caso cuando el modulador QAM genera una salida constante, donde la parte real (*p_real* en la figura) se fija a 1,0 (“01.00000000” para $N_b = 10$ bits con $M_b = 8$ bits conformando la parte decimal), mientras que la imaginaria (*p_imag*) se deja a cero.

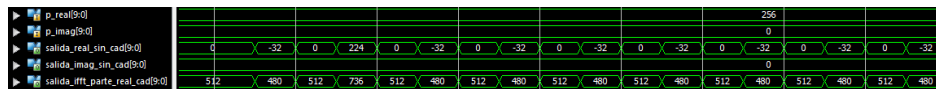


Figura 5.23: Simulación de la IFFT con el ISim 14.6.

Tras crear la entrada con simetría hermítica $\mathbf{X}_{2N} = [0 \ \mathbf{S}_{N-1} \ 0 \ \mathbf{R}_{N-1}]$ a partir de los símbolos de salida del modulador QAM, donde $\forall k : S(k) = R(k) = 1$, se puede comprobar fácilmente que la IFFT de \mathbf{X}_{2N} da lugar a una salida real con un primer valor máximo ligeramente inferior a 1,0 y una sucesión alternada de ceros y valores negativos muy pequeños. Este patrón es el que se observa claramente a la salida del bloque IFFT implementado (*salida_real_sin_cad* en la figura). Nótese, igualmente, que la parte imaginaria de la salida (*salida_imag_sin_cad*) es cero. Se puede demostrar, utilizando cualquier *software* de simulación, que los valores observados se corresponden con las versiones truncadas a $N_b = 10$ bits (con $M_b = 8$ bits de resolución en la parte decimal) de la salida de un módulo IFFT para una entrada constante. Por último, dado que el conversor A/D trabaja únicamente con valores binarios unipolares, la salida en complemento a dos del bloque IFFT es convertida a un valor unipolar sin más que sumarle el valor binario correspondiente a la mitad del fondo de escala $2^{N_b-1} = 512$ (para $N_b = 10$ bits), dando lugar a la señal *salida_iftf_parte_real_cad* que se aplica al conversor tras insertarle el prefijo cíclico para combatir la ISI.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

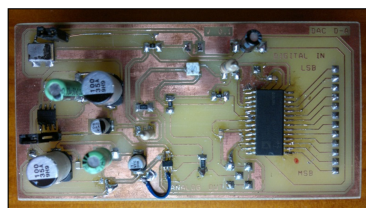
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

5.5.5. Módulos de conversión D/A y A/D

En una primera versión del prototipo [Guerra Medina et al., 2013], basada en una FPGA Virtex-5, se implementó una tarjeta de conversión D/A (DAC, *Digital-to-Analog Converter*) utilizando el integrado AD9752AR con una resolución de 12 bits y una tasa de conversión de 125 Msample/s.



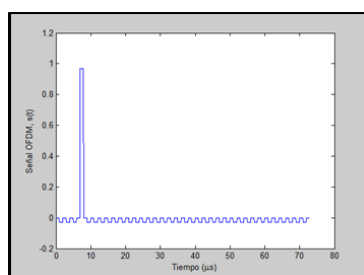
(a) Parte superior del DAC diseñado



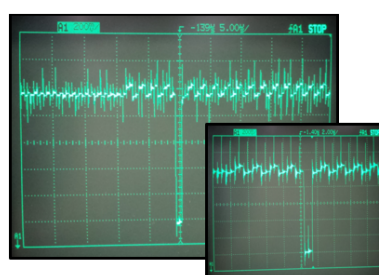
(b) DAC insertado en la Virtex-5

Figura 5.24: DAC diseñado.

En la figura 5.25 se muestra, a modo de ejemplo, el uso de la tarjeta D/A diseñada durante la generación de una señal OFDM en el transmisor para una entrada constante (salida del modulador QAM fija con valor 1,0 en todas las subportadoras de datos). El número N de subportadoras fue 32 –IFFT de 64 puntos–. Se observa que la señal tiene el aspecto esperado de un pico de elevada amplitud y una sucesión oscilante de muestras de bajo nivel, aunque está invertida –por la forma en que trabaja el DAC– con respecto a lo obtenido mediante simulación. En esas pruebas, además, se definió la tasa de salida a 1 Msps.



(a) Señal OFDM simulada



(b) Señal OFDM a la salida del convertor D/A

Figura 5.25: Señal OFDM a la salida de la tarjeta D/A diseñada para el transmisor implementado en [Guerra Medina et al., 2013] para salida del modulador QAM constante.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

La implementación del convertor A/D (ADC) no llegó nunca a realizarse, dado que, lamentablemente, cuando se implementó el receptor OFDM, resultó que los recursos de la FPGA Virtex-5 fueron insuficientes. Es por ello que finalmente, en [Guerra Medina et al., 2015, 2016a,b], tanto para el emisor como para el receptor OFDM, se utilizaron unas placas de desarrollo Virtex-6 (ML605) que ya se suministraban conjuntamente con un DAC/ADC. El nuevo convertor FMC150 obligó a generar un nuevo código VHDL para el control de los mismos.

Las características más relevantes del kit FMC150 son: convertor A/D dual de 14 bits y 250 Msps basado en el IC ADS62P49, y convertor D/A dual de 16 bits y 800 Msps basado en el IC DAC3283, lo que resultaba más que suficiente para las aplicaciones requeridas.

5.5.6. Sincronizador

El sincronizador temporal diseñado para el prototipo implementado en [Guerra Medina et al., 2016a,b] sigue las directrices descritas en el apartado 5.4.2. La figura 5.26 muestra el esquema en bloques del mismo.

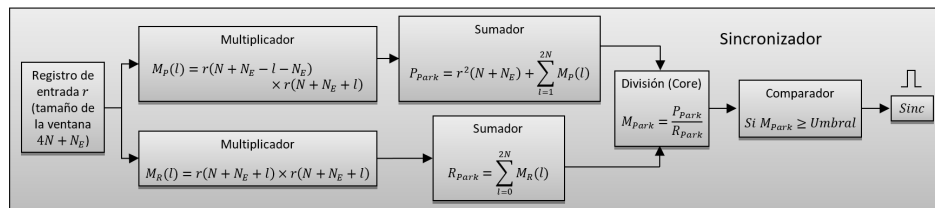


Figura 5.26: Sincronizador implementado en [Guerra Medina et al., 2016a].

Atendiendo a la figura 5.26, primeramente nos encontramos con un registro de entrada de tamaño $4N + N_E$, donde $2N + N_E$ es el número de muestras totales que constituyen cada símbolo OFDM transmitido, incluyendo el prefijo cíclico (CP) de N_E muestras. Acorde al método propuesto en [Guerra Medina et al., 2016a], la métrica viene dada por las ecuaciones (5.70), (5.78) y (5.79). Es por ello que el siguiente bloque que nos encontramos es el producto entre cada dos valores equidistantes del punto central de la ventana $r(n)$ que contiene las últimas $4N + N_E$ muestras registradas a la salida del convertor A/D del receptor OFDM. De esta forma, se realiza el cálculo de P_{Park} , es decir, la correlación cruzada entre las dos mitades de la ventana (excluyendo la zona reservada al CP). A continuación, y de manera simultánea, se realiza el producto por sí mismo para cada una de las $2N$ muestras finales de la ventana a fin de calcular la energía de la señal. Tal y como se establece en las

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

ecuaciones (5.78) y (5.79), lo siguiente que encontramos son los sumatorios de cada uno de los productos anteriores. Por último, se determina el cociente entre ambas partes, dando como resultado la métrica de la ecuación (5.70). Cabe mencionar que una de las implementaciones más complicadas en *hardware* es la división, por lo que para dicha operación se utilizó un *core* dedicado desarrollado por Xilinx[®] específicamente para la FPGA Virtex-6 y que es capaz, no sólo de optimizar los recursos de la misma, sino de realizar la división en tan sólo tres ciclos de reloj para un dividendo y un divisor de 10 bits de ancho, devolviendo un cociente y un resto (de salida) de igual magnitud. El último bloque del sincronizador es un comparador con un umbral previamente definido como una constante antes de la compilación e implementación en *hardware* del sincronizador. En el caso de que la salida del último bloque previo al comparador sea mayor que el umbral, el sincronizador dará como resultado un pulso ('1' lógico) a su salida de duración igual al intervalo entre muestras, avisando de la llegada de una secuencia de entrenamiento y, por tanto, estableciendo el sincronismo entre receptor y transmisor.

5.5.7. Ecuación del canal

Tal y como se comentó en el apartado 5.2.4.1, existen diversas técnicas de ecualización del canal. No obstante, y teniendo en cuenta que estamos en un escenario VLC para interiores donde la longitud de onda es muy inferior al tamaño del detector, y por tanto el canal se considera cuasi estacionario, parece lógico utilizar la técnica de inserción de secuencias de entrenamiento entre largas tramas de datos para llevar a cabo dicha estimación, ya que es muy sencilla de implementar y la pérdida efectiva de ancho de banda es despreciable, puesto que sólo es necesario enviar la señal piloto cada cierto tiempo. La figura 5.27 muestra el diagrama de bloques del ecualizador implementado en el prototipo de [Guerra Medina et al., 2016a,b].

En primer lugar, el receptor OFDM dispone de una copia en memoria de la secuencia de Shapiro-Rudin S_n utilizada por el transmisor durante las fases de entrenamiento. Una vez el *sincronizador* emite un evento de sincronismo, indicando que se ha recibido una secuencia de Shapiro-Rudin, se activa el bloque de la FFT, en estado inicialmente de *stand-by*, para iniciar la demodulación de los símbolos OFDM. Los primeros N_{TS} símbolos demodulados se corresponderán con las secuencias de entrenamiento, y a partir de ahí se tratarán de símbolos OFDM que transportan datos. Recordemos que para que la señal enviada por el emisor OFDM sea real, es necesario replicar los datos a transmitir con una copia espejo del complejo conjugado de los mismos. Es por ello, que el tamaño del registro de entrada es de $P = N - 1$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

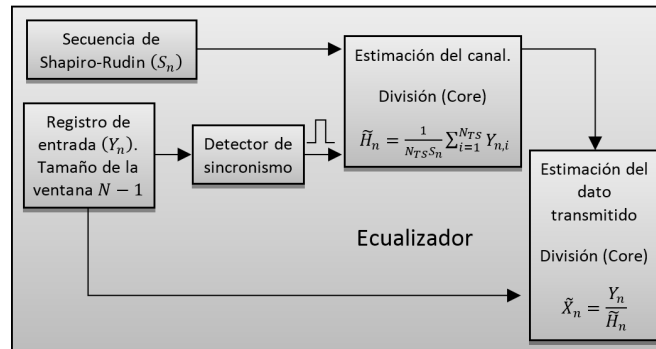


Figura 5.27: Ecualizador implementado en [Guerra Medina et al., 2016a,b].

símbolos, ya que el resto (hasta $2N$), son datos repetidos o ceros adicionales que no aportan información del mensaje transmitido.

Una vez que el detector de sincronismo informa al sistema de que se está recibiendo una secuencia de entrenamiento de Shapiro-Rudin, este las va registrando para posteriormente estimar la respuesta del canal con un simple cociente entre la media de las secuencias de entrenamiento recibidas ($\sum_n Y_n / N_{TS}$), y la secuencia de Shapiro-Rudin transmitida y conocida (S_n), tal y como se indica en la ecuación (5.38). Al igual que para el sincronizador, para la división anterior se utilizó un *core* dedicado específico para dispositivos FPGA Virtex-6. Con la estimación de la respuesta \tilde{H}_n así obtenida, durante la fase donde se reciben ya tramas de datos, se puede llevar a cabo la ecualización de cada símbolo de datos Y_n de salida de la FFT mediante el cálculo $\tilde{X}_n = Y_n / \tilde{H}_n$, lo que nuevamente se implementó mediante un *core* de división.

5.5.8. Demodulador QAM

En los esquemas de demodulación de *máxima verosimilitud*, el detector debe determinar el símbolo de la constelación que más se aproxime al símbolo recibido. Para constelaciones M -QAM, el símbolo recibido, ya ecualizado, $\tilde{X}_n = \Re(\tilde{X}_n) + j\Im(\tilde{X}_n)$ debe compararse con cada uno de los $M = 2^b$ símbolos de la constelación \mathcal{S}^M y determinar aquél que minimice la distancia euclídea entre ambos:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

$$\begin{aligned}\hat{X}_n &\equiv \hat{S}_j = \arg \min_{S_j \in \mathcal{S}^M} \|\tilde{X}_n - S_j\|_2^2 \\ &= \arg \min_{S_j \in \mathcal{S}^M} \left[(\Re(\tilde{X}_n) - \Re(S_j))^2 + (\Im(\tilde{X}_n) - \Im(S_j))^2 \right] \quad (5.82)\end{aligned}$$

donde $\hat{X}_n \equiv \hat{S}_j$ es el símbolo más probable de haber sido transmitido por la subportadora n -ésima y $\|\cdot\|_2$ denota la norma euclídea al cuadrado. Para constelaciones más simples como QPSK o BPSK se sustituyó el bloque de búsqueda del símbolo más próximo por comparadores donde el umbral se establece al punto medio entre los posibles símbolos recibidos.

5.5.9. Resultados experimentales obtenidos con el prototipo implementado

En la figura 5.28 podemos apreciar el prototipo diseñado para evaluar la aplicación práctica de esquemas OFDM en entornos VLC durante una de las pruebas. Como se ha comentado, podemos apreciar que, tanto el transmisor como el receptor OFDM, se implementaron en tarjetas de desarrollo para FPGA Virtex-6 (ML605) de Xilinx[®]. Así mismo, se utilizó el módulo FMC150 para los procesos de conversión A/D y D/A requeridos, cuyas características más relevantes fueron comentadas en el apartado 5.5.5. Para el enlace óptico, en los primeros prototipos [Guerra Medina et al., 2015, 2016a] se utilizó en el extremo emisor un *driver* basado en la conmutación de cuatro ramas de resistencias ponderadas –similar al esquematizado en la figura 3.14(a), de dos ramas– que permitía la emisión de señales ópticas de hasta 16 niveles distintos

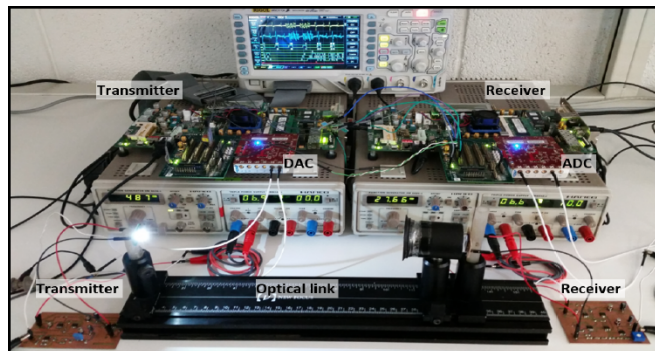


Figura 5.28: Prototipo diseñado para evaluar el sistema OFDM en su totalidad.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

de amplitud [González et al., 2016a]. Si se considera que el error debido a esta cuantificación e_q se distribuye uniformemente en el rango $(-\Delta/2, \Delta/2)$, donde Δ es el tamaño del escalón de cuantificación, la potencia del ruido de cuantificación viene dada por [Proakis and Manolakis, 1998]:

$$P_q = \sigma_q^2 = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e_q p(e_q) de_q = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e_q^2 de_q = \frac{\Delta^2}{12} \quad (5.83)$$

Así, consideremos una señal a transmitir cuya amplitud sigue una distribución gaussiana –como ocurre aproximadamente con las señales OFDM– de varianza σ_s^2 y que se adapta al margen de salida disponible $M_{\text{signal}} = (-A_{\text{máx}}, A_{\text{máx}})$, tal que se hace coincidir $A_{\text{máx}} = 3\sigma_s$, por lo que menos del 0,3% de los picos de la señal se recortan [González, 2005]. En ese caso, la relación señal a ruido de cuantificación (SQNR, *Signal-to-Quantization Noise Ratio*) viene dada por [Proakis and Manolakis, 1998]:

$$\begin{aligned} \text{SQNR} &= 10 \log \frac{P_s}{P_q} = 20 \log \frac{\sigma_s}{\sigma_q} \\ &= 6,02n + 16,81 - 20 \log \frac{2A_{\text{máx}}}{\sigma_s} = 6,02n + 1,25 \text{ dB} \end{aligned} \quad (5.84)$$

donde n es el número de bits de resolución en la cuantificación, tal que el tamaño de cada escalón viene dado por $\Delta = 2A_{\text{máx}}/2^n$. La ecuación (5.84) muestra que para el caso de $n = 4$ considerado, se dispone teóricamente de una SQNR de alrededor de 25 dB, lo que resulta suficiente para generar señales OFDM con modulación de las subportadoras de hasta 16-QAM. Sin embargo, el diseño real de este *driver* presentaba deficiencias en cuanto a la linealidad de las distintas amplitudes generadas y, especialmente, tenía una frecuencia máxima de trabajo de alrededor de 1 MHz. Por ese motivo, sólo resultó adecuado para las primeras pruebas del sistema realizadas con tasas máximas en torno a 1,5 Mbit/s orientadas principalmente a evaluar la validez del esquema de sincronismo temporal [Guerra Medina et al., 2016a].

Así, para el prototipo final [Guerra Medina et al., 2016b] se diseñó un *driver* lineal para excitar el emisor óptico (WLED) a partir de la señal de salida del DAC en el transmisor. El WLED utilizado fue el Cree® CLP6B, que se trata de un LED blanco basado en el uso de recubrimientos de fósforo excitados por una emisión en el azul [Schubert, 2006]. Esto se ve claramente al observar en la figura 5.29(a) su espectro frente a la longitud de onda, que ha sido medido experimentalmente utilizando un espectrómetro. Estos WLED se caracterizan por tener un *ancho de banda de modulación* muy pobre, en torno a 1 MHz, de ahí que se implementara cierta pre-ecualización para intentar incrementar

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

dicho ancho de banda de partida. En la figura 5.29(b) se puede observar la respuesta en frecuencia del enlace óptico finalmente obtenido, de aspecto plano, y con un ancho de banda que dobla aproximadamente al ofrecido originalmente por el WLED. En este enlace, la tarjeta receptora diseñada, con la típica configuración de amplificador de transimpedancia, está basada en un fotodiodo p-i-n S7510 del fabricante Hamamatsu.

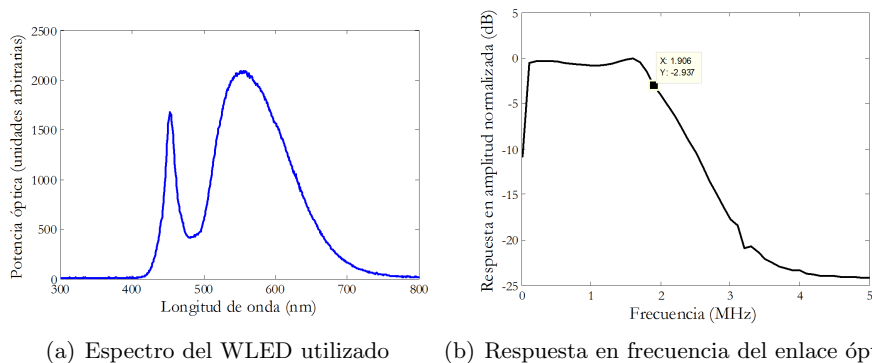


Figura 5.29: Características espectrales medidas para el enlace óptico implementado para las pruebas.

El limitado ancho de banda de transmisión obtenido para el enlace óptico definió finalmente los parámetros a seleccionar para el sistema OFDM. Dado que los módulos de *suma-multiplicación* (DSP48E1 *slices*) de la Virtex-6 están optimizados para trabajar hasta 600 MHz, y la tarjeta de desarrollo ML605 cuenta con una fuente de reloj (oscilador a cristal) de $f_{CLK} = 200$ MHz, además de que los bloques IFFT/FFT se han implementado al completo sin compartición de recursos *hardware* —es decir, cada etapa de la estructura se ejecuta de manera independiente y paralela a las demás—, se tiene que cada ciclo de reloj podríamos tener una nueva IFFT/FFT calculada. Al ser las etapas independientes, se puede estar ejecutando la última etapa de la IFFT/FFT de unos datos, mientras en la etapa previa ya se procesan los datos de la siguiente IFFT/FFT. Por tanto, el mayor limitante es el *sincronizador*, pues el módulo de división requiere tres ciclos de reloj para completar el cálculo, lo que nos lleva a una tasa máxima de $f_{CLK}/3 = 66$ Msps con el diseño actual. Sin embargo, el ancho de banda de modulación obtenido para el enlace está limitado en torno a 2 MHz, pero, además, el ancho de banda requerido por la señal OFDM a transmitir está condicionado por la tasa de muestreo (f_s), tal que:

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

$$B = N\Delta f = \frac{N}{T} = \frac{N}{2N\Delta t} = \frac{1}{2}f_s \quad (5.85)$$

donde Δf es la distancia entre subportadoras, N el número de subportadoras totales, $T = 2N\Delta t$ la duración del símbolo OFDM ($2N$ muestras, excluyendo la extensión cíclica) y $\Delta t = 1/f_s$ es el intervalo entre muestras. De esta forma, se definió una tasa de muestreo de $f_s = 5$ MHz, que se ajusta al ancho de banda de modulación disponible ya que la frecuencia de la última portadora utilizada es $f_{\text{máx}} = (N - 1)\Delta f \approx 2,3$ MHz para el valor de $N = 16$ finalmente elegido. Es obvio que esta subportadora se verá afectada por la atenuación que induce la respuesta del canal, de ahí que durante las pruebas, aunque era posible definir modos de modulación hasta 64-QAM, sólo fue posible transmitir datos de manera fiable cuando se seleccionaba 8-QAM para todas las $P = N - 1 = 15$ subportadoras activas. De esta forma, la tasa de datos máxima alcanzada en tiempo real de manera fiable con el prototipo fue:

$$R = \frac{b \times P}{T_S} = \frac{b \times (N - 1)}{(2N + N_E)\Delta t} = \frac{b \times (N - 1)}{2N + N_E} f_s \approx 6,6 \text{ Mbit/s} \quad (5.86)$$

donde $b = 3$ es el número de bits transmitidos por símbolo, $P = N - 1 = 15$ el número de subportadoras que transmiten datos, $T_S = (2N + N_E)\Delta t$ la duración temporal del símbolo OFDM (incluyendo el prefijo cíclico de $N_E = 2$ muestras) y $f_s = 5$ MHz la tasa de muestreo.

La figura 5.30 presenta dos capturas de pantalla obtenidas con un osciloscopio digital durante las pruebas. En la figura 5.30(a), las señales D4-D6 y D1-D3 muestran los datos pseudoaleatorios generados en el transmisor (transmitidos) y los obtenidos a la salida del receptor (demodulados), respectivamente. Ambos datos binarios son idénticos pero son entregados a velocidades diferentes desde sus respectivos módulos en el transmisor y el receptor. La señal D0 muestra el evento de sincronización (un impulso) después de recibir dos secuencias de Shapiro-Rudin consecutivas y D7 muestra una de las señales de reloj utilizadas para pautar el ritmo de trabajo del sistema en general. Finalmente, los canales 1 y 2 muestran la señal analógica a la salida del DAC en el transmisor (color amarillo), y la versión analógica de la señal recibida a la salida del ADC del receptor (color verde). Para obtener esta versión analógica de la señal recibida se utilizó el DAC de la tarjeta de adquisición del receptor, a fin de poder compararla con la señal transmitida, así como analizar el correcto funcionamiento del ADC del receptor y, por tanto, de los datos entregados al módulo FFT en el mismo.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

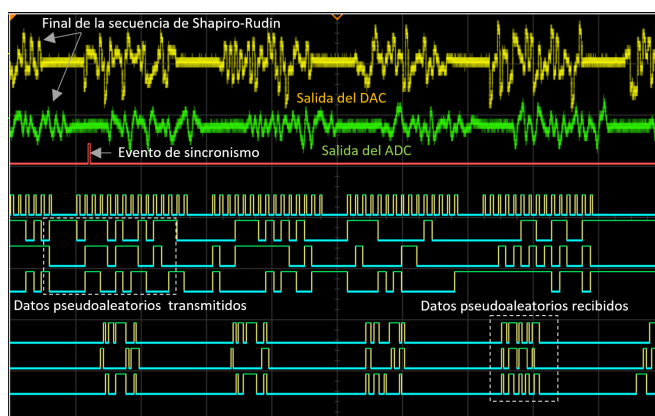
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

La figura 5.30(b) muestra una transmisión donde los datos de salida del modulador QAM (a la entrada del bloque IFFT del transmisor) son constantes (no aleatorios) e iguales en las distintas subportadoras, lo que da lugar a la típica señal OFDM con un impulso y una sucesión de muestras de bajo nivel. Entre las tramas de datos se insertaban periódicamente dos secuencias de Shapiro-Rudin consecutivas para llevar a cabo la sincronización temporal. Dada la forma tan singular de la señal de datos, es posible distinguir fácilmente la ubicación de las secuencias de entrenamiento (con un patrón más variable) en la señal presentada en el osciloscopio. En la figura, se aprecia claramente el momento exacto en el que se producen los eventos de sincronismo. Como puede verse, esto ocurre inmediatamente después de que las dos secuencias de Shapiro-Rudin hayan sido recibidas.



(a) Señales más significativas durante la transmisión de datos pseudoaleatorios



(b) Eventos de sincronismo durante la transmisión de datos constantes

Figura 5.30: Captura de pantalla realizada con un osciloscopio digital de señales mixtas durante una comunicación OFDM con el prototipo diseñado.

Aunque el prototipo implementado para transmisión OFDM en tiempo real mediante un enlace VLC sólo alcanzó un funcionamiento fiable cuando se utilizaba 8-QAM en las distintas subportadoras, se observó que las subportadoras centrales tenían capacidad suficiente para transmitir en

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

16-QAM. Esto indica que el uso de esquemas adaptativos, donde las distintas subportadoras utilicen diferentes modos de modulación según la calidad de su *subcanal* [González et al., 2006], podría permitir mejorar las tasas de datos alcanzadas por el sistema en tiempo real. Aunque la implementación de este sistema adaptativo no fue llevada a cabo en FPGA, sí se desarrollaron pruebas “*off-line*” para analizar la potencialidad de dichas técnicas adaptativas, así como la robustez del esquema de sincronización temporal a tasas de datos más altas.

5.6. Sistema OFDM adaptativo

En colaboración con el *Optical Communication Research Group* de la Universidad de Northumbria (Newcastle upon Tyne, Reino Unido), se desarrolló un montaje experimental (ver la figura 5.31) para la evaluación de esquemas OFDM adaptativos en entornos VLC.

5.6.1. Esquema adaptativo

Los algoritmos de tasa adaptativa permiten incrementar la tasa de datos del sistema mediante la adecuación de los bits a transportar por una determinada subportadora a la calidad de su subcanal. En este trabajo, se ha optado por un esquema simple pero eficiente [González et al., 2006], donde únicamente se adaptan los bits a transmitir por cada subportadora, mientras que la potencia de las mismas se mantiene constante. Sin embargo, se ha demostrado que utilizar esquemas más complejos donde se modifique además la potencia a transmitir por las distintas subportadoras, siempre que se mantenga la misma potencia promedio total, no reporta ganancias significativas en escenarios reales [Bykhovsky and Arnon, 2014]. Además, el esquema adaptativo que aquí se propone está orientado a controlar la tasa de error promedio del sistema, lo que habilita la adición de un mayor número de bits a transmitir totales en comparación con los esquemas más simples basados en mantener separadamente la BER para cada subportadora por debajo de un determinado umbral.

Tras el proceso de ecualización en el receptor, los datos recibidos (ecualizados) \tilde{X}_n son demodulados para recuperar los datos transmitidos. La SNR en la sub-banda n -ésima puede ser estimada promediando sobre una serie de símbolos $\tilde{X}_{n,i}$ recibidos en esa subportadora en sucesivas tramas OFDM, lo que puede expresarse como:

$$\gamma_n = \frac{\sum_i |\hat{X}_{n,i}|^2}{\sum_i |\hat{X}_{n,i} - \tilde{X}_{n,i}|^2} \quad (5.87)$$

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

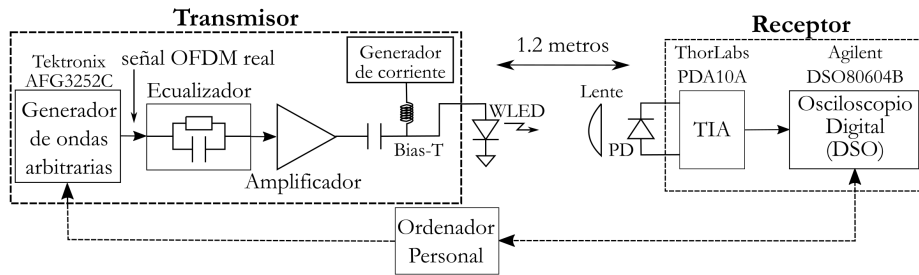
12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

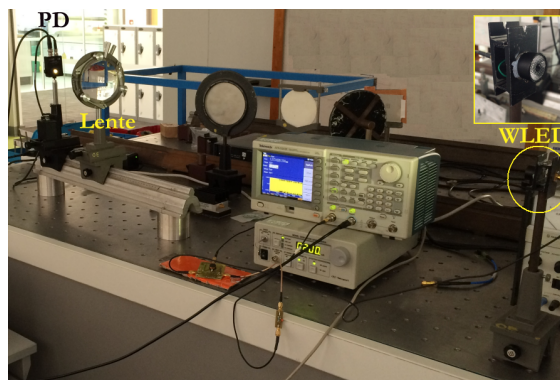
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO



(a) Esquema en bloques del sistema adaptativo implementado (AFG: *Arbitrary Function Generator*, WLED: *White Light-Emitting Diode*, PD: *Photodiode*, TIA: *Transimpedance Amplifier*, DSO: *Digital Storage Oscilloscope*)



(b) Montaje experimental para la evaluación del sistema OFDM adaptativo

Figura 5.31: Sistema adaptativo OFDM implementado [González et al., 2016b].

donde $\hat{X}_{n,i}$ son las estimaciones de los símbolos transmitidos, esto es, los símbolos demodulados. Estos valores de relación SNR de la sub-banda γ_n se comparan con unos *niveles de decisión* obtenidos a partir de las curvas de la BER frente a la SNR para los diferentes modos de modulación seleccionables. De esta forma, se selecciona el modo de modulación (incluyendo 'no transmisión', esto es, $b_n = 0$ bits a transmitir en la subportadora n -ésima) que asegure que la BER instantánea no supere el objetivo de probabilidad de error P_e prefijado. Además, los valores seleccionables para b_n está limitados a un conjunto definido $\mathbf{B} = \{0, 1, \dots, b_{\text{máx}}\}$. Obsérvese que este esquema, así definido, sería el más simple posible y establece un límite inferior de tasa de datos total, ya que únicamente busca mantener la tasa de BER controlada de manera separada para cada subportadora.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

Sin embargo, un esquema más ambicioso podría buscar cumplir la tasa de error prefijada pero en promedio. De esta forma, una vez que los bits mínimos soportados por cada subportadora han sido inicializados, se lleva a cabo el incremento de bits a transmitir por algunas subportadoras mientras se sigue asegurando que la BER promedio prefijada no es excedida. El orden en que se van seleccionando dichas subportadoras se basa en una función de costo que minimiza el incremento en la tasa de error a la vez que se maximiza el incremento en la tasa de datos con esa elección [González et al., 2006]. Este proceso de selección e incremento de modos en distintas subportadoras se repite hasta que se alcanza la tasa de error prefijada (pero sin excederla) o cuando, debido a estas actualizaciones, todas las subportadoras consiguen llegar al número máximo de bits $b_{\text{máx}}$ seleccionable.

5.6.2. Resultados

La figura 5.31(a) muestra el diagrama de bloques del prototipo diseñado. En su implementación se utilizó un único WLED fosforescente de alta potencia (Luxeon[®] Rebel SR-01-WC310), operando a una corriente de polarización (*bias*) de 200 mA. El ángulo de transmisión del haz es de 45° ya que el LED incorpora una pequeña lente. El nivel luminoso medido fue de 50 lux a distancias en torno a un metro de la fuente óptica (que es donde se ubicó el receptor óptico), lo cual es más que suficiente para lograr un funcionamiento satisfactorio del sistema. Adviértase que en un recinto cerrado, el nivel de iluminación requerido debe ser superior a 400 lux de acuerdo con las normas de iluminación [European Standard EN 12464-1, 2002], lo que llevaría a una SNR superior a la medida durante las pruebas. El WLED tiene una respuesta en frecuencia relativamente pobre, con una frecuencia de corte superior de aproximadamente 1,5 MHz. Para paliar esta escasez de ancho de banda, se utilizó un sencillo ecualizador en el transmisor [Le Minh et al., 2009], alcanzando una frecuencia de corte a -3 dB de 10,2 MHz (ver figura 5.32), evitando así la necesidad de usar –para incrementar el ancho de banda de modulación– un filtro en el azul que mermaría la potencia recibida en el receptor [Grubor et al., 2008]. Las estimaciones de SNR mostradas en la figura 5.32 fueron obtenidas para un enlace de 1,2 m entre emisor y receptor.

Se llevaron a cabo numerosos tests para evaluar el sistema, entre ellos modificar la alineación entre emisor y receptor, la distancia entre éstos o el ancho de banda de transmisión utilizado. Durante estas pruebas se constató que el sistema diseñado es capaz de sincronizarse correctamente incluso en escenarios con una relación señal-ruido alrededor de 10 dB. La figura 5.33 muestra la métrica de temporización durante la evaluación de una señal

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

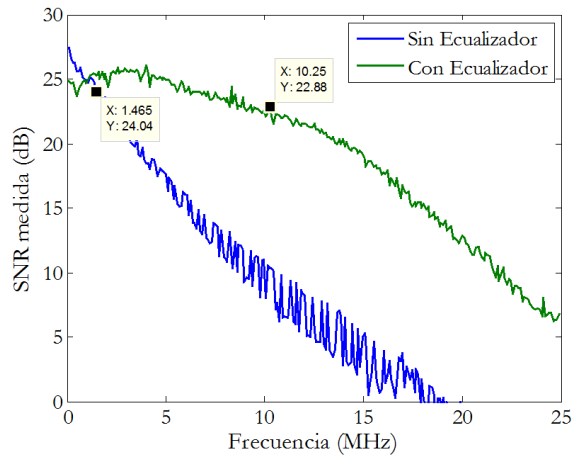


Figura 5.32: SNR medida en el receptor –con y sin ecualizador– en las distintas sub-bandas de transmisión.

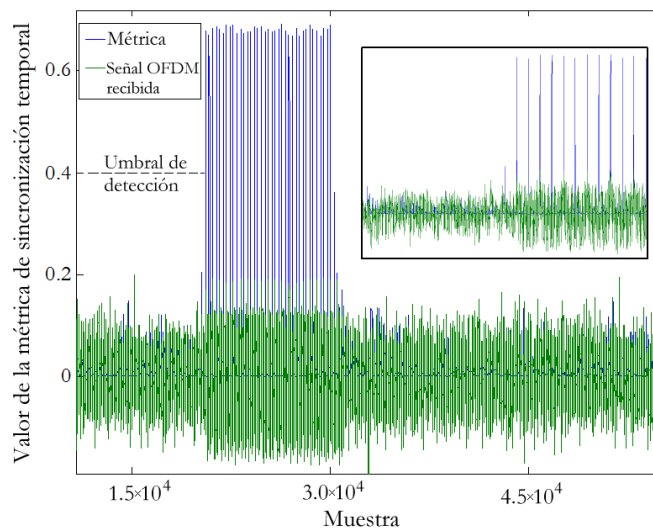


Figura 5.33: Medida de la métrica temporal durante uno de los experimentos.

OFDM recibida. El recuadro de la parte superior derecha muestra la transición entre la transmisión de datos aleatorios y el inicio de una nueva trama de entrenamiento. Los impulsos obtenidos con la métrica de sincronización (en color azul), dada por el algoritmo propuesto en las ecuaciones (5.70), (5.78) y (5.79), indican el inicio de la recepción de una trama de entrenamiento

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015. Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección https://sede.ull.es/validacion/	
Identificador del documento: 867945	Código de verificación: 1KK0puB5
Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

compuesta por $N_{TS} = 20$ secuencias, insertadas entre grupos de $N_S \gg N_{TS}$ símbolos OFDM de datos aleatorios a fin de establecer el sincronismo entre el receptor y el transmisor, así como llevar a cabo conjuntamente la estimación de la respuesta del canal. Las secuencias de entrenamiento de Shapiro-Rudin repetitivas entre las tramas de datos pueden identificarse claramente en la figura debido a su forma característica. Tras el primer impulso de la métrica que establece el sincronismo, todos los demás impulsos posteriores serán ignorados por el módulo de sincronización. Sin embargo, durante la transmisión de símbolos OFDM de datos aleatorios no hay impulsos con altura suficiente para superar el umbral de detección, imposibilitando la generación de sincronismos incorrectos.

Aunque el procesado de la señal OFDM no es en tiempo real, sino que se realiza mediante *software* en el ordenador personal, el método de sincronización descrito permitía detectar el inicio de cada trama OFDM transmitida (de N_{TS} secuencias de entrenamiento más N_S secuencias de datos) en las capturas realizadas con el osciloscopio digital. Esto permitía llevar a cabo la sincronización con la señal OFDM recibida sin requerir ningún conexionado externo para sincronizar el generador de señales con el osciloscopio. Además, con dicha sincronización, se habilitaba la ecualización del canal y demodulación de los datos transmitidos automáticamente sin requerir interacción del usuario. A continuación, el *software* determinaba los bits a transmitir por cada subportadora, de manera adaptativa a la SNR estimada para cada sub-banda (aplicando el algoritmo descrito en la sección 5.6.1), y reprogramaba nuevamente el generador de señales arbitrarias para iniciar una nueva transmisión de datos. Todos los procesos anteriores los llevaba a cabo el sistema de manera autónoma, emulando así un sistema trabajando casi en tiempo real. Esta característica es propia de este diseño, en comparación con otros sistemas *off-line* existentes que no efectúan la variación de la tasa de transmisión en tiempo real.

Se llevaron a cabo diferentes pruebas para evaluar el rendimiento del sistema OFDM adaptativo, estableciendo como parámetros principales de estudio la BER objetivo, el ancho de banda de modulación a utilizar y el número de subportadoras totales. La tabla 5.4 muestra los resultados más significativos para un enlace óptico de 1,2 m, un prefijo cíclico de $N_E = 8$ muestras para combatir la ISI, un nivel de *back-off* de 10 dB para la señal OFDM a transmitir (ver sección 5.2.4.2) y un ancho de banda de modulación B de 25 MHz. Tal y como se puede observar en la tabla 5.4, la BER medida es prácticamente la misma que la objetivo en todos los casos. Además, como se ha dicho, el sistema es adaptativo, esto es, el receptor evalúa el nivel de

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

SNR del enlace y, basándose en esa información, envía la orden pertinente al transmisor para que este reduzca o aumente la velocidad de transmisión, todo sin interacción del usuario. En la tabla se observa que se logró una tasa media de transmisión de datos de 130 Mbit/s, operando bajo el límite de $3,8 \times 10^{-3}$ exigido por los esquemas de corrección de errores FEC con un 7% de redundancia [Proakis, 2001]. Lo anterior representa una eficiencia espectral de $\eta = 5,2$ bit/s/Hz. La modulación máxima aplicada en este caso fue 128-QAM (7 bits por símbolo).

Tabla 5.4: Resultados más significativos obtenidos con el prototipo experimental del sistema OFDM adaptativo (enlace VLC de 1,2 m, $B = 25$ MHz, BO = 10 dB, $N_E = 8$).

Número de subportadoras (N)	BER objetivo	Tasa media de datos (Mbps)	BER medida
64	3×10^{-3}	113,9	$3,6 \times 10^{-3}$
128	3×10^{-3}	123,7	$4,0 \times 10^{-3}$
256	3×10^{-3}	130,0	$3,6 \times 10^{-3}$
256	1×10^{-2}	145,1	$1,3 \times 10^{-2}$
256	2×10^{-4}	103,3	$2,2 \times 10^{-4}$

La figura 5.34 muestra diversas constelaciones de datos recibidos modulados en QPSK y M -QAM ($M = 2^{b_n}$, con $b_n = 3, \dots, 7$) para el caso en que se alcanzó una velocidad de datos de 130 Mbit/s. Cuando se aumentó el límite superior de la BER a 2×10^{-2} (FEC con 20% de redundancia) el sistema fue capaz de alcanzar velocidades de transmisión de datos de 145 Mbit/s, lo que implica una eficiencia espectral de $\eta = 5,8$ bit/s/Hz.

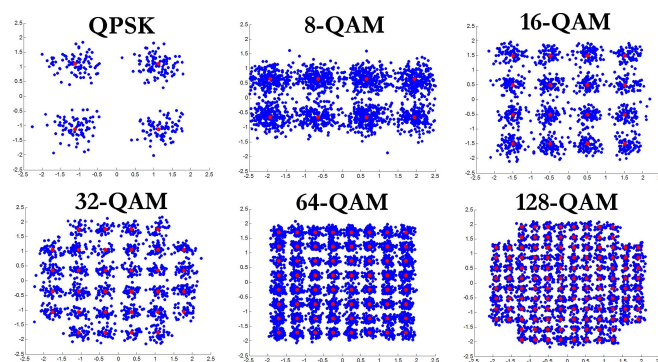


Figura 5.34: Constelación de símbolos recibidos durante la transmisión a 130 Mbps.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA
En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

De los resultados de la tabla anterior, es interesante destacar que el esquema de $N = 64$ subportadoras (IFFT/FFT de $2N = 128$ puntos) no experimenta una reducción excesiva en la tasa de datos alcanzada con respecto a los otros esquemas mostrados, mientras que constituye un caso realmente muy adecuado para aplicaciones en tiempo real [Ayyash et al., 2016]. Por otro lado, utilizar valores de N superiores a 512 no reportó incrementos significativos en las tasas alcanzadas y resultan inviables para sistemas VLC prácticos.

Aunque se pueden encontrar en la literatura experimentos donde se han obtenido tasas de datos realmente impresionantes del orden de unos Gbit/s a cortas distancias utilizando DMT [Cossu et al., 2012, Tsonev et al., 2014], lo cierto es que, cuando ya se plantean distancias más realistas, las tasas de datos alcanzadas disminuyen considerablemente [Cossu et al., 2014] (250 Mbps, $\eta < 5$ bit/s/Hz), teniéndose que para sistemas en tiempo real éstas se reducen hasta unos 100 Mbit/s en el mejor de los casos [Ayyash et al., 2016]. A pesar de ello, aun en aplicaciones prácticas VLC utilizando dispositivos WLED comerciales, parece factible alcanzar tasas de varias centenas de Mbit/s mediante la introducción de esquemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) [Zeng et al., 2009] y [Azhar et al., 2013] y/o utilizando lámparas con un mayor número de dispositivos LED para incrementar la SNR del canal, así como introduciendo un adecuado reparto de los recursos disponibles [González et al., 2016c, Hussein et al., 2016].

5.7. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la implementación al completo en FPGA de un sistema de comunicación OFDM para entornos VLC. Asimismo, se ha introducido un nuevo método de sincronización en tiempo para OFDM, que constituye una variación del método de Park et al. [2003], pero que trabaja con las propias secuencias de entrenamiento utilizadas para la estimación de la respuesta del canal previa a la transmisión de las tramas de datos, no requiriéndose por tanto del uso de preámbulos de sincronización adicionales. El esquema de sincronismo se basa en la evaluación de las secuencias de Shapiro-Rudin insertadas entre las tramas de datos para llevar a cabo el entrenamiento, permitiendo de esta forma llevar a cabo de manera conjunta la sincronización temporal del receptor con el transmisor, así como la ecualización de los símbolos recibidos a través de la estimación del canal realizada con esas mismas secuencias. Entre las ventajas de la nueva técnica de temporización propuesta, se encuentra que ésta es más simple, al procesar muestras reales (no complejas,

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

como en otros métodos) para determinar el instante de sincronismo, pero además es más robusta, al utilizar el doble de muestras que el esquema original de Park et al. [2003], lo que la hace altamente adecuada para aplicaciones prácticas en VLC donde el tamaño de la IFFT es bastante limitado. Por último, presenta como característica adicional un rendimiento predecible al utilizar secuencias de entrenamiento fijas, en contraposición a otros esquemas basados en el uso de secuencias PN para crear los preámbulos de sincronización, que dan lugar a rendimientos del algoritmo cambiantes. El algoritmo de sincronización temporal propuesto fue probado con el prototipo en tiempo real implementado, observándose un correcto funcionamiento del mismo, que permitía la sincronización del receptor con la señal OFDM recibida y su posterior demodulación. En las tablas 5.5 y 5.6 se comparan los recursos consumidos por las FPGA en la implementación de la técnica OCDMA descrita en el capítulo anterior con los requeridos por el prototipo OFDM, lo que da cuenta de la diferencia de complejidad entre ambos esquemas. En cualquier caso, esta prodigalidad de recursos del sistema OFDM se justifica al tener en cuenta la elevada eficiencia espectral que estos esquemas pueden brindar, lo que hace de esta técnica un solución óptima para alcanzar altas tasas de transmisión de datos con una complejidad de implementación moderada.

Finalmente, tras las pruebas realizadas con el prototipo diseñado en FPGA, se observó la necesidad de introducir esquemas adaptativos para adecuar la tasa de datos soportada por cada subportadora en base a la calidad (SNR) de su subcanal asociado. Aunque esta mejora no se implementó en el prototipo en tiempo real, sí se desarrolló un sistema OFDM adaptativo

Tabla 5.5: Recursos utilizados por la placa de desarrollo Spartan-3AN en la implementación del esquema OCDMA.

	Recursos	Cantidad	Porcentaje total
Transmisor	Bloques (<i>slices</i>)	1085/5888	18 %
	Registros	965/11776	8 %
	<i>Look-up Tables</i>	1682/11776	14 %
	Multiplicadores	3/24	12 %
	Recursos	Cantidad	Porcentaje total
Receptor	Bloques (<i>slices</i>)	428/5888	58 %
	Registros	2644/11776	22 %
	<i>Look-up Tables</i>	5253/11776	44 %
	Multiplicadores	9/24	37 %

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

Tabla 5.6: Recursos utilizados por la placa de desarrollo Virtex-6 ML605 en la implementación del esquema OFDM.

	Recursos	Cantidad	Porcentaje total
Transmisor	Bloques (<i>slices</i>)	6664/37680	17 %
	Registros	9403/301440	3 %
	<i>Look-up Tables</i>	13861/150 720	9 %
	Multiplicadores	73/768	9 %
	Recursos	Cantidad	Porcentaje total
Receptor	Bloques (<i>slices</i>)	8192/37680	21 %
	Registros	12940/301440	4 %
	<i>Look-up Tables</i>	17029/150720	11 %
	Multiplicadores	151/768	19 %

para evaluar la aplicabilidad de estos esquemas en entornos VLC. El diseño de este sistema buscaba emular aplicaciones realistas, por lo que se utilizaron WLED comerciales ampliamente extendidos y se evitó el uso de técnicas de ecualización de la respuesta del enlace, como las basadas en el uso de filtros en el azul, de dudosa aplicación práctica. De esta forma, se consiguió disponer de un ancho de banda de trabajo de unos 25 MHz y una SNR máxima en torno a 25 dB, lo que permitió alcanzar, con tamaños prácticos de los bloques IFFT/FFT, tasas de datos de 130 Mbit/s ($\eta = 5,2$ bit/s/Hz) durante las pruebas con un enlace óptico de 1,2 m utilizando un único emisor LED, para una BER objetivo de $3,8 \times 10^{-3}$. Así, la aplicación de técnicas de corrección FEC podría permitir la transmisión libre de errores a tasas de datos en torno a 120 Mbit/s en una aplicación real, o incluso mayores si se mejoran las condiciones de SNR del canal. De estos resultados, también se vislumbra que con la introducción de esquemas MIMO podrían lograrse fácilmente tasas de datos de varias centenas de Mbit/s en aplicaciones prácticas de VLC, pero que los pronósticos de transmisiones a varios Gbit/s aún distan mucho de ser viables en un entorno realista donde se utilice esta tecnología. En cualquier caso, no cabe duda que los sistemas de transmisión OFDM en VLC están actualmente limitados por el ancho de banda de los LED comerciales, por lo que habría que trabajar en reducir los tiempos de respuesta de los mismos para poder transmitir a mayores tasas de datos en un futuro.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras de investigación

6.1. Conclusiones

El presente trabajo aborda aspectos relacionados con el estudio del canal VLC, la aplicación de técnicas de modulación multiportadora en sistemas de comunicaciones ópticas no guiadas, específicamente, la técnica OFDM, y esquemas de acceso múltiple al medio tales como OCDMA. En concreto, por una lado, se estudia experimentalmente la robustez de un mecanismo de sincronismo adaptado a sistemas OCDMA basados en el uso de códigos ópticos aleatorios (ROC). En el caso de la técnica OFDM, se analiza su funcionalidad a nivel práctico para enlaces VLC mediante el desarrollo de prototipos para su evaluación experimental, a fin de extraer conclusiones sobre su aplicabilidad lo más realistas posible. A continuación se enumeran los resultados más destacados derivados de este trabajo:

1. Se han detallado las principales características que definen a los canales VLC en interiores, considerando el efecto que tienen las reflexiones, en las superficies del recinto, de la luz emitida por las lámparas WLED desde el punto de vista de la señal recibida en el dispositivo detector. Igualmente, se han descrito dos estructuras típicas de receptores en diversidad angular, aquéllos constituidos por una matriz de fotodetectores que incorpora una lente formadora de imagen y otros basados en múltiples ramas de detección orientadas en diferentes ángulos para obtener dicha diversidad. Los resultados presentados muestran la ganancia en SNR que se obtiene con esta segunda estructura, si bien la primera proporciona una mayor diversidad angular que, a la postre, la hace más adecuada

para su aplicación en entornos VLC multiusuario. Por otro lado, se han expuesto las configuraciones comunes de los circuitos requeridos para llevar a cabo la conversión optoelectrónica en los extremos emisor y receptor del enlace óptico, describiendo así los aspectos fundamentales de los diseños que han debido ser realizados durante la implementación de los prototipos experimentales desarrollados a lo largo de esta Tesis.

2. Se ha presentado un sistema OCDMA basado en el uso de códigos ópticos aleatorios (ROC), para comunicaciones multiusuario en el espectro visible a tasas moderadas de datos, describiendo sus características básicas de funcionamiento así como un mecanismo de sincronismo adaptado a los códigos ROC. Se han desarrollado prototipos experimentales para evaluar el rendimiento de dicho esquema ROC-OCDMA, constatándose una gran robustez del método de sincronismo, que permite la transmisión simultánea y asíncrona de un número elevado de usuarios con gran fiabilidad. Así mismo, los resultados observados durante las pruebas de laboratorio concuerdan perfectamente con lo predicho por los estudios teóricos previos, con lo que se verifica la absoluta validez de estos últimos.
3. La principal limitación del esquema OCDMA multiusuario anterior es su baja eficiencia espectral si deseamos mantener una BER aceptable, debido a la necesidad de utilizar códigos de gran longitud para la sincronización en tiempo entre los múltiples transmisores y receptores, cuando este número de usuarios simultáneos es elevado. Con esto en mente, se ha diseñado un esquema basado en la extensión cíclica de la secuencia de código base (sistema CCSE) para combatir el incremento del número de usuarios sin tener que recurrir a códigos de longitud muy elevada. Así mismo, se han implementado prototipos en FPGA que constatan la viabilidad de dicha propuesta. Adicionalmente, se han propuesto y evaluado otros esquemas derivados del anterior que permiten la transmisión de varios bits por símbolo, aunque la complejidad requerida para los receptores y su limitado incremento en la tasa de datos finalmente alcanzada no suponen una clara mejora sobre el método CCSE original más simple.
4. Se ha llevado a cabo la implementación al completo en FPGA de un sistema de comunicación OFDM en tiempo real para entornos VLC totalmente reconfigurable y válido para diversos escenarios en donde se puede modificar el número de subportadoras que procesan los bloques IFFT/FFT del transmisor y receptor, el esquema de modulación

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

QAM a utilizar para modular las subportadoras o el formato de los datos digitales procesados internamente por los distintos módulos del sistema, entre otros muchos parámetros. Aparte de dar solución a todos los retos técnicos que ha conllevado esta implementación, se ha introducido un nuevo método de sincronización temporal para sistemas OFDM, que constituye una variación del método de Park et al. [2003], pero que trabaja con las propias secuencias de entrenamiento utilizadas para la estimación de la respuesta del canal previa a la transmisión de las tramas de datos, no requiriéndose por tanto del uso de preámbulos de sincronización adicionales. La fiabilidad del esquema de sincronismo ideado, evaluada en primera instancia mediante simulación, ha sido constatada durante las pruebas experimentales realizadas con el prototipo VLC-OFDM diseñado, permitiendo una perfecta sincronización entre transmisor y receptor, habilitando la adecuada demodulación posterior de los datos transmitidos en origen.

5. Finalmente, a la vista de los resultados observados con el prototipo VLC-OFDM en tiempo real anterior, donde las deficiencias en la calidad de la SNR de algunas subportadoras limitaba el máximo esquema QAM de modulación a aplicar al conjunto del sistema para garantizar la integridad de los datos demodulados, se ha desarrollado un sistema OFDM adaptativo para evaluar experimentalmente su aplicabilidad en entornos VLC. Con el ánimo de que las conclusiones derivadas de estos estudios fueran extrapolables a entornos reales y cotidianos, se utilizaron WLED comerciales ampliamente extendidos, y se evitó el uso de técnicas para el incremento del ancho de banda del enlace, tales como las basadas en la incorporación sobre el dispositivo detector de filtros ópticos en el azul, de dudosa aplicabilidad práctica debido a la gran penalización que producen en la potencia recibida, optándose así por soluciones sencillas como la introducción de circuitos de pre-ecualización de la respuesta del LED que no afectan a la potencia óptica incidente al llevarse a cabo en el extremo emisor. Con el prototipo OFDM experimental se alcanzaron tasas de datos por encima de 100 Mbit/s para enlaces superiores a un metro mediante la aplicación de esquemas QAM adaptados a la calidad de las distintas sub-bandas de la respuesta del enlace VLC, mientras se limitaba la complejidad del sistema a implementar y el ancho de banda total a utilizar a fin de ajustarlo a situaciones realistas. El sistema VLC-OFDM adaptativo también hacía uso del algoritmo de sincronismo temporal mencionado en el punto anterior, lo que le permitía llevar a cabo de manera conjunta dicha sincronización junto con la ecualización de la

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

señal recibida a partir de las secuencias de entrenamiento transmitidas previamente a las tramas de datos propiamente dichas. La gran fiabilidad del método combinado de sincronización y ecualización, junto con las interesantes velocidades de transferencia de datos alcanzadas, hace pensar que se podrán lograr fácilmente tasas de varios centenares de Mbit/s en entornos VLC realistas mediante la aplicación conjunta de estos esquemas OFDM adaptativos y de técnicas MIMO.

6.2. Líneas futuras de investigación

Durante el desarrollo de esta Tesis, han surgido innumerables cuestiones que no han sido investigadas, pero que podrían ser el principio de futuros trabajos. Así pues, algunos de los pasos y líneas de investigación a seguir relacionadas con los principales aspectos de esta Tesis podrían ser:

1. Los esquemas OCDMA fueron probados en escenarios bastante realistas, con alcances del enlace incluso superiores a los dos metros, verificándose además que los resultados obtenidos empíricamente se ajustaban fielmente a lo predicho teóricamente. No obstante, se probó siempre con una sola lámpara LED, y un único receptor óptico. Uno de los escenarios posibles para el uso de este nuevo esquema de sincronización es una biblioteca pública, donde cada usuario elija lo que desea ver o escuchar dependiendo de su código ROC, y de la señal que en ese momento se esté transmitiendo en cada canal. Sería interesante hacer un estudio cuando varias lámparas LED transmiten diferentes datos simultáneamente en el mismo recinto. La idea sería ver la fortaleza del nuevo esquema propuesto cuando le llegan, no sólo información de la lámpara que está justo encima, sino de transmisiones con diversas amplitudes desde lámparas contiguas que se encuentran dentro del FOV del receptor óptico. Otra de las aplicaciones interesantes de los esquemas OCDMA es como técnica asíncrona de comunicación en los enlaces ascendentes para transmitir información desde los dispositivos de los usuarios hacia las lámparas (puntos de acceso de datos), presumiblemente mediante emisiones en el infrarrojo, cuyo estudio merece ser tratado en profundidad.
2. En los estudios realizados sobre la técnica OCDMA, se han obviado los aspectos relativos al *dimming*. Aunque es posible mantener el control de iluminación relativamente estable a los valores máximos mediante la introducción, cuando sea necesario, de transmisiones de secuencias de relleno, que utilicen códigos alternativos “ortogonales” a los de los

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

propios usuarios, el problema se plantea cuando se debe trabajar a bajos niveles de iluminación. Para ello, las dos soluciones obvias son o incrementar la duración de los símbolos mientras se mantiene fija la duración de los pulsos ópticos o reducir la duración de los pulsos mientras se mantiene constante la duración total del símbolo. La primera solución conlleva reducir la tasa de datos, tal vez a valores inaceptablemente bajos, mientras que la segunda provoca un incremento de las tasas de errores al reducirse la SNR. Por ese motivo, sería interesante estudiar en mayor detalle la sensibilidad del sistema a modificaciones del nivel de iluminación y buscar mecanismos para mejorar su robustez.

3. Una de las limitaciones de los sistemas OCDMA basados en el uso de códigos ROC es la baja eficiencia espectral alcanzada, del orden de 0,1 bit/s/Hz. Debido al reducido ancho de banda de los dispositivos VLC, resulta primordial estudiar la viabilidad de otras soluciones planteadas en la literatura que prometen mayores eficiencias y que aún no han sido exploradas a nivel práctico.
4. En relación al prototipo OFDM implementado, teniendo en cuenta la diferencia entre su elevada capacidad de procesamiento respecto de la requerida por la aplicación VLC, se podría llevar a cabo una mayor optimización mediante la compartición de los recursos utilizados de la FPGA. Eso permitiría la incorporación de nuevas funcionalidades, como podría ser módulos de codificación y decodificación para la corrección de errores durante la transmisión. Igualmente, dado que este prototipo en tiempo real sólo podía aplicar un mismo modo de modulación QAM idéntico para todas las subportadoras, la incorporación de esquemas adaptativos conllevaría una gran ganancia en las tasas de datos alcanzables, como se ha visto en las pruebas realizadas con el prototipo final *off-line*. Así mismo, en el diseño desarrollado, se observa que los bloques FFT permanecen inactivos durante importantes lapsos de tiempo entre la llegada de las sucesivas tramas de datos, por lo que sería factible la introducción de estructuras MIMO en el receptor y el procesado de sus distintas señales mediante un mejor aprovechamiento de esos mismos recursos, lo que permitiría mejorar las prestaciones del sistema OFDM mediante la posibilidad de poder demodular simultáneamente la información de varios canales independientes.
5. Si bien es cierto que el nuevo sistema de sincronismo propuesto en los esquemas OFDM ha sido probado y constatado a nivel práctico, lo cierto es que este experimento se realizó en un entorno controlado

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

(en un laboratorio) con visión directa (LOS). Sería interesante verificar la fiabilidad de este nuevo esquema de sincronismo en escenarios de interiores más reales, con ruido debido a la luz ambiental o a otras fuentes de iluminación artificial, o cómo afecta la pérdida de directividad en el enlace, es decir, su funcionamiento en aplicaciones no LOS. Estos aspectos no sólo son interesantes en relación al método de sincronismo, sino de la robustez del sistema OFDM para entornos VLC en general.

6. Por último, la mayor debilidad del sistema OFDM desarrollado fue el reducido ancho de banda obtenido con los *drivers* implementados para la modulación del WLED del prototipo en tiempo real. Por tanto, como principal reto a alcanzar, sería necesaria la búsqueda de mejores diseños en el emisor óptico, que nos permitan conformar la señal eléctrica en óptica con un mayor ancho de banda, sin tener que recurrir a técnicas de ecualización de la respuesta del enlace como las basadas en el uso de filtros ópticos en el azul en el receptor, para que sea de fácil implementación en escenarios realistas. En ese sentido, resulta interesante la apuesta por *drivers* que trabajen en conmutación y la mejora de sus prestaciones, debido a su mayor eficiencia energética con respecto a los de tipo lineal.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Publicaciones

Contribuciones derivadas de esta Tesis

1. Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Borja Rojas Guillama, Jesús A. Martín González, Francisco Delgado, José Rabadán. Ethernet-OCDMA system for multi-user visible light communications. Electronics Letters, 48(4):227-228, Febrero 2012.
2. Oswaldo González, Jesús A. Martín González, Marcos F. Guerra Medina, Francisco J. López Hernández, Francisco A. Delgado-Rajó. Cyclic code-shift extension keying for multi-user optical wireless communications. Electronics Letters, 51(11):847-849, Mayo 2015.
3. Marcos F. Guerra Medina, Borja Rojas Guillama, Oswaldo González, Jesús A. Martín González, Enrique Poves, Francisco J. López Hernández. Experimental optical code-division multiple access system for visible light communications. IEEE Wireless Telecommunications Symposium (WTS 2011), Nueva York (EE. UU.), Abril 2011.
4. Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Inocencio R. Martín, Silvestre Rodríguez. Timing synchronization for OFDM-based visible light communication system. IEEE Wireless Telecommunications Symposium (WTS 2016), Londres (Reino Unido), Abril 2016.
5. Borja Rojas Guillama, Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Jesús A. Martín González, Francisco Delgado, and Silvestre Rodríguez. Sistema OCDMA para comunicaciones en el espectro visible basado en códigos ópticos aleatorios. XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2011), Leganés, Septiembre 2011.
6. Marcos F. Guerra Medina, Francisco Delgado, Oswaldo González, Julio Rufo, Crisanto Quintana. Interfaz de interconexión de redes Ethernet con

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

redes ópticas inalámbricas en el visible. XXVII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2012), Elche, Septiembre 2012.

7. Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Francisco Delgado, José Rabadán. Modulador/demodulador OFDM reconfigurable, implementado en FPGA. XXVIII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2013), Santiago de Compostela, Septiembre 2013.
8. Oswaldo González, Marcos F. Guerra Medina, Jesús A. Martín González, Francisco Delgado, Alejandro Ayala, Silvestre Rodríguez. Codificación por desplazamiento de código para comunicaciones ópticas en el espectro visible con múltiples usuarios. XXIX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2014), Valencia, Septiembre 2014.
9. Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Inocencio R. Martín. Técnica de sincronización temporal para sistemas OFDM en entornos VLC. XXX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2015), Pamplona, Septiembre 2015.
10. Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Inocencio R. Martín, Silvestre Rodríguez, Alejandro Ayala, Beatriz R. Mendoza. Sistema de comunicación OFDM para entornos VLC basado en FPGA. XXXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2016), Madrid, Septiembre 2016.
11. Oswaldo González, M^a Gabriela Cabrera Castellano, Marcos F. Guerra Medina, Alejandro Ayala, Silvestre Rodríguez, Beatriz R. Mendoza. Aplicación de esquemas de modulación PAM para comunicaciones ópticas no guiadas en el visible. XXXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2016), Madrid, Septiembre 2016.

Otras colaboraciones relacionadas con esta Tesis

1. Oswaldo González, Marcos F. Guerra Medina, Inocencio R. Martín. Multi-user visible light communications. En 'Advances in Optical Communication', cap. 2, pág. 35-63. InTech, <http://dx.doi.org/10.5772/59053>, Noviembre 2014.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

2. Myléne Tahar, Thomas Q. Wang, Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Jean Armstrong. Experimental demonstration of diversity combining for asymmetrically clipped optical OFDM. *IEEE Communications Letters*, 20(5):906-909, Mayo 2016.
3. Oswaldo González, Marcos F. Guerra Medina, Inocencio R. Martín, Francisco Delgado, Rafael Pérez Jiménez. Adaptive WHTS-assisted SDMA-OFDM scheme for fair resource allocation in multi-user visible light communications. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 8(6):427-440, Junio 2016.
4. Oswaldo González, Marcos F. Guerra Medina, Francisco Delgado, Alejandro Ayala, Silvestre Rodríguez, Beatriz R. Mendoza. Esquemas MIMO-OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas en el espectro visible. XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2012), Elche, Septiembre 2012.
5. Oswaldo González, Marcos F. Guerra Medina, Inocencio R. Martín, Francisco Delgado, Silvestre Rodríguez, Alejandro Ayala. Sistema de comunicación WHTS-SDMA-OFDM para entornos VLC con múltiples usuarios. XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2015), Pamplona, Septiembre 2015.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: <i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA</i>	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ</i>	12/03/2017 17:56:08
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO</i>	20/03/2017 14:22:00



Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: <i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA</i>	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ</i>	12/03/2017 17:56:08
<i>UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA</i> <i>En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO</i>	20/03/2017 14:22:00

Bibliografía

- Anthony C. Acampora and Srikanth V. Krishnamurthy. A broadband wireless access network based on mesh-connected free-space optical links. *IEEE Personal Communications*, 6(5):62–65, October 1999.
- Kodzovi Acolatse, Yeheskel Bar-Ness, and Sarah Kate Wilson. Novel techniques of single-carrier frequency-domain equalization for optical wireless communications. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, article ID 393768:1–13, December 2011.
- Kang-Il Ahn and Jae Kyun Kwon. Color intensity modulation for multicolored visible light communications. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(24):2254–2257, December 2012.
- Masako Akanegawa, Yuichi Tanaka, and Masao Nakagawa. Basic study on traffic information system using LED traffic lights. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2(4):197–203, December 2001.
- Abdullah G. Al-Ghamdi and Jaafar M. H. Elmirghani. Line strip spot-diffusing transmitter configuration for optical wireless systems influenced by background noise and multipath dispersion. *IEEE Transactions on Communications*, 52(1):37–45, January 2004.
- Pouyan Amirshahi and Mohsed Kavehrad. Broadband access over medium and low voltage power-lines and use of white light emitting diodes for indoor communications. In *3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, volume 1, pages 473–477, Las Vegas (USA) 2006.
- Jean Armstrong. OFDM for optical communication. *Journal of Lightwave Technology*, 27(3):189–204, February 2009.
- Jean Armstrong and Arthur James Lowery. Power efficient optical OFDM. *Electronics Letters*, 42(6):370–371, March 2006.
- Jean Armstrong, Y. Ahmet Sekercioglu, and Adrian Neild. Visible light positioning: a roadmap for international standardization. *IEEE Communications Magazine*, 51(12):68–73, December 2013.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

12/03/2017 17:56:08

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

20/03/2017 14:22:00

- Shlomi Arnon. Underwater optical wireless communication network. *Optical Engineering*, 49(1):015001, January 2010.
- Malik D. Audeh and Joseph M. Kahn. Performance evaluation of baseband OOK for wireless indoor infrared LAN's operating at 100 Mb/s. *IEEE Transactions on Communications*, 43(6):2085–2094, June 1995.
- Malik D. Audeh, Joseph M. Kahn, and John R. Barry. Performance of PPM on measured non-directed indoor infrared channels. *IEEE Transactions on Communications*, 44(6):654–659, June 1996.
- Malik D. Audeh, Joseph M. Kahn, and John R. Barry. Decision-feedback equalization of pulse-position modulation on measured nondirected indoor infrared channels. *IEEE Transactions on Communications*, 47(4):500–503, April 1999.
- Moussa Ayyash, Hany Elgala, Abdallah Khreishah, Volker Jungnickel, Thomas Little, Sihua Shao, Michael Rahaim, Dominic Schulz, Jonas Hilt, and Ronald Freund. Coexistence of WiFi and LiFi toward 5G: Concepts, opportunities, and challenges. *IEEE Communications Magazine*, 54(2):64–71, February 2016.
- Ahmad Helmi Azhar, Tuan-Anh Tran, and Dominic O'Brien. A gigabit/s indoor wireless transmission using MIMO-OFDM visible-light communications. *IEEE Photonics Technology Letters*, 25(2):171–174, January 2013.
- Bo Bai, Zhengyuan Xu, and Yangyu Fu. Joint LED dimming and high capacity visible light communication by overlapping PPM. In *19th Annual Wireless and Optical Communications Conference (WOCC)*, pages 1–5, Shanghai (China), May 2010.
- Daniel J.F. Barros, Sarah K. Wilson, and Joseph M. Kahn. Comparison of orthogonal frequency-division multiplexing and pulse-amplitude modulation in indoor optical wireless links. *IEEE Transactions on Communications*, 60(1):153–163, January 2012.
- John R. Barry, Joseph M. Kahn, Edward A. Lee, and David G. Messerschmitt. High-speed nondirective optical communication for wireless networks. *IEEE Network Magazine*, 5(6):44–54, November 1991.
- John R. Barry, Joseph M. Kahn, William J. Krause, Edward A. Lee, and David G. Messerschmitt. Simulation of multipath impulse response for wireless optical channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 11(3):367–379, April 1993.
- Alexander Graham Bell, W. G. Adams, Tyndall, and W. H. Preece. Discussion on the photophone and the conversion of radiant energy into sound. *Journal of the Society of Telegraph Engineers*, 9(34):375–383, December 1880.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- P. H. Binh, V. D. Trong, D. D. Hung, P. Renucci, A. Balocchi, and X. Marie. Demonstration of 300 Mbit/s free space optical link with commercial visible LED. *2013 IEEE 11th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, pages 1–3, August 2013.
- Anthony C. Boucouvalas. Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 143(6):334–338, December 1996.
- Stephen Boyd. Multitone signals with low crest factor. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, CAS-33(10):1018–1022, April 1986.
- C. A. Brackett. Dense wavelength division multiplexing networks: Principles and applications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 8(6):948–964, 1990.
- Andrew Burton, Hoa Le Minh, Zabih Ghassemlooy, Edward Bentley, and Carmen Botella. Experimental demonstration of 50-Mb/s visible light communications using 4×4 MIMO. *IEEE Photonics Technology Letters*, 26(9):945–948, May 2014.
- Dima Bykhovsky and Shlomi Arnon. An experimental comparison of different bit-and-power-allocation algorithms for DCO-OFDM. *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, 32(8):1559–1564, April 2014.
- D. R. Campbell. MESA: A time division multiple access system. In *International Symposium on Global Communications*, page 61, June 3 1964.
- A. Bruce Carlson. Sistemas de comunicación. *McGraw Hill*, 2007.
- Jeffery B. Carruthers and Joseph M. Kahn. Angle diversity for nondirected wireless infrared communication. *IEEE Transactions on Communications*, 48(6):960–969, June 2000.
- Jeffrey B. Carruthers and Joseph M. Kahn. Multiple-subcarrier modulation for nondirected wireless infrared communication. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 14(3):538–546, April 1996.
- Frank Chang, Kiyoshi Onohara, and Takashi Mizuochi. Forward error correction for 100 G transport networks. *IEEE Communications Magazine*, 48(3):S48–S55, March 2010.
- Robert W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell System Technical Journal*, 46:1755–1796, 1966.
- Jimmy C. Chau, Kurt Matarese, and Thomas D.C. Little. IP-enabled LED lighting supporting indoor mobile and wireless communications. *8th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications and Services*, June 2010.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Kwang-Cheng Chen. Direct detect modulations of high speed indoor diffused infrared wireless transmission. In *5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, volume 4, pages 1096–1100, Hague (Holland), August 1994.
- Yiguang Wang; Li Tao; Xingxing Huang; Jianyang Shi; Nan Chi. Enhanced performance of a high-speed WDM CAP64 VLC system employing Volterra series-based nonlinear equalizer. *IEEE Photonics Journal*, 7(3):1943–0655, June 2015.
- Chi-Wai Chow, Chien-Hung Yeh, Yan-Fei Liu, and Yanchen Liu. Improved modulation speed of LED visible light communication system integrated to main electricity network. *Electronics Letters*, 47(15):867–868, August 2011.
- Hyunchae Chun, Chien-Jung Chiang, and Dominic C. O'Brien. Visible light communication using oleds: Illumination and channel modeling. *2012 International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, pages 1–3, November 2012.
- Fan R. K. Chung, Jawad A. Salehi, and Victor K. Wei. Optical orthogonal codes: Design, analysis and applications. *IEEE Transactions on Information Theory*, 35(3):595–604, July 1989.
- Leonard J. Cimini. Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Transactions on Communications*, CM-33: 665–675, 1985.
- James W. Cooley and John W. Tukey. An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series. *Mathematics of Computation*, 19(90):297–301, April 1965.
- Giulio Cossu, Amir M. Khalid, Pallab Choudhury, Raffaele Corsini, and Ernesto Ciaramella. 3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED. *Optics Express*, 20(26):B501–B506, December 2012.
- Giulio Cossu, Raffaele Corsini, and Ernesto Ciaramella. High-speed bi-directional optical wireless system in non-directed line-of-sight configuration. *Journal of Lightwave Technology*, 32(10):2035–2040, May 2014.
- Mary H. Crawford. LEDs for solid-state lighting: Performance challenges and recent advances. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, 15(4):1028–1040, July-Aug. 2009.
- Cree News. *Cree first to break 300 lumens-per-watt barrier*. Cree, Inc., 2014. URL <http://www.cree.com/News-and-Events/Cree-News/Press-Releases/2014/March/300LPW-LED-barrier>.
- Kaiyun Cui, Gang Chen, Qunfeng He, and Zhengyuan Xu. Indoor optical wireless communication by ultraviolet and visible light. In *Proceedings of SPIE 7464, Free-Space Laser Communications IX*, volume 7464, pages 1–9, San Diego (CA, USA), August 2009. doi:10.1117/12.826312.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Guillermo del Campo Jiménez, Rafael Pérez Jiménez, and Francisco J. López Hernández. Constraints on drivers for visible light communications emitters based on energy efficiency. *Optics Express*, 24(9):9994–9999, May 2016.
- Francisco Delgado, Rafael Pérez Jiménez, José Rabadán, and Francisco J. López Hernández. Design of a fast frequency-hopping spread-spectrum system for wireless infrared communications. *Electronics Letters*, 36(17):1510–1512, August 2000.
- Francisco Delgado, Rafael Pérez Jiménez, José Rabadán, Miguel A. Bacallado, and Francisco J. López Hernández. Experimental characterization of a low-cost fast frequency-hopping spread-spectrum system for wireless in-house optical communications. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 48(1):10–16, February 2002.
- Francisco Delgado, Rafael Pérez Jiménez, Santiago Pérez, and Oswaldo González. FHSS optical transceiver for short range low-speed indoor sensor interconnection. *Microwave and Optical Technology Letters*, 48(11):2193–2197, November 2006.
- Francisco Delgado, Iván Quintana, Julio Rufo, José A. Rabadán, Crisanto Quintana, and Rafael Pérez Jiménez. Design and implementation of an Ethernet-VLC interface for broadcast transmissions. *IEEE Communications Letters*, 14(12):1089–1091, December 2010.
- Francisco A. Delgado Rajó, Víctor Guerra, José Rabadán, Julio Rufo Torres, and Rafael Pérez Jiménez. Color shift keying communication system with a modified PPM synchronization scheme. *IEEE Photonics Technology Letters*, 26(18):1851–1854, September 2014.
- Sarangi Devasmitha Dissanayake and Jean Armstrong. Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD systems. *Journal of Lightwave Technology*, 31(7):1063–1072, April 2013.
- Sarangi Devasmitha Dissanayake, Kusha Panta, and Jean Armstrong. A novel technique to simultaneously transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in IM/DD systems. In *IEEE GLOBECOM Workshops*, pages 782–786, Houston (USA), December 2011.
- Pouyan Djahani and Joseph M. Kahn. Analysis of infrared wireless links employing multibeam transmitter and imaging diversity receivers. *IEEE Transactions on Communications*, 48(12):2077–2088, December 2000.
- Ove Edfors, Magnus Sandel, Jan-Jaap van de Beek, Sarah Kate Wilson, and Per Ola Börjesson. OFDM channel estimation by singular value decomposition. *IEEE Transactions on Communications*, 46(7):931–939, July 1998.
- Hany Elgala and Thomas D.C. Little. Reverse polarity optical-OFDM (RPO-OFDM): dimming compatible OFDM for gigabit VLC links. *Optics Express*, 21(20):24288–24299, October 2013.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

- Hany Elgala, Raed Mesleh, Harald Haas, and Bogdan Priscope. OFDM visible light wireless communication based on white LEDs. In *65th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, pages 2185–2189, Dublin (Ireland), April 2007.
- Hany Elgala, Raed Mesleh, and Harald Haas. Indoor broadcasting via white LEDs and OFDM. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 55(3):1127–1134, August 2009.
- Jaafar M. H. Elmirghani and Robert A. Cryan. Hybrid PPM-CDMA systems utilizing optical orthogonal codes for indoor wireless infrared communication. *Microwave and Optical Technology Letters*, 8(1):44–47, January 1995.
- European Standard EN 12464-1. Lighting of indoor work places. *European Committee for Standardization (CEN)*, 2002.
- Gábor Galbács. A review of applications and experimental improvements related to diode laser atomic spectroscopy. *Applied Spectroscopy Reviews*, 41:259–303, February 2006.
- Fritz R. Gfeller and Urs Bapst. Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation. *Proceedings of the IEEE*, 67(11):1474–1486, November 1979.
- Oswaldo González. *Estudio de la aplicación de técnicas de modulación OFDM para comunicaciones ópticas no guiadas en el canal infrarrojo*. PhD thesis, Universidad de La Laguna, 2005.
- Oswaldo González, R. Pérez-Jiménez, S. Rodríguez, J. Rabadán, and A. Ayala. OFDM over indoor wireless optical channel. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 152(4):199–204, August 2005a.
- Oswaldo González, Silvestre Rodríguez, Rafael Pérez Jiménez, Beatriz R. Mendoza, and Alejandro Ayala. Error analysis of the simulated impulse response on indoor wireless optical channels using a Monte Carlo based ray-tracing algorithm. *IEEE Transactions on Communications*, 53(1):124–130, January 2005b.
- Oswaldo González, Rafael Pérez Jiménez, Silvestre Rodríguez, José Rabadán, and Alejandro Ayala. Adaptive OFDM system for communications over the indoor wireless optical channel. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 153(4):139–144, August 2006.
- Oswaldo González, Jesús A. Martín González, Enrique Poves, Francisco J. López Hernández, and Rafael Pérez Jiménez. Adaptive code-division multiple-access system for communications over indoor wireless optical channels based on random optical codes. *IET Optoelectronics*, 3(4):187–196, August 2009.
- Oswaldo González, Marcos F. Guerra Medina, and Inocencio R. Martín. Multi-user visible light communications. In *Advances in Optical Communication*, chapter 2, pages 35–63. InTech, <http://dx.doi.org/10.5772/59053>, November 2014.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Oswaldo González, Jesús A. Martín González, Marcos F. Guerra Medina, Francisco J. López Hernández, and Francisco A. Delgado Rajó. Cyclic code-shift extension keying for multi-user optical wireless communications. *Electronics Letters*, 51(11): 847–849, May 2015.
- Oswaldo González, M^a Gabriela Cabrera Castellano, Marcos F. Guerra Medina, Alejandro Ayala, Silvestre Rodríguez, and Beatriz R. Mendoza. Aplicación de esquemas de modulación PAM para comunicaciones ópticas no guiadas en el visible. In *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2016)*, Madrid (Spain), September 2016a.
- Oswaldo González, Marcos F. Guerra Medina, Hoa Le Minh, Zabih Ghassemlooy, and Andrew Burton. High spectral efficiency rate-adaptive OFDM VLC system with robust timing synchronization. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016b. submitted for publication.
- Oswaldo González, Marcos F. Guerra Medina, Inocencio R. Martín, Francisco Delgado, and Rafael Pérez Jiménez. Adaptive WHTS-assisted SDMA-OFDM scheme for fair resource allocation in multi-user visible light communications. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 8(6):427–440, June 2016c.
- Liane Grobe, Anagnostis Paraskevopoulos, Jonas Hilt, Dominic Schulz, Friedrich Lassak, Florian Hartlieb, Christoph Kottke, Volker Jungnickel, and Klaus-Dieter Langer. High-speed visible light communication systems. *IEEE Communications Magazine*, 51(12):60–66, December 2013.
- Jelena Grubor and Klaus-Dieter Langer. Efficient signal processing in OFDM-based indoor optical wireless links. *Journal of Networks*, 5(2):197–211, February 2010.
- Jelena Grubor, Volker Jungnickel, and Klaus-Dieter Langer. Capacity analysis in indoor wireless infrared communication using adaptive multiple subcarrier transmission. In *7th International Conference on Transparent Optical Networks (ITCON)*, volume 2, pages 171–174, Barcelona (Spain), July 2005.
- Jelena Grubor, Volker Jungnickel, and Klaus-Dieter Langer. Adaptive optical wireless OFDM system with controlled asymmetric clipping. In *41th IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, volume 2, pages 171–174, Pacific Grove (CA, USA), November 2007.
- Jelena Grubor, Sebastian Randel, Klaus-Dieter Langer, and Joachim W. Walewski. Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting. *Journal of Lightwave Technology*, 26(24):3883–3892, December 2008.
- Víctor Guerra. *Contribution on the study of underwater wireless optical links: Channel prediction and energy efficiency*. PhD thesis, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 2016.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Marcos F. Guerra Medina, Borja Rojas Guillama, Oswaldo González, Jesús A. Martín González, Enrique Poves, and Francisco J. López Hernández. Experimental optical code-division multiple access system for visible light communications. In *IEEE Wireless Telecommunications Symposium (WTS 2011)*, New York (USA), April 2011.
- Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Borja Rojas Guillama, Jesús A. Martín González, Francisco Delgado, and José Rabadán. Ethernet-OCDMA system for multi-user visible light communications. *Electronics Letters*, 48(4):227–228, 2012.
- Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Francisco Delgado, and José Rabadán. Modulador/demodulador OFDM reconfigurable, implementado en FPGA. In *XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2013)*, Santiago de Compostela (Spain), September 2013.
- Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, and Inocencio R. Martín. Técnica de sincronización temporal para sistemas OFDM en entornos VLC. In *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2015)*, Pamplona (Spain), September 2015.
- Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Inocencio R. Martín, and Silvestre Rodríguez. Timing synchronization for OFDM-based visible light communication system. In *IEEE Wireless Telecommunications Symposium (WTS 2016)*, London (UK), April 2016a.
- Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Inocencio R. Martín, Silvestre Rodríguez, Alejandro Ayala, and Beatriz R. Mendoza. Sistema de comunicación OFDM para entornos VLC basado en FPGA. In *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2016)*, Madrid (Spain), September 2016b.
- Sidhant Gupta, Ke-Yu Chen, Matthew S. Reynolds, and Shwetak N. Patel. Lightwave: Using compact fluorescent lights as sensors. In *Proceedings of the 13th International Conference on Ubiquitous Computing, UbiComp '11*, pages 65–74, New York, NY, USA, 2011. ACM. ISBN 978-1-4503-0630-0. doi: 10.1145/2030112.2030122. URL <http://doi.acm.org/10.1145/2030112.2030122>.
- Harald Haas. Wireless data from light bulb. Edinburgh, July 2011. TED Global. URL http://www.ted.com/talks/harald_haas_wireless_data_from_every_light_bulb.
- Paul Anthony Haigh, Zabih Ghassemlooy, Sujana Rajbhandari, and Ioannis Papakonstantinou. Visible light communications using organic light emitting diodes. *IEEE Communications Magazine*, 51(8):148–154, August 2013a.
- Paul Anthony Haigh, Zabih Ghassemlooy, Sujana Rajbhandari, and Ioannis Papakonstantinou. Visible light communications using organic light emitting diodes. *IEEE Communications Magazine*, 51(8):148–154, August 2013b.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Paul Anthony Haigh, Andrew Burton, Khald Werfli, Hoa Le Minh, Edward Bentley, Petr Chvojka, Wasiu O. Popoola, Ioannis Papakonstantinou, and Stanislav Zvanovec. A multi-CAP visible-light communications system with 4.85-b/s/Hz spectral efficiency. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 33(9): 1771–1779, September 2015.
- Lajos Hanzo, Matthias Münster, Byoung-Jo Choi, and Thomas Keller. *OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting*. John Wiley & Sons, West Sussex, England, 2003.
- Homayoun Hashemi, Gang Yun, Mohsed Kavehrad, Farbod Behbahani, and Peter A. Galko. Indoor propagation measurements at infrared frequencies for wireless local area networks applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43(3): 562–576, August 1994.
- Cuiwei He and Jean Armstrong. Clipping noise mitigation in optical OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, PP(99):1–1, December 2016.
- Cuiwei He, Thomas Q. Wang, and Jean Armstrong. Performance of optical receivers using photodetectors with different fields of view in a MIMO ACO-OFDM system. *Journal of Lightwave Technology*, 33(23):4957–4967, December 2015.
- Cuiwei He, Thomas Q. Wang, and Jean Armstrong. Performance comparison between spatial multiplexing and spatial modulation in indoor MIMO visible light communication systems. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 1–6, Kuala Lumpur (Malaysia), May 2016.
- Peter Höher, Stefan Kaiser, and Patrick Robertson. Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency. *Proc. Sixth Communication Theory Mini-Conf. Conjunction with IEEE Global Telecommunication Conference, GTC'97*, pages 90–96, November 1997.
- Ahmed Taha Hussein, Mohammed T. Alresheedi, and Jaafar M. H. Elmirghani. Fast and efficient adaptation techniques for visible light communication systems. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 8(6):382–397, June 2016.
- IEEE Std 802.11-1997. *IEEE Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*. IEEE Standards Association, 1997.
- IEEE Std 802.15.7-2011. *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light*. IEEE Standards Association, 2011.
- IrDA. Infrared Data Association. URL <http://www.irda.org>.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Shinya Iwasaki, Chinthaka Premachandra, Tomohiro Endo, Toshiaki Fujii, Masayuki Tanimoto, and Yoshikatsu Kimura. Visible light road-to-vehicle communication using high-speed camera. In *IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pages 13–18, Eindhoven (Netherlands), June 2008.
- D. K. Jackson, T. K. Buffaloe, and S. B. Leeb. Fiat lux: a fluorescent lamp digital transceiver. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(3):625–630, May/June 1998.
- Svetla T. Jivkova and Mohsed Kavehrad. Multispot diffusing configuration for wireless infrared access. *IEEE Transactions on Communications*, 48(6):970–978, June 2000.
- Aleksandar Jovicic, Junyi Li, and Tom Richardson. Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market. *IEEE Communications Magazine*, 51(12):26–32, December 2013.
- Volker Jungnickel, Volker Pohl, Stephan Nönnig, and Clemens von Helmolt. A physical model of the wireless infrared communication channel. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(3):631–640, April 2002.
- Joseph M. Kahn and John R. Barry. Wireless infrared communications. *Proceedings of the IEEE*, 85(2):265–298, February 1997.
- Joseph M. Kahn, John R. Barry, Malik D. Audeh, Jeffrey B. Carruthers, William J. Krause, and Gene W. Marsh. Non-directed infrared links for high-capacity wireless LANs. *IEEE Personal Communications*, 1(2):12–25, 2nd Quarter 1994.
- Joseph M. Kahn, William J. Krause, and Jeffrey B. Carruthers. Experimental characterisation of non-directed indoor infrared channels. *IEEE Transactions on Communications*, 43(2/3/4):1613–1623, February/March/April 1995.
- Joseph M. Kahn, Pouyan Djahani, Amy G. Weisbin, Beh Kian Teik, and Andrew Tang. Imaging diversity receivers for high-speed infrared wireless communication. *IEEE Communications Magazine*, 36(12):88–94, December 1998.
- Yeonsu Kang, Sooyoung Kim, Doseob Ahn, and Hojin Lee. Timing estimation for OFDM systems by using a correlation sequence of preamble. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 54(4):1600–1608, December 2008.
- Dilukshan Karunatilaka, Fahad Zafar, Vineetha Kalavally, and Rajendran Parthiban. LED based indoor visible light communications: State of the art. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 17(3):1649–1678, Third Quarter 2015.
- Mohsed Kavehrad and Svetla Jivkova. Indoor broadband optical wireless communications: optical subsystems designs and their impact on channel characteristics. *IEEE Wireless Communications*, 10(2):30–35, April 2003.
- Mohsen Kavehrad. Sustainable energy-efficient wireless applications using light. *IEEE Communications Magazine*, 48(12):66–73, December 2010.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Anthony E. Kelly, Jonathan J. D. McKendry, Shuailong Zhang, David Massoubre, Bruce R. Rae, Richard P. Green, Robert K. Henderson, and Martin D. Dawson. High-speed GaN micro-LED arrays for data communications. In *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–5, Coventry (UK), July 2012.
- Amir M. Khalid, Giulio Cossu, Raffaele Corsini, Pallab Choudhury, and Ernesto Ciaramella. 1-Gb/s transmission over a phosphorescent white LED by using rate-adaptive discrete multitone modulation. *IEEE Photonics Journal*, 4(5):1465–1473, October 2012.
- Jung Ju Kim, Jung Ho Noh, and Kyung Hi Chang. Robust timing and frequency synchronization techniques for OFDM-FDMA systems. *IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation, 2005*, pages 716–719, December 2005.
- Toshihiko Komine and Masao Nakagawa. Integrated system of white LED visible-light communication and power-line communication. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 49(1):71–79, February 2003.
- Toshihiko Komine and Masao Nakagawa. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 50(1):100–107, February 2004.
- Toshihiko Komine, Shinichiro Haruyama, and Masao Nakagawa. A study of shadowing on indoor visible-light wireless communication utilizing plural white LED lightings. *Wireless Personal Communications*, 34(1-2):211–225, July 2005.
- Toshihiko Komine, Shinichiro Haruyama, and Masao Nakagawa. Performance evaluation of narrowband OFDM on integrated system of power line communication and visible light wireless communication. In *1st International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC)*, pages 6–6, Phuket (Thailand), January 2006.
- Toshihiko Komine, Jun Hwan Lee, Shinichiro Haruyama, and Masao Nakagawa. Adaptive equalization system for visible light wireless communication utilizing multiple white LED lighting equipment. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(6):2892–2900, June 2009.
- Christoph Kottke, Kai Habel, Liane Grobe, Jonas Hilt, Luz Fernández del Rosal, Anagnostis Paraskevopoulos, and Klaus-Dieter Langer. Single-channel wireless transmission at 806 Mbit/s using a white-light LED and a PIN-based receiver. In *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, Coventry (UK), July 2012.
- Navin Kumar and Nuno Rafael Lourenco. LED based visible light communication: A brief survey and investigation. *Journal of Engineering and Applied Sciences*, 5(4): 296–307, 2010.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

- Jae Kyun Kwon. Inverse source coding for dimming in visible light communications using NRZ-OOK on reliable links. *IEEE Photonics Technology Letters*, 22(19):1455–1457, October 2010.
- Jae Kyun Kwon and Kang-Il Ahn. Capacity analysis of M-PAM inverse source coding in visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, 30(10):1399–1404, May 2012.
- Hoa Le Minh, Dominic O’Brien, Grahame Faulkner, Lubin Zeng, Kyungwoo Lee, Daekwang Jung, and YunJe Oh. High-speed visible light communications using multiple-resonant equalization. *IEEE Photonics Technology Letters*, 20(14):143–1245, July 2008.
- Hoa Le Minh, Dominic O’Brien, Grahame Faulkner, Lubin Zeng, Kyungwoo Lee, Daekwang Jung, YunJe Oh, and Eun Tae Won. 100-Mb/s NRZ visible light communications using a postequalized white LED. *IEEE Photonics Technology Letters*, 21(15):1063–1065, August 2009.
- Kwonhyung Lee, Hyuncheol Park, and John R. Barry. Indoor Channel Characteristics for visible Light Communications. *IEEE Communications Letters*, 15(2):217–219, February 2011.
- Sang Hyun Lee, Kang-Il Ahn, and Jae Kyun Kwon. Multilevel transmission in dimmable visible light communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, 31(20):3267–3276, October 2013.
- Liqun Li, Pan Hu, Chunyi Peng, Guobin Shen, and Feng Zhao. Epsilon: A visible light based positioning system. In *11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI)*, pages 331–343, Seattle (WA, USA), April 2014. URL <https://www.usenix.org/conference/nsdi14/technical-sessions/presentation/li>.
- Xia Li, R. Mardling, and Jean Armstrong. Channel capacity of IM/DD optical communication system and of ACO-OFDM. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 2128–2133, Glasgow (UK), June 2007.
- Lightpointe. URL <http://www.lightpointe.com>.
- Thomas D. C. Little, Pinheiro Dib, Kunal Shah, N. Barraford, and Benjamin Gallagher. Using LED lighting for ubiquitous indoor wireless networking. *2008 IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications*, pages 373–378, October 2008.
- Cipriano T. Lomba, Rui T. Valadas, and A.M. de Oliveira Duarte. Experimental characterisation and modelling of the reflection of infrared signals on indoor surfaces. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 145(3):191–197, June 1998.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Francisco J. López Hernández, Rafael Pérez Jiménez, and Asunción Santamaría. Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels. *Electronics Letters*, 34(12):1260–1262, June 1998a.
- Francisco J. López Hernández, Rafael Pérez Jiménez, and Asunción Santamaría. Modified Monte Carlo scheme for high-efficiency simulation of the impulse response on diffuse IR wireless indoor channel. *Electronics Letters*, 34(19):1819–1821, September 1998b.
- Ben Lu and Xiaodong Wang. Bayesian blind turbo receiver for coded OFDM systems with frequency offset and frequency-selective fading. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19(12):2516–2527, December 2001.
- Lumileds White Paper. *Evaluating the lifetime behavior of LED systems*. Lumileds Holding B.V., 2016. URL <http://www.lumileds.com/uploads/167/WP15-pdf>.
- José Martín Luna Rivera, Rafael Pérez Jiménez, Víctor Guerra Yáñez, Cristo Suárez Rodríguez, and Francisco A. Delgado Rajó. Combined CSK and pulse position modulation scheme for indoor visible light communications. *Electronics Letters*, 50(10):762–764, May 2014.
- Hao Ma, Lutz Lampe, and Steve Hranilovic. Integration of indoor visible light and power line communication systems. In *IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pages 291–296, Johannesburg (South Africa), March 2013.
- Gene W. Marsh and Joseph M. Kahn. Performance evaluation of experimental 50-Mb/s diffuse infrared wireless link using on-off keying with decision-feedback equalization. *IEEE Transactions on Communications*, 44(11):1496–1504, November 1996.
- Jesús A. Martín González, Enrique Poves, and Francisco J. López Hernández. Random optical codes used in optical networks. *IET Communications*, 3(8):1392–1401, August 2009.
- Jesús A. Martín González, Oswaldo González, Enrique Poves, Francisco J. López Hernández, and S. Rodríguez. Esquemas de sincronismo para sistemas OCDMA basado en códigos ópticos aleatorios. In *XXV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2010)*, Bilbao (Spain), September 2010.
- Jesús A. Martín González, Oswaldo González, Enrique Poves, Francisco J. López Hernández, and Rafael Pérez Jiménez. Code acquisition of random optical codes in optical code-division multiple-access. *IET Communications*, 6(18):3176–3188, December 2012.
- Jesús Ángel Martín González. *Contribución al diseño de modelos de codificación pseudo-aleatoria en sistemas OCDMA incoherentes y asíncronos*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Madrid, 2009.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- M. J. McMullagh and D. R. Wisely. 155 Mbit/s optical wireless link using a bootstrap silicon APD receiver. *Electronics Letters*, 30(5):430–432, March 1994.
- Raed Mesleh, Hany Elgala, and Harald Haas. Optical spatial modulation. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 3(3):243–244, March 2011.
- Hoa Le Minh, Zabih Ghassemlooy, Andrew Burton, and Paul Anthony Haigh. Equalization for organic light emitting diodes in visible light communication. *2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, pages 828–832, December 2011.
- Hlaing Minn, M. Zeng, and Vijay K. Bhargava. On timing offset estimation for OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 4(7):242–244, July 2000.
- Hlaing Minn, Vijay K. Bhargava, and Khaled Ben Letaief. A robust timing and frequency synchronizaion for OFDM systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(4):822–839, July 2003.
- Takashi Mizuochi. Recent progress in forward error correction and its interplay with transmission impairments. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 12(4):544–554, July/August 2006.
- Eric Monteiro and Steve Hranilovic. Design and implementation of color-shift keying for visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, 32(10):2053–2060, May 2014.
- Paul H. Moose. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency off-set correction. *IEEE Transactions on Communications*, 42:2908–2914, October 1994.
- Adriano J.C. Moreira, Rui T. Valadas, and A.M. de Oliveira Duarte. Performance of infrared transmission systems under ambient light interference. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 143(6):339–346, December 1996.
- Adriano J.C. Moreira, Rui T. Valadas, and A.M. de Oliveira Duarte. Optical interference produced by artificial light. *Wireless Networks*, 3(2):131–140, May 1997.
- Ravi Narasimham, Joseph M. Kahn, and Malik D. Audeh. Effect of electronic-ballast fluorescent lighting on wireless infrared links. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 143(6):347–354, December 1996.
- Homayoun Nikookar and Ramjee Prasad. On the sensitivity of multicarrier transmission over multipath channels to phase noise and frequency offset. *PIMRC'96 and IEEE International Symposium on Personal and Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 68–72, October 1996.
- Mohammad Noshad and Maïté Brandt-Pearce. Application of expurgated PPM to indoor visible light communications–Part I: single-user systems. *Journal of Lightwave Technology*, 32(5):875–882, March 2014a.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Mohammad Noshad and Maïté Brandt-Pearce. Application of expurgated PPM to indoor visible light communications—Part II: Access networks. *Journal of Lightwave Technology*, 32(5):883–890, March 2014b.
- Dominic O’Brien, Hoa Le Minh, Grahame Faulkner, Mike Wolf, Liane Grobe, Jianhui Li, and Olivier Bouchet. High data-rate infra-red optical wireless communications: implementation challenges. *2010 IEEE Globecom Workshops*, pages 1047–1051, December 2010.
- Hwa Sub Oh, Jee Hue Joo, Jin Hong Lee, Jong Hyeob Baek, Jae Won Seo, and Joon Seop Kwak. Structural optimization of high-power algaingp resonant cavity light-emitting diodes for visible light communications. *Japan Society of Applied Physics*, 47(8R):6214–6216, August 2008.
- Tomoaki Ohtsuki and Joseph M. Kahn. Turbo-coded optical PPM CDMA systems. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 2, pages 939–943, Helsinki (Finland), June 2000.
- Tomoaki Ohtsuki, Iwao Sasase, and Shinsaku Mori. Overlapping multi-pulse pulse position modulation in optical direct detection channel. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, volume 2, pages 1123–1127, Geneva (Italy), May 1993.
- OMEGA. hOME Gigabit Access project. URL <http://www.ict-omega.eu>.
- M. R. Pakravan and Mohsed Kavehrad. Indoor wireless infrared channel characterization by measurements. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 50(4):1053–1073, July 2001.
- M. R. Pakravan, E. Simova, and M. Kavehrad. Holographic diffusers for indoor infrared communications systems. *International Journal of Wireless Information Networks*, 4(4):259–274, October 1997.
- Grantham Pang, Ka-Lim Ho, Thomas Kwan, and Edward Yang. Visible light communication for audio systems. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 45(4):1112–1118, November 1999a.
- Grantham Pang, Thomas Kwan, Chi-Ho Chan, and Hugh Liu. LED traffic light as a communications device. In *IEEE/IEEJ/JSAI International Conference on Intelligent Transportation Systems*, pages 788–793, Tokyo (Japan), October 1999b.
- Anagnostis Paraskevopoulos, Jelena Vučić, Sven-Hendrik Voß, and Klaus-Dieter Langer. Optical wireless communication systems in the Mb/s to Gb/s range, suitable for industrial applications. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 15(4):541–547, August 2010.
- Byungjoon Park, Hyunsoo Cheo, Changeon Kang, and Daesik Hong. A novel timing estimation method for OFDM systems. *IEEE Communications Letters*, 7(5):239–241, May 2003.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

- Hyuncheol Park. Convolutional coded pulse-position modulation on wireless optical links. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 148(4):199–207, August 2001.
- Hyuncheol Park and John R. Barry. Performance of multiple pulse position modulation on multipath channels. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 143(6):360–365, December 1996.
- Parth H. Pathak, Xiaotao Feng, Pengfei Hu, and Prasant Mohapatra. Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 17(4):2047–2077, 4th Quarter 2015.
- Aaher Peled and Amberlay Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In *International Conference on Acoustics and Speech and Signal Processing*, pages 964–967, April 1980.
- Rafael Pérez Jiménez, Manuel J. Betancor, and Víctor M. Melián. Improved PPM schemes for IR-wireless LAN. *Electronics Letters*, 32(10):885–887, May 1996a.
- Rafael Pérez Jiménez, José Rabadán, and Manuel J. Betancor. 2 Mbit/s FQPSK-2 modem for wireless infrared LANs. *Electronics Letters*, 32(20):1848–1849, September 1996b.
- Stewart D. Personik. Receiver design for optical fiber systems. *Proceedings of the IEEE*, 65(12):1670–1678, December 1977.
- Thierry Pollet, Mark Van Bladel, and Marc Moeneclaey. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise. *IEEE Transaction on Communications*, 43(2/3/4):191–193, February/March/April 1995.
- Andreas Polydoros and Christopher Weber. A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition—Part I: General theory. *IEEE Transactions on Communications*, 32(5):542–549, May 1984.
- Enrique Poves. *Técnicas de OCDMA con códigos ópticos aleatorios para redes de telecontrol/telemetría en entornos cerrados*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Madrid, 2010.
- Enrique Poves, Guillermo del Campo, Francisco J. López Hernández, Jesús A. Martín González, Oswaldo González, Julio Rufo, and Rafael Pérez Jiménez. Wireless optical communications for intra-spacecraft networks based on OCDMA with random optical codes. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 27(5):36–41, May 2012.
- John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill International Edition, Singapore, 2001.
- John G. Proakis and Dimitris G. Manolakis. *Tratamiento digital de señales: Principios, algoritmos y aplicaciones*. Prentice Hall, 1998.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Crisanto Quintana. *Contribución al estudio de estrategias de acceso al medio en redes ópticas no guiadas*. PhD thesis, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 2012.
- Crisanto Quintana, José Rabadán, Julio Rufo, Francisco Delgado, and Rafael Pérez Jiménez. Time-hopping spread-spectrum system for wireless optical communications. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 55(3):1083–1088, August 2009.
- Crisanto Quintana, Víctor Guerra, Julio Rufo, José Rabadán, and Rafael Pérez Jiménez. Reading lamp-based visible light communication system for in-flight entertainment. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 59(1):31–57, February 2013.
- José Rabadán, Miguel A. Bacallado, Francisco Delgado, Rafael Pérez Jiménez, and Francisco J. López Hernández. Conformation techniques for direct-sequence spread-spectrum wireless optical systems. *Microwave and Optical Technology Letters*, 34(5):360–364, September 2002.
- José Rabadán, Miguel A. Bacallado, Francisco Delgado, Santiago T. Pérez, and Rafael Pérez Jiménez. Experimental characterization of a direct-sequence spread-spectrum optical wireless system based on pulse-conformation techniques for in-house communications. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 50(2):484–490, May 2004.
- Sridhar Rajagopal, Richard D. Roberts, and Sang-Kyu Lim. IEEE 802.15.7 visible light communication: Modulation schemes and dimming support. *IEEE Communications Magazine*, 50(3):72–82, March 2012.
- Sujan Rajbhandari, Hyunchae Chun, Grahame Faulkner, Katherine Cameron, Aravind V. N. Jalajakumari, Robert Henderson, Dobroslav Tsonev, Muhammad Ijaz, Zhe Chen, Harald Haas, Enyuan Xie, Jonathan J. D. McKendry, Johannes Herrnsdorf Erdan Gu, Martin D. Dawson, and Dominic O'Brien. High-speed integrated visible light communication system: Device constraints and design considerations. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 33(9):1750–1757, July-Aug. 2009.
- Guangliang Ren, Yilin Chang, Hui Zhang, and Huining Zhang. Synchronization method based on a new constant envelop preamble for OFDM systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 51(1):139–143, March 2005.
- Silvestre Rodríguez, Rafael Pérez Jiménez, Francisco J. López Hernández, Oswaldo González, and Alejandro Ayala. Reflection model for calculation of the impulse response on IR-wireless indoor channels using ray-tracing algorithm. *Microwave and Optical Technology Letters*, 32(4):296–300, January 2002.
- Borja Rojas Guillama, Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, Jesús A. Martín González, Francisco Delgado, and Silvestre Rodríguez. Sistema OCDMA para

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

Fecha: 12/03/2017 17:50:38

En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

12/03/2017 17:56:08

En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ

UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA

20/03/2017 14:22:00

En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO

- comunicaciones en el espectro visible basado en códigos ópticos aleatorios. *XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2011)*, September 2011.
- Julio Rufo. *Contribución al estudio de servicios soportados sobre redes VLC (Visible Light Communications)*. PhD thesis, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 2016.
- Jawad A. Salehi. Code division multiple-access techniques in optical fiber networks—Part I: Fundamental principles. *IEEE Transactions on Communications*, 37(8): 824–833, August 1989.
- Jawad A. Salehi and C. A. Brackett. Code division multiple-access techniques in optical fiber networks—Part II: System performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 37(8):834–842, August 1989.
- Magnus Sandell, Jan-Jaap van de Beek, and Per Ola Börjesson. Timing and frequency synchronisation in OFDM system using the cyclic prefix. *International Symposium on Synchronisation*, pages 16–19, December 1995.
- Hikmet Sari, Gerald Karam, and Isabelle Jeanclaude. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Communications Magazine*, pages 100–109, February 1995.
- Timothy Schmidl and Donald Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 45(12):1613–1621, April 1997.
- E. Schubert, Y.-H. Wang, A. Cho, L.-W. Tu, and G. Zyzdik. Resonant cavity light emitting diode. *Applied Physics Letters*, 60(8):921–923, February 1992.
- E. Fred Schubert. *Light-Emitting Diodes*. Cambridge University Press, New York (USA), 2006.
- Citation Database SCOPUS. URL <https://www.elsevier.com/solutions/scopus>.
- William Shieh, Xingwen Yi, Yiran Ma, and Qi Yang. Coherent optical OFDM: has its time come? *Journal of Optical Networking*, 7(3):234–255, March 2008.
- Mark K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz, and Barry K. Levitt. Spread spectrum communications. *McGraw-Hill, Inc*, III, 1985.
- Ravinder Singh, Timothy O’Farrell, and John P. R. David. An enhanced color shift keying modulation scheme for high-speed wireless visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, 32(14):2582–2592, July 2014.
- Daniel A. Steigerwald, Jerome C. Bhat, Dave Collins, Robert M. Fletcher, Mari Ochiai Holcomb, Michael J. Ludowise, Paul S. Martin, and Serge L. Rudaz. Illumination with solid state lighting technology. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 8(2):310–320, August 2002.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Hisayoshi Sugiyama and Kiyoshi Nosu. MPPM: a method for improving the band-utilization efficiency in optical PPM. *Journal of Lightwave Technology*, 7(3):465–472, March 1989.
- Suyoto, Adit Kurniawan, and Sugihartono. An improved timing offset estimation based on symmetric identical training symbol for ofdm systems. *in ICT For Smart Society (ICISS)*, pages 145–148, September 2014.
- Mylène Tahar, Thomas Q. Wang, Marcos F. Guerra Medina, Oswaldo González, and Jean Armstrong. Experimental demonstration of diversity combining for asymmetrically clipped optical OFDM. *IEEE Communications Letters*, 20(5):906–909, May 2016.
- Yuichi Tanaka, Shinichiro Haruyama, and Masao Nakagawa. Wireless optical transmissions with white colored LED for wireless home links. In *11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, volume 2, pages 1325–1329, London (UK), September 2000.
- Yuichi Tanaka, Toshihiko Komine, Shinichiro Haruyama, and Masao Nakagawa. Indoor visible communication utilizing plural white LEDs as lighting. In *12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, volume 2, pages 81–85, San Diego (CA, USA), Sept. 30-Oct. 3 2001a.
- Yuichi Tanaka, Toshihiko Komine, Shinichiro Haruyama, and Masao Nakagawa. A basic study of optical OFDM system for indoor visible light communication utilizing plural white LEDs as lighting. In *12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, volume 2, pages F–81–F–85, San Diego (CA, USA), 30 Sept.-3 Oct. 2001b.
- Dobroslav Tsonev, Sinan Sinanovic, and Harald Haas. Complete modeling of nonlinear distortion in OFDM-based optical wireless communication. *Journal of Lightwave Technology*, 31(18):3064–3076, September 2013.
- Dobroslav Tsonev, Chun Hyunchae, Sujan Rajbhandari, Jonathan J. D. McKendry, Stefan Videv, Erdan Gu, Mohsin Haji, Scott Watson, Anthony E. Kelly, Grahame Faulkner, Martin D. Dawson, Harald Haas, and Dominic O’Brien. A 3-Gb/s single-LED OFDM-based wireless VLC link using a gallium nitride μ LED. *IEEE Photonics Technology Letters*, 26(7):637–640, April 2014.
- Rui T. Valadas, António R. Tavares, A.M. de Oliveira Duarte, Adriano C. Moreira, and Cipriano T. Lomba. The infrared physical layer of the IEEE 802.11 standard for wireless local area networks. *IEEE Communications Magazine*, 36(12):107–112, December 1998.
- Jelena Vučić. *Adaptive Modulation Technique for Broadband Communication in Indoor Optical Wireless Systems*. PhD thesis, Technische Universitaet Berlin, 2009.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Jelena Vučić, Luz Fernández, Christoph Kottke, Kai Habel, and Klaus-Dieter Langer. Implementation of a real-time DMT-based 100 Mbit/s visible-light link. In *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–5, Torino (Italy), September 2010a.
- Jelena Vučić, Christoph Kottke, Kai Habel, Andreas Büttner, Klaus-Dieter Langer, and Joachim W. Walewski. 230 Mbit/s via a wireless visible-light link based on OOK modulation of phosphorescent white LEDs. In *Conference on Optical Fiber Communication and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOC)*, pages 1–3, San Diego (CA, USA), March 2010b.
- Jelena Vučić, Christoph Kottke, Stefan Nerreter, Klaus-Dieter Langer, and Joachim W. Walewski. 513 Mbit/s visible light communications link based on DMT-modulation of a white LED. *Journal of Lightwave Technology*, 28(24):3512–3518, December 2010c.
- Thomas Q. Wang, Cuiwei He, and Jean Armstrong. Performance analysis of aperture-based receivers for MIMO IM/DD visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, December 2016.
- Yiguang Wang, Li Tao, Xingxing Huang, Jianyang Shi, and Nan Chi. 8-Gb/s RGBY LED-based WDM VLC system employing high-order CAP modulation and hybrid post equalizer. *IEEE Photonics Journal*, 7(6), December 2015. ISSN 1943-0655.
- William D. Warner and Cyril Leung. OFDM/FM frame synchronization for mobile radio data communication. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 42:302–313, August 1993.
- Stephen B. Weinstein. The history of orthogonal frequency-division multiplexing. *IEEE Communications Magazine*, 47(11):26–35, November 2009.
- Stephen B. Weinstein and Paul M. Elbert. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Transactions on Communication Technology*, COM-19(5):628–634, October 1971.
- K.K. Wong and T. O’Farrell. Spread spectrum techniques for indoor wireless IR communications. *IEEE Wireless Communications*, 10(2):54–63, April 2003.
- K.K. Wong, T. O’Farrell, and M. Kiatweerasakul. Infrared wireless communications using spread spectrum techniques. *IEE Proceedings-Optoelectronics*, 147(4):308–314, August 2000.
- Fang-Ming Wu, Chun-Ting Lin, Chia-Chien Wei, Cheng-Wei Chen, Zhen-Yu Chen, Hou-Tzu Huang, and Sien Chi. Performance comparison of OFDM signal and CAP signal over high capacity RGB-LED-based WDM visible light communication. *IEEE Photonics Journal*, 5(4):art. ID 7901507, August 2013a.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

- Fang-Ming Wu, Chia-Chien Wei, Cheng-Wei Chen, Zhen-Yu Chen, and Hou-Tzu Huang. 3.22-Gb/s WDM visible light communication of a single RGB LED employing carrier-less amplitude and phase modulation. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, pages 1–3, June 2013b.
- Guo Chang Yang. Performance analysis for synchronization and system on CDMA optical-fiber networks. *IEICE Transactions on Communications*, E77-B(10):1238–1248, October 1994. ISSN 0916-8516.
- Shang Ping Ying, Chun-Wen Tang, and Bin-Juine Huang. Characterizing LEDs for Mixture of colored LED light sources. *2006 International Conference on Electronic Materials and Packaging*, pages 1–5, January 2006.
- Gang Yun and Mohsed Kavehrad. Spot-diffusing and fly-eye receivers for indoor infrared wireless communications. In *IEEE International Conference on Selected Topics in Wireless Communications*, pages 262–265, Vancouver (Canada), June 1992.
- Lubin Zeng, Dominic C. O'Brien, Hoa Le Minh, Grahame E. Faulkner, Kyungwoo Lee, Daekwang Jung, JunJe Oh, and Eun Tae Won. High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white LED lighting. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 27(9):1654–1662, December 2009.
- Minglun Zhang, Yangan Zhang, Xueguang Yuan, and Jinnan Zhang. Mathematic models for a ray tracing method and its applications in wireless optical communications. *Optics Express*, 18(17):18431–18437, August 2010.
- Mingxuan Zhang and Zaichen Zhang. Fractionally spaced equalization in visible light communication. *2013 IEEE Wireless communications and Networking conference (WCNC)*, pages 4282–4287, April 2013.
- Shuailong Zhang, Scott Watson, Jonathan J. D. McKendry, David Massoubre, Andrew Cogman, Erdan Gu, Robert K. Henderson, Anthony E. Kelly, and Martin D. Dawson. 1.5 Gbit/s multi-channel visible light communications using CMOS-controlled GaN-based LEDs. *Journal of Lightwave Technology*, 31(8):1211–1216, February 2013.
- Junhui Zhao, Wei Yang, and Rongtao Xu. Robust time-domain OFDM timing offset estimation based on PN sequence under multipath channels. *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on*, pages 1–4, September 2010.
- Shengli Zhou and Georgios B. Giannakis. Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems. *IEEE Transactions on Communications*, 49(8):1402–1414, August 2001.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00

Xiaoming Zhu and Joseph M. Kahn. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels. *IEEE Transactions on Communications*, 50(8): 1293–1300, August 2002.

Este documento incorpora firma electrónica, y es copia auténtica de un documento electrónico archivado por la ULL según la Ley 39/2015.
Su autenticidad puede ser contrastada en la siguiente dirección <https://sede.ull.es/validacion/>

Identificador del documento: 867945

Código de verificación: 1KK0puB5

Firmado por: UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de MARCOS FULGENCIO GUERRA MEDINA	Fecha: 12/03/2017 17:50:38
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de OSWALDO BERNABE GONZALEZ HERNANDEZ	12/03/2017 17:56:08
UNIVERSIDAD DE LA LAGUNA En nombre de ERNESTO PEREDA DE PABLO	20/03/2017 14:22:00