

UNIVERSIDAD DE MÁLAGA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE
COMUNICACIONES VVLC CON
IMPLEMENTACIÓN DE ESQUEMAS DE
SEÑALIZACIÓN EN SoC FPGA

GRADO EN INGENIERÍA DE
SISTEMAS ELECTRÓNICOS

JOSÉ MIGUEL GALEAS MERCHÁN, MÁLAGA, 2021

**DESARROLLO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES VVLC CON
IMPLEMENTACIÓN DE ESQUEMAS DE SEÑALIZACIÓN EN SoC FPGA**

Autor: José Miguel Galeas Merchán

Tutor: Antonio García Zambrana

Departamento: Ingeniería de Comunicaciones

Titulación: Grado en Ingeniería de Sistemas Electrónicos

Palabras clave: FPGA, esquemas de señalización, sistemas de decisión, luz visible, Red Pitaya, distancia, seguridad, comunicaciones.

Resumen

Actualmente, las comunicaciones a distancia forman parte de nuestra vida cotidiana y, sin duda, las comunicaciones por luz visible ya son un presente. Además, son vitales para mejorar la seguridad y protección de las personas en la carretera y para disminuir el uso de ondas electromagnéticas. Es por ello, que el objetivo de este proyecto es la realización de un sistema de comunicación por luz visible orientado a vehículos implementando distintos esquemas de señalización y de decisión en un Soc FPGA para dotar de robustez al sistema y poder realizar comunicaciones a grandes distancias.

En primer lugar, se ha realizado un estudio teórico de los esquemas de señalización implementados y de los sistemas de decisión para describir las bases sobre las cuales se ha construido el trabajo.

En segundo lugar, se ha detallado el diseño del sistema y su implementación en el Soc FPGA utilizando para ello la placa de desarrollo Red Pitaya y el entorno de programación Vivado bajo el lenguaje VHDL.

En último lugar, se han realizado diferentes pruebas para comprobar el funcionamiento del sistema. Los resultados obtenidos han sido muy satisfactorios mejorando considerablemente la distancia de comunicación de partida.

**DEVELOPMENT OF A VVLC COMMUNICATIONS SYSTEM WITH SIGNALING
SCHEMES IN SoC FPGA**

Author: José Miguel Galeas Merchán

Supervisor: Antonio García Zambrana

Department: Ingeniería de Comunicaciones

Degree: Grado en Ingeniería de Sistemas Electrónicos

Keywords: FPGA, signaling schemes, decision systems, visible light, Red Pitaya, distance, security, communications.

Abstract

Currently, remote communications are part of our daily lives and, undoubtedly, visible light communications are already a present. In addition, they are vital for improve the safety and protection of people on the road and to decrease the use of electromagnetic waves. That is why the objective of this project is to realize a vehicular visible light communication system implementing different signaling schemes and decision systems in a SoC FPGA to provide robustness to the system and to be able to carry out communications over long distances.

In the first place, a theoretical study of the signaling schemes and of the decision systems implemented has been done to describe the bases on which the job has been built.

Second, the design of the system and its implementation in the Soc FPGA using the Red Pitaya development board and the programming environment Vivado under the VHDL language have been detailed.

Lastly, different test have been done to verify the functionality of the system. The results obtained have been very satisfactory improving considerably the starting communication system.

Agradecimientos

Este apartado es opcional. En él se incluirían los agradecimientos personales y profesionales. Si no los hubiere, debe eliminarse esta página y la siguiente (para ello puedes comentar la línea 48 de A0.MiTFG.tex).

Acrónimos

ETSIT	Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación
PFC	Proyecto Fin de Carrera
TFG	Trabajo Fin de Grado
TFM	Trabajo Fin de Máster
UMA	Universidad de Málaga
OOK	On-Off Keying
SoC	System on Chip
FPGA	Field Programmable Gate Array
PAOPR	Peak-to-average optical power ratio

Índice

Resumen	III
Abstract	v
Agradecimientos	VII
Acrónimos	IX
I Introducción	1
1 Introducción y visión general	3
1.1 Problemática de los accidentes de tráfico	3
1.2 Problemática de las ondas electromagnéticas	6
1.3 Ventajas y ámbito de aplicación	7
1.4 Proyectos relacionados con la comunicación por luz visible entre vehículos	9
1.5 Esquemas de señalización	10
1.6 Estructura del documento	10
1.7 Objetivo	11
II Desarrollo del proyecto	13
2 Tecnología empleada	15

2.1	Plataforma hardware	15
2.1.1	Red Pitaya	16
2.2	Plataforma software	18
3	Sistema de comunicación	21
3.1	Estándar de los sistemas VLC	21
3.2	Enlace de luz	23
3.2.1	Transmisor	24
3.2.2	Receptor	25
3.3	Sistema de partida	26
3.4	Mejoras respecto al sistema anterior	27
4	Fundamentos teóricos	29
4.1	Introducción a los esquemas de señalización	29
4.2	Pulsos alternos	30
4.3	Cancelación de pulsos	34
4.4	4-PPM	38
4.5	Comparativa 4-PPM frente a Inverse 4-PPM	41
4.6	Sistemas de decisión	41
4.6.1	Hard-decoding	42
4.6.2	Soft-decoding	43
4.6.3	Algoritmo de Viterbi	45
4.6.4	Comparativa entre los sistemas de decisión	47
4.7	Conclusiones	50
5	Implementación	51
5.1	Sistema general	51
5.2	Transmisor	53
5.3	Receptor	56
5.4	Sistema de decisión	57
5.4.1	Hard-decoding	57

5.4.2 Soft-decoding	58
5.4.3 Algoritmo de Viterbi	60
6 Pruebas	63
6.1 24 metros	66
6.2 40 metros	66
6.3 54 metros	66
6.4 60 metros	67
6.5 68 metros	67
6.6 Resumen	67
III Parte tercera.	69
Conclusiones y líneas futuras	71
IV Apéndices	73
A Manual de uso de la aplicación funcional	75
Bibliografía	78

Índice de figuras

1.1	Número y tasa de muertes por accidentes de tráfico por 100 mil habitantes. Fuente: [2]	5
1.2	Distribución de muertes por tipos de usuarios en las carreteras. Fuente: [2]	5
1.3	Gráfica del aumento de tráficos de datos en el mundo expresado en exabytes por mes. Fuente [4].	6
1.4	Espectro de frecuencia VLC. Fuente [4]	8
2.1	Red Pitaya.	16
2.2	Componentes Red Pitaya. Fuente[8]	17
2.3	Interfaz del programa Vivado.	19
3.1	División en frecuencia para los tres tipos de capas PHY. Fuente [6].	22
3.2	Sistema de transmisión-recepción completo.	24
3.3	Transmisor óptico.	25
3.4	Parte frontal del faro.	25
3.5	Parte trasera del faro	25
3.6	Transmisor óptico.	26
4.1	Diagrama de Trellis de la codificación pulsos alternos.	31
4.2	Codificación con pulsos alternos.	31
4.3	BER de pulsos alternos.	33
4.4	Potencia espectral frente a frecuencia normalizada. Fuente: [12]	33
4.5	Diagrama de Trellis de la codificación cancelación de pulsos.	35
4.6	Codificación con cancelación de pulsos.	35

4.7	BER de cancelación de pulsos.	37
4.8	Potencia espectral frente a frecuencia normalizada. Fuente: [13]	38
4.9	Pareja de bits con su respectiva codificación.	39
4.10	Codificación 4-PPM.	39
4.11	Ber de 4PPM.	40
4.12	Pareja de bits con su respectiva codificación.	41
4.13	Sistema <i>Hard-decoding</i> .	42
4.14	Sistema <i>Soft-decoding</i> .	44
4.15	Algoritmo de Viterbi.	46
4.16	Sistemas de decisión con pulsos alternos.	47
4.17	Sistemas de decisión con cancelación de pulsos.	48
4.18	Sistemas de decisión con 4-PPM.	49
4.19	Comparativa de los esquemas de codificación con su mejor sistema de decisión.	50
5.1	Diagrama de bloques general del sistema completo.	52
5.2	Diagrama de flujo de la transmisión de datos	53
5.3	Diagrama de flujo de la recepción de datos	53
5.4	Selector de codificación.	54
5.5	Cuenta de sincronismo.	55
5.6	Simulación del transmisor con cancelación de pulsos.	56
5.7	Simulación <i>hard-decoding</i> con 4PPM.	58
5.8	Diagrama de flujo.	59
5.9	Simulación <i>soft-decoding</i> con 4PPM.	60
5.10	Simulación algoritmo de Viterbi con cancelación de pulsos.	61
6.1	Sistema de transmisión-recepción completo.	63
6.2	Sistema global para la transmisión-recepción.	64
6.3	Recepción correcta de paquetes.	65
6.4	Recepción errónea de paquetes.	65
6.5	Terminal de recepción.	65

Índice de Tablas

3.1	Clasificación de dispositivos según el estándar IEEE 802.15.7. Fuente [6]	23
6.1	Prestaciones a 24 metros.	66
6.2	Prestaciones a 40 metros.	66
6.3	Prestaciones a 54 metros.	66
6.4	Prestaciones a 60 metros.	67
6.5	Prestaciones a 68 metros.	67

Parte I

Introducción

Capítulo 1

Introducción y visión general

Contenido

1.1	Problemática de los accidentes de tráfico	3
1.2	Problemática de las ondas electromagnéticas	6
1.3	Ventajas y ámbito de aplicación	7
1.4	Proyectos relacionados con la comunicación por luz visible entre vehículos	9
1.5	Esquemas de señalización	10
1.6	Estructura del documento	10
1.7	Objetivo	11

1.1. Problemática de los accidentes de tráfico

Cada año en el mundo la vida de, aproximadamente, 1.35 millones de personas termina por culpa de accidentes de tráfico. Además, entre 20 y 50 millones de personas más sufren lesiones no mortales y muchas de ellas padecen una discapacidad a causa del accidente. [1]

Estas cifras son extremadamente altas y lo más preocupante es que constituyen la principal causa de muerte entre los jóvenes de 15 a 29 años. Alrededor del 73 % de todas las defunciones por accidentes de tránsito afectan a hombres menores de 25 años. A su vez, las personas de entre 15 y 44 años representan el 48 % de las defunciones por accidentes de tráfico en todo el mundo. [1]

A lo largo de los años muchas organizaciones han trabajado para mejorar esta situación y aunque en países de ingresos altos como la mayoría de los europeos se ha conseguido descender levemente el número de muertes (no de accidentes) en otros países de ingresos bajos y medianos no se ha logrado y en los últimos 15 años la tasa de muerte por 100 mil habitantes se ha visto muy poco reducida.

Al margen del coste en vidas hay que destacar que los accidentes de tráfico causan pérdidas económicas tanto para los propios individuos, sus familias e incluso los países. Además, muchos familiares necesitan tiempo para recuperarse por el trauma psicológico. Se estima que los accidentes de tráfico suponen una pérdida del 3 % del producto interior bruto de cada país. [1]

Los factores de riesgo más importantes para que ocurran accidentes son:

- Error humano: siempre hay que tener en cuenta la posibilidad del error humano por lo que los sistemas de prevención se deberían desarrollar para tolerar dicho error. Por ello, es importante tener una infraestructura adecuada y segura, así como hacer que los vehículos sean más inteligentes y puedan comunicarse con su alrededor a través de la luz visible.
- Velocidad: el aumento de la velocidad está claramente ligado a la mortalidad y gravedad de los accidentes.
- Conducir bajo los efectos del alcohol o drogas.

En la figura 1.1 se representa la evolución de las muertes por accidentes de tráfico en los últimos años en la que se demuestra la leve reducción de la tasa de muertes en los últimos años. Por su parte, la figura 1.2 muestra las muertes en función del usuario en carretera en la que destaca que los mayores afectados en Europa, América y África son los usuarios de vehículos de cuatro ruedas y en Asia y Oceanía son los usuarios de vehículos de dos o tres ruedas, siendo las muertes de peatones un elevado porcentaje en todos los sitios. [2]

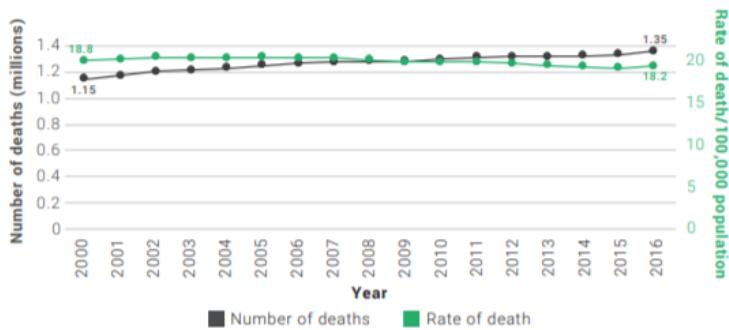


Figura 1.1: Número y tasa de muertes por accidentes de tráfico por 100 mil habitantes.

Fuente: [2]

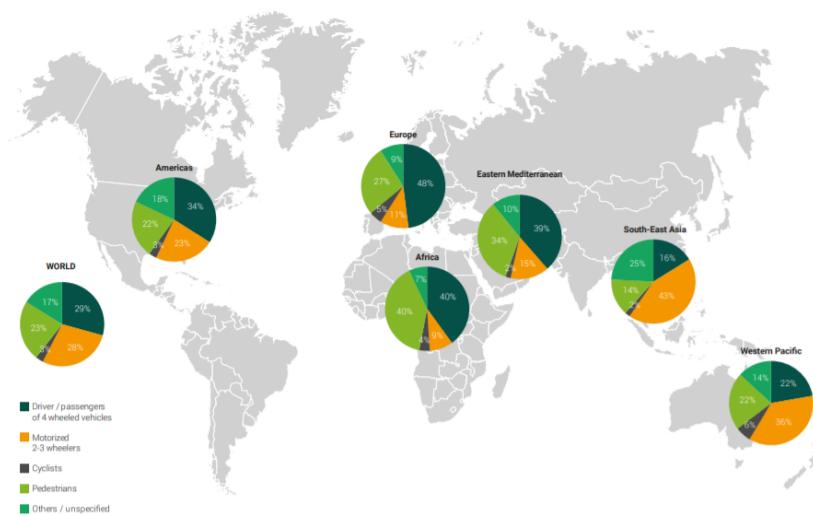


Figura 1.2: Distribución de muertes por tipos de usuarios en las carreteras. Fuente: [2]

Este trabajo se centra en el uso de la comunicación mediante luz visible en aplicaciones de automoción para mejorar la seguridad y la protección de las personas. Dicha comunicación se produciría de manera inalámbrica entre vehículos y también con la infraestructura. Gracias a esto la seguridad y la eficiencia del transporte pueden aumentarse sustancialmente para salvar más vidas.

1.2. Problemática de las ondas electromagnéticas

El consumo de electricidad ha pasado a formar parte de la vida cotidiana. Ligado a la electricidad se encuentra el campo eléctrico y magnético. Además, hoy en día no se concibe la vida sin las comunicaciones a distancia, desarrolladas gracias a la continua emisión de ondas electromagnéticas. Es cierto que es difícil exponerse a niveles elevados de radiación. En este sentido ha quedado establecido a través de investigaciones científicas que la exposición aguda a niveles elevados, tienen efectos adversos a la salud como estimulaciones neuronales y musculares. También se están estudiando los posibles efectos a largo plazo y aunque no hay ningún estudio concluyente hay indicios de que pueden ser carcinógenos para las personas debido a la sobreexposición. [3]

El espectro de radiofrecuencia está limitado por lo que, debido a la creciente demanda de conectividad, va a imponer limitaciones. En la figura 1.3 se muestra cómo se está produciendo un aumento del tráfico de datos móviles cada año y se estima que dicho aumento sea mayor en los próximos dos años. También se estima que en España se alcancen los 6.3 exabytes anuales en 2022. Para tener más conciencia de este dato se puede decir que este volumen es el equivalente a que todas las películas creadas en toda la historia crucen las redes móviles del país cada 11 horas. Este aumento está relacionado al aumento en el número de dispositivos que acceden a las redes móviles que ha crecido de manera exponencial en los últimos cincuenta años. [4]

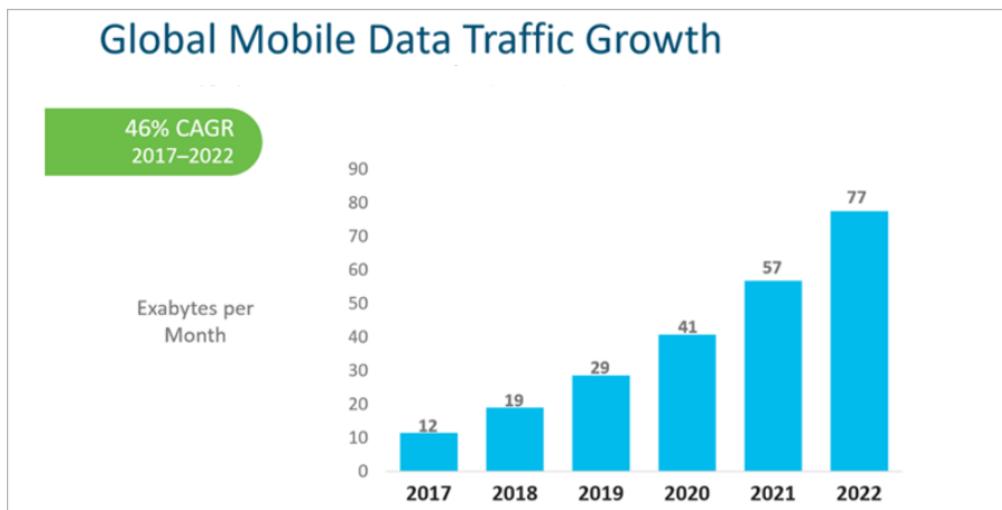


Figura 1.3: Gráfica del aumento de tráficos de datos en el mundo expresado en exabytes por mes. Fuente [4].

A parte de este problema, la comunicación por radiofrecuencia tiene más: [4]

- Interferencia: vivimos rodeados de dispositivos eléctricos que producen ondas electromagnéticas que pueden interferir entre sí o incluso con señales de dispositivos inalámbricos inhabilitando su comunicación.
- Latencia: el principal objetivo de la radiofrecuencia es la baja latencia, pero es cierto que en la realidad siempre surgen problemas de alta latencia.
- Seguridad: las ondas electromagnéticas penetran muy fácilmente por las paredes y pueden causar problemas de seguridad en la que personas ajenas puedan atacar tus dispositivos.
- Salud: como se ha comentado al inicio del apartado.

Por todo esto es importante el desarrollo de otras técnicas entre las que destaca la de comunicación por luz visible debido a sus características de canales sin licencia, alto ancho de banda y bajo consumo, que pueden ayudar a reducir el tráfico de datos y los niveles de exposición a ondas electromagnéticas.

1.3. Ventajas y ámbito de aplicación

En el apartado anterior se ha comentado la problemática del principal sistema de comunicación por lo que es importante ver cuáles serían las ventajas de la comunicación por luz visible respecto a las ondas electromagnéticas.

La comunicación por luz visible ocupa el espectro de frecuencia de 430 THz a 790 THz como se muestra en la figura 1.4. Este método de comunicación no tiene problemas respecto a las interferencias o a la alta latencia ya que posee un gran ancho de banda y presenta inmunidad a las interferencias procedentes de fuente electromagnéticas. Además, su implementación viene ligada al remplazo de las lámparas fluorescentes por diodos led, que además, tienen la capacidad de emitir información. [4]

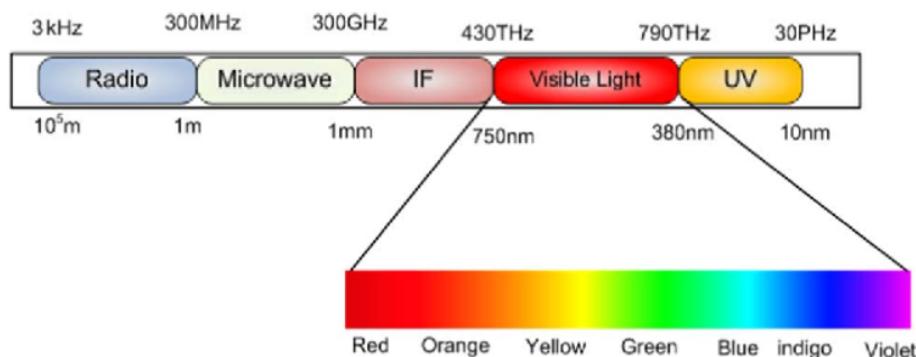


Figura 1.4: Espectro de frecuencia VLC. Fuente [4]

Es importante resaltar las potencialidades de la comunicación por luz visible, por lo que, aunque el proyecto se centre en la comunicación entre vehículos, a continuación, se van a presentar distintas aplicaciones de comunicación por luz visible [4].

- Li-Fi: es análogo al Wi-Fi y se describe como un sistema de comunicación inalámbrica de luz visible bidireccional. No tiene problemas de interferencia (por ejemplo, en aviones) y obtiene una velocidad de hasta 10 Gbits/s (250 veces mayor que la banda ancha super rápida).
- Comunicación entre vehículos: es la aplicación en la que se va a centrar el proyecto. Permite la comunicación entre vehículos e infraestructura de manera segura previniendo de posibles accidentes y ayudando a un conducción más segura y eficiente debido a la alta velocidad de comunicación.
- Comunicación bajo el agua: las ondas electromagnéticas no viajan bien en el agua del mar ya que esta no es buena conductora. Sin embargo, la luz en colores azules y verdes puede ser transmitida íntegramente, lo que puede ser útil en aplicaciones ROUV (*remotely operated underwater vehicle*).
- Hospitales: en los hospitales hay áreas sensibles a ondas electromagnéticas en las que no se recomienda su uso. Así que, es importante desarrollar sistemas por luz visible para no causar problemas por radiaciones electromagnéticas.

1.4. Proyectos relacionados con la comunicación por luz visible entre vehículos

Es importante tener algunos proyectos y trabajos de referencia para poder saber si lo que se está haciendo es correcto o no. Por lo tanto, es imprescindible contar con que estos sean accesibles a todo el mundo.

Algunos de estos proyectos para ser tomados de referencia son:

- *Visible Light Communication for Cooperative ITS*: este proyecto está desarrollado por National Laboratory of Photonic Networks en Pisa, Italia. Dicho proyecto se encuentra muy bien documentado y se centra en la explicación de la arquitectura de transmisión y recepción, así como de su aplicación en un entorno ITS en el que se está en continua comunicación tanto con otros vehículos como con la infraestructura cercana, además de contemplar su respuesta a las posibles interferencias. [5]
- *Impact of IEEE 802.15.7 Standard on Visible Light Communications Usage in Automotive Applications*: este proyecto autoriza la licencia de uso a la Universidad de Málaga. Desarrolla la comunicación por luz visible desde un punto de vista más teórico a través del estándar en el que se explican el Dimming, las topologías, la modulación en frecuencia y la estructura de trama. [6]

Por todo esto, en conclusión, se van a tomar como referencia ambos proyectos. Aunque es importante destacar que nuestro proyecto diferirá en gran medida con ambos ya que añadirá el uso de diferentes esquemas de señalización para transmitir la señal y recibirla además del uso de varios sistemas de decisión para regenerar la señal recibida. También es importante la diferencia respecto a la herramienta de recepción, que en nuestro caso será una matriz de puertas lógicas programables (FPGA) así como de su respectiva programación en lenguaje VHDL.

1.5. Esquemas de señalización

Un esquema de codificación estandariza la codificación de caracteres mediante la definición de un método único para representar los datos de tipo carácter.

La señal que se desea enviar no tiene por qué ser transmitida literalmente ya que las señales digitales tienen la posibilidad de ser codificadas para mejorar, por ejemplo, la detección de la misma en recepción y la probabilidad de corregir errores.

Por tanto, el enfoque principal de este proyecto es desarrollar distintos esquemas de codificación para conocer sus propiedades específicas y sus ventajas e inconvenientes en las comunicaciones por luz visible. Para implementar dichos esquemas se desarrollará tanto el codificador (módulo del transmisor) como el decodificador (módulo del receptor), además de distintos sistemas de decisión para hacer más robusta la transmisión y disminuir la probabilidad de errores.

Además de implementar distintos esquemas de señalización también se desarrollarán varios sistemas de decisión para interpretar y regenerar la señal recibida para dotar de mayor resistencia al ruido disminuyendo los errores.

1.6. Estructura del documento

El desarrollo del proyecto se dividirá en cinco apartados diferenciados.

El primero consiste en explicar la tecnología que se ha empleado para implementar el proyecto diferenciando entre la tecnología hardware y software.

El segundo, en comentar en que consiste el sistema de comunicación centrándonos en el estándar VLC y en el sistema de partida que se heredó tanto hardware como software.

El tercero será el apartado teórico que desarrollará las bases sobre las cuales se ha construido el trabajo describiendo los esquemas de señalización empleados, así como los sistemas de decisión.

El cuarto es el de implementación en el cual se explicará cómo se ha traducido a la realidad todo lo desarrollado en el apartado anterior.

El quinto y último apartado será el apartado de pruebas en el que se muestra el funcionamiento de todo lo implementado en una transmisión/recepción de luz real.

1.7. Objetivo

El objetivo global de este proyecto es la realización de un sistema de comunicación por luz visible orientado a vehículos a través de una matriz de puertas lógicas programable (FPGA) que actúa de intermediaria entre el transmisor y el receptor, cumpliendo con el estándar IEE 802.15.7-218.

Este objetivo se desarrollará implementando varias técnicas de transmisión y recepción siendo estas la implementación de diferentes esquemas de codificación de la señal, desarrollando el codificador y el decodificador, y la implementación de distintos sistemas de decisión para interpretar la señal recibida antes de decodificarla. Además, el sistema deberá tener robustez ante posibles efectos adversos provocados por las condiciones meteorológicas y un rango de alcance lo suficientemente alto para cubrir una distancia considerable entre coches.

Parte II

Desarrollo del proyecto

Capítulo 2

Tecnología empleada

Contenido

2.1 Plataforma hardware	15
2.1.1 Red Pitaya	16
2.2 Plataforma software	18

En este apartado se van a explicar las plataformas o elementos, tanto hardware como software, sobre los que se ha desarrollado este proyecto.

2.1. Plataforma hardware

El sistema hardware empleado va a ser un dispositivo FPGA. Una matriz de puertas lógicas programables (FPGA) se define como un dispositivo electrónico programable que contiene bloques de lógica cuya interconexión y funcionalidad puede ser configurada en el momento, mediante un lenguaje de descripción especializado. La lógica programable puede reproducir desde funciones tan sencillas como las llevadas a cabo por una puerta lógica o un sistema combinacional hasta complejos sistemas en un chip. Su principal ventaja es que pueden ser reprogramados para un trabajo específico o cambiar sus requisitos después de haberse fabricado. El inventor de esta tecnología fue Xilinx. [7]

La principal característica es la flexibilidad. Esto también implica que en muchos casos se pueden hacer cambios físicos sin hacer modificaciones costosas en la placa.

La segunda característica es la aceleración. Estos dispositivos son muy fáciles de fabricar y se venden preparados para ser usados directamente, lo cual conlleva una disminución en los tiempos durante el proceso de producción. En el apartado de diseño, una FPGA está lista en cuanto su diseño inicial esté finalizado y testeado, lo cual, de nuevo, ahorra tiempo. Finalmente, para la aceleración, las FPGA, mediante aceleraciones de carga y descarga de información, aumentan el rendimiento global del sistema. [7]

Normalmente la programación de los FPGA se realiza en lenguajes de bajo nivel llamados Verilog o VHDL. Ambos son similares y sirven para 'describir' cómo la FPGA debe manejar el hardware del mismo. Esto se desarrollará con mayor profundidad y detalle en el apartado software (2.2).

Para el desarrollo de este trabajo se ha elegido como FPGA la Red Pitaya STEMlab 125-14 que se describe a continuación.

2.1.1. Red Pitaya

La elección de la FPGA es una fase muy importante ya que será la base del desarrollo de todo el proyecto, por lo tanto, se van a detallar sus características más representativas, así como sus ventajas e inconvenientes.

La figura 2.1 presenta la Red Pitaya cuyas características se especifican seguidamente.

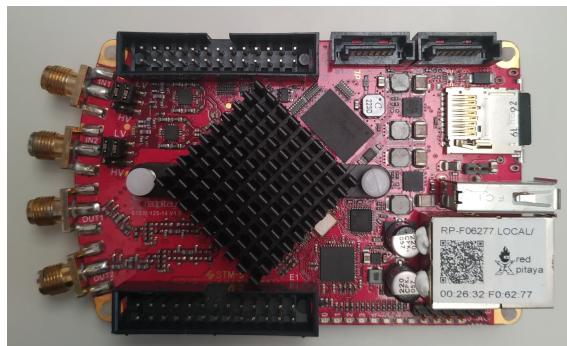


Figura 2.1: Red Pitaya.

Red Pitaya es un sistema electrónico '*open source*' o de código abierto desarrollado por *Instrumentation Technologies* para aplicaciones de control y medición con un tamaño relativamente pequeño. Los dos principales factores diferenciales y los que más nos interesan son su hardware dedicado para la adquisición y generación de señales analógicas y su CPU programable para realizar tareas de procesamiento digital de señales.

La figura 2.2 muestra, en detalle, los elementos que forman la Red Pitaya. De todos los que se aprecian en la imagen los que más nos importan son la conexión de alimentación, la conexión Ethernet, con la cual nos comunicaremos con la Red Pitaya, los pines de entrada y salida para transmitir y/o recibir la señal, la memoria RAM y el procesador más FPGA.

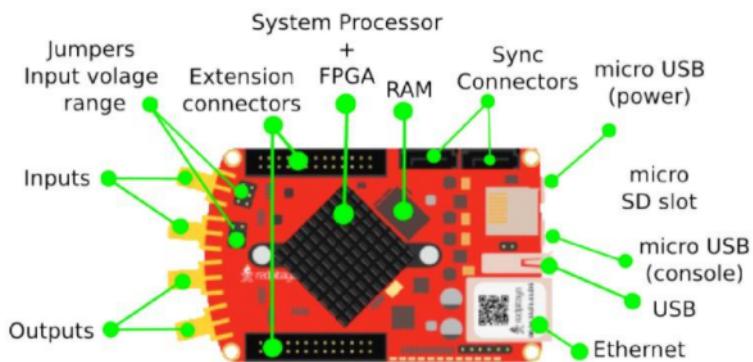


Figura 2.2: Componentes Red Pitaya. Fuente[8]

Especificaciones básicas: [8]

- Procesador: Dual Core ARM Cortex A9.
- FPGA: Xilinx Zynq 7010.
- RAM: 512 MB (4Gb).
- Consumo: 1,5A.
- Conexión de alimentación: Micro USB.
- Conectividad: Ethernet.
- USB 2.0
- Sistema operativo: Linux.

Además de las especificaciones nombradas anteriormente, las fundamentales para este proyecto son las relacionadas con las entradas y salidas ya que serán las encargadas de transmitir la señal al transceptor óptico y de interpretar la señal recibida por el receptor óptico. La Red Pitaya tiene dos pines de entrada con una resolución del ADC de 14 bits y con un rango de tensión de $\pm 1V$ que nos permite usar toda la resolución ya que son los niveles de tensión que nos proporciona el receptor óptico. Para la transmisión cuenta con dos pines de salida con una resolución del DAC de 14 bits. [8]

2.2. Plataforma software

En esta sección se va a describir el apartado software con el que se ha implementado y desarrollado el proyecto. Consta de dos puntos diferenciales que son la programación de la FPGA y la programación en C encargada de generar la trama y de controlar la recepción de la misma.

La programación de la FPGA se ha realizado en el entorno Vivado. Vivado Design Suite es un paquete de software producido por Xilinx para la síntesis y análisis de diseños HDL, reemplazando a Xilinx ISE con características adicionales para el desarrollo de sistemas en un chip y síntesis de alto nivel.

Vivado se creó en 2012 y es un entorno de diseño integrado (IDE) que ofrece un ámbito de desarrollo de próxima generación con orientación SoC (*System on Chip*), centrado en IP, que se ha creado desde cero para mejorar la productividad en la integración e implementación de los sistemas. [9]

Vivado es compatible con los dispositivos de las siguientes familias: UltraScale, Virtex-7, Kintex-7, Artix-7 y Zynq-7000. Como se ha visto en el apartado anterior la Red Pitaya tiene Zynq-7000 por lo que son perfectamente compatibles. Además, el compilador de Vivado permite que los programas en C se dirijan directamente a los dispositivos sin la necesidad de crear manualmente un RTL, lo que implica una gran ventaja para el funcionamiento global del sistema. [9]

Una de las mayores ventajas de este programa es la facilidad del uso y de la creación de diagramas de bloques lo que supone un desarrollo más lineal e intuitivo.

A continuación, en la figura 2.3 se muestra una imagen del interfaz de Vivado sobre el que se ha trabajado e implementado el proyecto.

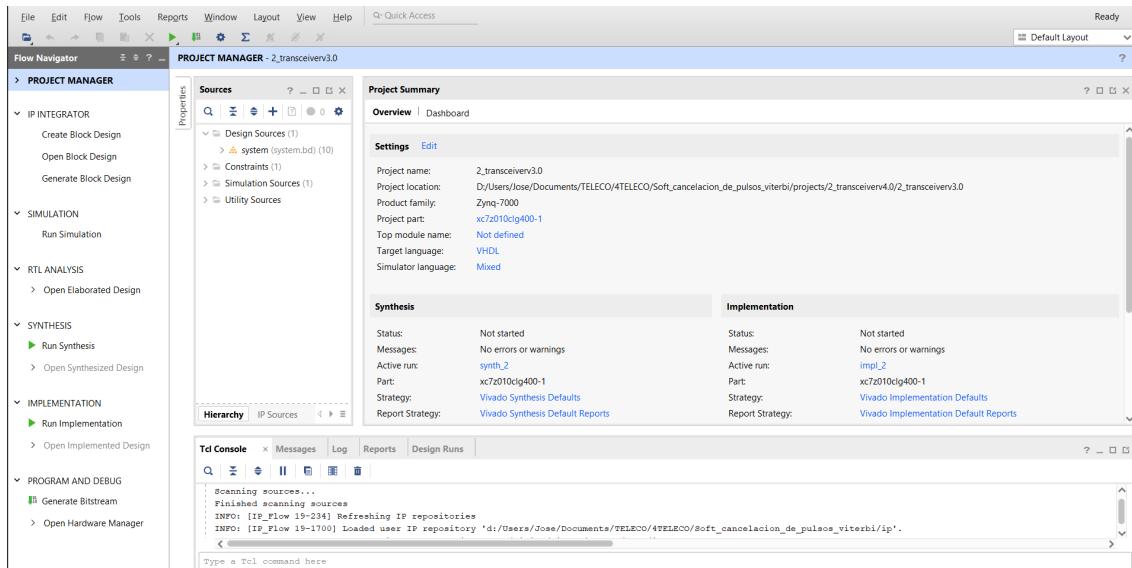


Figura 2.3: Interfaz del programa Vivado.

Por todo lo comentado anteriormente se ha considerado que Vivado es la herramienta ideal para la programación de la Red Pitaya siendo la encargada de la implementación del proyecto.

El programa en C es la denominada aplicación funcional para realizar la transmisión y recepción de la trama mediante el enlace de luz con el hardware programado a través de Vivado.

Esta aplicación funcional se ha desarrollado para hacer pruebas sobre el transceptor hardware de una forma sencilla, tanto en una misma Red Pitaya, como usando una como transmisor y otra como receptor. Su funcionalidad general es transmitir 1000 paquetes (modificable en el programa en C) y recibirlas a través de dicho programa en C desde el terminal, pudiendo identificar paquetes erróneos, correctos y perdidos. También se puede elegir el esquema de señalización con el que se quiere transmitir (pulsos alternos, cancelación de pulsos y 4PPM) y el sistema de decisión con el cual se quiere interpretar la señal recibida (*hard-decoding*, *soft-decoding* o Viterbi).

También es dinámica la forma en la que se elige la frecuencia, pudiendo introducirla en el comando de ejecución usando el mismo bitstream para todo el rango de frecuencia (100kHz - 4.8MHz).

Para compilar la aplicación se ejecuta el programa make que compila los ficheros aunque en el anexo Manual de utilización de la aplicación se explica todo el proceso de ejecución más detalladamente.

Capítulo 3

Sistema de comunicación

Contenido

3.1	Estándar de los sistemas VLC	21
3.2	Enlace de luz	23
3.2.1	Transmisor	24
3.2.2	Receptor	25
3.3	Sistema de partida	26
3.4	Mejoras respecto al sistema anterior	27

3.1. Estándar de los sistemas VLC

La entidad que realiza el estándar es IEEE 802 que realizó el primer estándar oficial de comunicación por luz visible en 2011 [802.15.7-2011]. Este estándar fue revisado en 2018 y se publicó una segunda versión que es 802.15.7-2018 *IEEE Standard for Local and metropolitan área networks. Part 15.7: Short-Range Optical Wireless.*

En las comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC) los datos se transmiten a través de fuentes ópticas, como diodos emisores (LED). Se fusiona la iluminación y las comunicaciones de datos en aplicaciones como farolas, letreros, señales de tráfico, vehículos, etc. Este estándar define el uso de las comunicaciones ópticas inalámbricas. Algunas de las características que se encuentran en el estándar son las siguientes: [10]

- Topologías como estrella, P2P (punto a punto) y broadcast (difusión amplia).
- Tamaño de dirección (16 o 64 bits).
- Acceso aleatorio programado o ranurado con transmisión para evitar colisiones.
- Protocolo para transmisiones fiables.
- Indicación de la calidad de longitud de onda.
- Soporte de atenuación.
- Soporte de visibilidad.
- Soporte de estabilización de color.

En esta versión se definen una capa física (PHY) y una subcapa de acceso de control al medio (MAC) para comunicaciones ópticas inalámbricas de corto alcance en medios ópticamente transparentes que utilizan longitudes de onda de 10000 nm a 190 nm. Es capaz de tener velocidad de datos suficiente para admitir tanto servicios de vídeo como de audio, así como también considera la movilidad del enlace óptico, su compatibilidad con las infraestructuras, los problemas debido al ruido y la interferencia con fuentes como la luz natural. [10]

Dependiendo de la aplicación y de la tasa de datos el estándar permite tres tipos de capas PHY. PHY I está prevista para aplicaciones exteriores con baja velocidad de datos (entre 11.67 kb/s y 267 kb/s). Las capas PHY II y PHY III se proponen para aplicaciones de interior con velocidad de datos moderada (entre 1.25 Mb/s y 96 Mb/s). Esta diferencia se ilustra en la figura 3.1

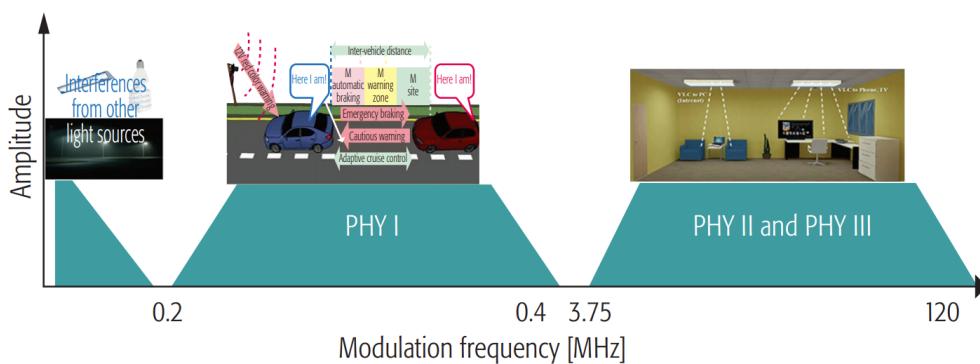


Figura 3.1: División en frecuencia para los tres tipos de capas PHY. Fuente [6].

Además, el estándar especifica tres clases de dispositivos VLC cuyas características concretas se muestran en la tabla 1.1. En dicha tabla se puede comprobar como la fuente de luz necesaria para la emisión y recepción es débil para móvil, pero debe ser intensa para infraestructuras y vehículos. Además, las infraestructuras no incluyen movilidad física mientras que tanto móviles como vehículos sí. Una característica muy importante es el rango de alcance, este rango es corto para móvil y largo para vehículos mientras que para infraestructuras puede ser corto o largo. Por último, se especifica la tasa de datos (número de bits por unidad de tiempo) que es alta para móvil, baja para los vehículos y alta o baja para las infraestructuras.

	Infraestructura	Móvil	Vehículo
Fuente de luz	Intensa	Débil	Intensa
Movilidad física	No	Sí	Sí
Rango	Corto/Largo	Corto	Largo
Tasa de datos	Alta/Baja	Alta	Baja

Tabla 3.1: Clasificación de dispositivos según el estándar IEEE 802.15.7. Fuente [6]

Este estándar proporciona una visión global y común para las comunicaciones ópticas inalámbricas de corto alcance. Además, asegura inmunidad a interferencias electromagnéticas y a sistemas radiofrecuencia.

3.2. Enlace de luz

Para probar el proyecto y verificar el funcionamiento real del mismo se parte de un enlace de luz formado por un transmisor y un receptor. A continuación, se van a describir brevemente para tener una idea aproximada de su funcionamiento. Pero antes, la figura 3.2 muestra el enlace completo durante una transmisión a pocos metros en el laboratorio.

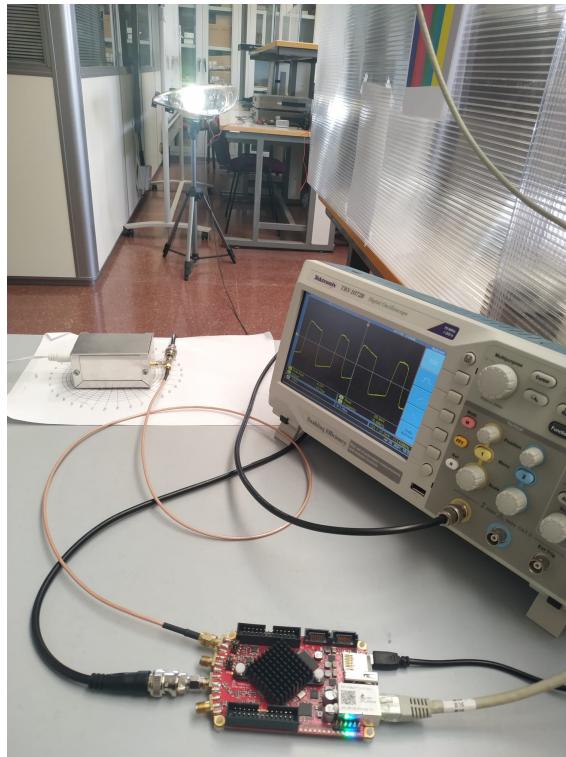


Figura 3.2: Sistema de transmisión-recepción completo.

3.2.1. Transmisor

El funcionamiento del transmisor se puede desglosar en tres etapas:

- Adaptación de nivel: se encarga de convertir los niveles lógicos de la señal de entrada ('1' codificado como 1 V y '0' codificado como -1 V) en niveles de tensión útiles para el modulador.
- Ajuste de corriente: su función es excitar a los dispositivos LED con la corriente reconfigurada.
- Habilitación de baja frecuencia: Por debajo de 100 KHz, el nivel de tensión alto que se entrega al modulador desciende abruptamente y el ciclo de trabajo de la señal se ve dañado por lo que esta etapa consiste en conseguir que la tensión no descienda para no dañar el ciclo de trabajo.

Lo más importante del transmisor es conocer los niveles de amplitud para saber lo que tiene que proporcionarle la FPGA. En este caso la amplitud a nivel alto es de 1V y a nivel bajo es de 0V.

En la figura 3.3 se muestra una imagen del transmisor óptico.

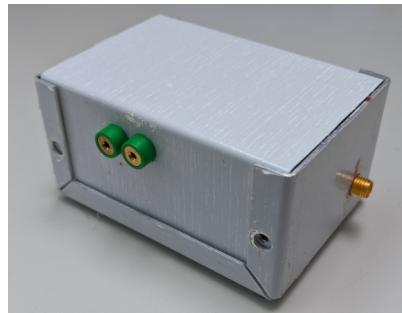


Figura 3.3: Transmisor óptico.

Este dispositivo ha sido incorporado a un faro de coche para que la simulación de la transmisión sea más realista como se ve en las figuras 3.4 y 3.5.



Figura 3.4: Parte frontal del faro.



Figura 3.5: Parte trasera del faro

3.2.2. Receptor

El funcionamiento del receptor se puede desglosar en tres etapas:

- Fotodetector: se encarga de transformar la luz pulsada emitida por el transmisor en corriente.
- Amplificador de transimpedancia: realiza la tarea de convertir la corriente del fotodetector en tensión.
- Amplificador no inversor: amplifica la señal para dar más sensibilidad al receptor.

Como se comentó en el transmisor lo importante son los niveles de amplitud que, en este caso, son de 1V a nivel alto y de -1V a nivel bajo. Este rango es el que tiene la FPGA a la entrada por lo que nos proporciona una resolución máxima.

En la figura 3.6 se muestra una imagen del receptor óptico.

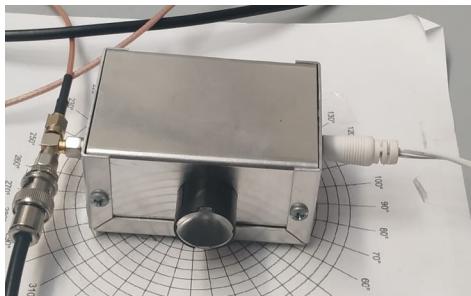


Figura 3.6: Transmisor óptico.

3.3. Sistema de partida

Hay que mencionar que este trabajo coge el testigo de otro trabajo desarrollado con anterioridad. Dicho trabajo consiste, a grandes rasgos, en el desarrollo del filtro adaptado para mejorar la comunicación por luz visible.

El funcionamiento del sistema, de manera general, se divide en dos bloques. Transmisión y recepción.

La transmisión consiste en que un programa en C produce una trama que se almacena en la memoria RAM y se pasa a los bloques encargados de su transmisión como son el serializador, el modulador y finalmente el DAC para transformar el dato digital en analógico y el transmisor óptico para transmitir la señal en forma de pulsos de luz.

La señal se recibe por el receptor óptico y este la pasa al conversor ADC para volver a digitalizar la señal para que pueda ser procesada. Es en este momento, donde actúa el filtro adaptado. Su función principal, de una manera resumida, consiste en detectar la presencia de una señal conocida o patrón dentro de la señal recibida. La señal a la salida será la correlación entre la conocida y la recibida. Esto es correspondiente a realizar la convolución de la señal desconocida con una que usa como referencia. Por tanto, el objetivo del filtro adaptado es el de maximizar la relación señal a ruido (SNR) de una señal conocida para poder recuperarla por completo.

Después de ser filtrada por el filtro adaptado, la señal se demodula y los datos se guardan en la memoria RAM para que puedan ser leídos por el programa en C anteriormente mencionado.

En el siguiente apartado, se van a describir las mejoras que se han decidido implementar para mejorar sus prestaciones y acercar más el funcionamiento del sistema a lo requerido para poder ser implementado en aplicaciones vehiculares en las que las distancias de transmisión son más largas ya que el sistema anterior no permitía transmisiones de larga distancia.

3.4. Mejoras respecto al sistema anterior

Tras analizar el proyecto del que se partía se concluyó que había que desarrollar algún subsistema para mejorar el enlace y que pueda ser utilizado en aplicaciones vehiculares de manera eficaz. Una manera de mejorar el sistema de comunicación y seguir el camino de investigar los sistemas de comunicación por luz visible era desarrollar e implementar varios esquemas de señalización y varios sistemas de decisión de la señal para analizar sus diferentes comportamientos y cuantificar las mejoras. Estas mejoras, principalmente, están centradas en proporcionar mayor robustez al sistema para poder interpretar y decodificar la señal de la mejor manera posible cuando se trabaje en condiciones adversas como pueden ser situaciones en las que la señal se mezcle con mucho ruido o simplemente cuando se transmita información a mucha distancia y la fuerza de la señal disminuya.

En los siguientes apartados se van a desarrollar tanto su fundamento teórico como su implementación en una FPGA tanto de los esquemas de señalización como de los sistemas de decisión. Además de realizar las respectivas pruebas para verificar las mejoras que se producen.

Capítulo 4

Fundamentos teóricos

Contenido

4.1	Introducción a los esquemas de señalización	29
4.2	Pulsos alternos	30
4.3	Cancelación de pulsos	34
4.4	4-PPM	38
4.5	Comparativa 4-PPM frente a Inverse 4-PPM	41
4.6	Sistemas de decisión	41
4.6.1	Hard-decoding	42
4.6.2	Soft-decoding	43
4.6.3	Algoritmo de Viterbi	45
4.6.4	Comparativa entre los sistemas de decisión	47
4.7	Conclusiones	50

4.1. Introducción a los esquemas de señalización

En el ámbito de la comunicación existen múltiples esquemas de codificación digital con diferentes propiedades como probabilidad de bit, ciclo de trabajo, ancho de banda, etc. A la hora de estudiar un esquema de codificación para hacer su elección hay que tener en cuenta tres aspectos fundamentales, que son: [11]

- Flickering: se define como el cambio de la luz provocado por la conmutación entre encendido y apagado (1 y 0) en intervalos muy cortos. Estos

parpadeos, si se producen a una velocidad perceptible por el ojo humano, pueden llegar a ser molestos y causar dolor.

- Rendimiento óptico.
- La capacidad para controlar la atenuación o el dimming, provocado por la variación de la intensidad de la luz, en esquemas de codificación con ancho de pulso de la señal variable.

El estándar de comunicaciones por luz visible IEEE 802.15.7 usa como esquema de señalización la codificación Manchester. Continuando con el estudio de los esquemas de señalización, a continuación, se van a desarrollar otras opciones de esquemas de codificación con características diferentes para estudiar su eficacia e impacto en las comunicaciones por luz visible. Los esquemas a desarrollar son codificación por pulsos alternos, cancelación de pulsos y 4-ppm. También se hará una comparativa de 4-PPM frente a Inverse 4-PPM para comparar sus prestaciones y el efecto de transmitir mayor cantidad de “unos” que de “ceros”.

Es importante destacar que en un primer momento también se planteó el desarrollo de codificación 4-PWM pero se descartó su implementación debido a su escasa capacidad para controlar el dimming. Esto provocaba que la intensidad de la luz fluctuara mucho a lo largo de una transmisión siendo perceptible y molesto para el ojo humano.

4.2. Pulsos alternos

Pulsos alternos es el primer esquema de codificación desarrollado. Este esquema se puede considerar como una versión de la codificación Manchester pero añadiendo tiempos de silencio. Estos tiempos de silencio añadidos en la transmisión se emplean para diseñar formatos OOK con memoria mediante el uso de la alternancia de posición de pulsos. Lo que proporciona una mejora notable en el rendimiento y una configuración del espectro favorable. Este formato de pulsos alternos tiene un ciclo de trabajo bajo, lo que provoca que esta codificación sea ventajosa en términos de modulación de intensidad y detección directa. En este esquema, utilizamos los tiempos de silencio y los pulsos alternos para modificar las estadísticas de la secuencia de amplitud con respecto a las estadísticas de la secuencia de mensajes. [12]

De esta manera, el bit de información '0' siempre se codifica con la ausencia de pulso '00', mientras que el bit '1' se representa con un pulso que va variando su posición con cada transmisión del '1'. La ventaja de este esquema es que se reduce el número de pulsos transmitidos respecto a otros esquemas de señalización como Manchester o Miller.

La figura 4.1 representa el diagrama de Trellis de este esquema de codificación tal y como se ha descrito anteriormente. Este modelo consiste en dos estados, imprescindibles para la alternancia de pulsos. Lo más destacable del diagrama es que siempre que se codifica un '0' nos mantenemos en el mismo estado y siempre que se codifica un '1' cambiamos de estado para realizar la alternancia de pulsos. Será en el momento de cambio de estado cuando codificaremos el pulso correspondiente que dependerá del estado al que se transicione.

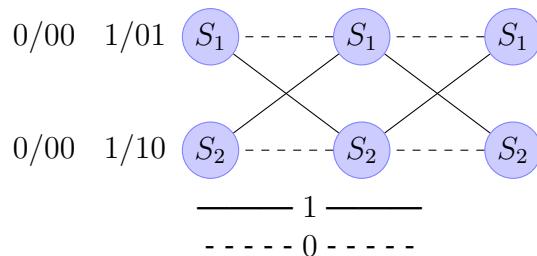


Figura 4.1: Diagrama de Trellis de la codificación pulsos alternos.

El esquema de señalización resultante se muestra en la figura 4.2.

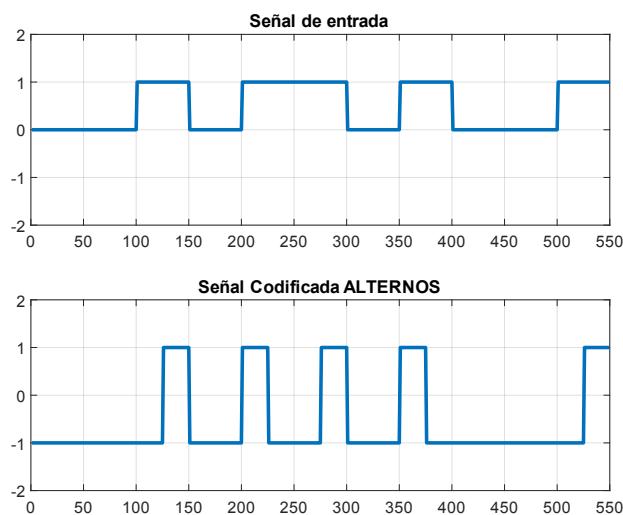


Figura 4.2: Codificación con pulsos alternos.

En dicha figura se observa perfectamente el funcionamiento de este esquema de señalización. En la parte superior de la figura se encuentra la trama pseudoaleatoria y abajo su codificación en la que se muestra como los pulsos alternan en cada codificación de '1' y que siempre que se codifica un '0' hay ausencia de pulsos. Además, la señal codificada se encuentra entre -1V y 1V lo que implica que ya está preparada para ser transmitida por el canal de luz. La señal codificada trabaja al doble de frecuencia que la señal de entrada ya que hay transiciones rápidas cuando se transmite un pulso al igual que ocurre con la codificación Manchester que especifica el estándar.

Además, también se observa que el ciclo de trabajo es bajo cuya ventaja, como se ha comentado anteriormente, es que proporciona mayor intensidad de iluminación cuando se transmite un pulso. Sin embargo, también tiene una desventaja que va ligada al flickering. Al transmitir mayor cantidad de '0' que de '1' el transmisor se encuentra más tiempo apagado por lo que el parpadeo es más notable para el ojo humano que en otras codificaciones como Manchester o Miller por lo que se necesitará una frecuencia de transmisión mayor para este esquema de señalización para que el flickering no sea perceptible por el ojo humano y llegue a ser molesto.

Este esquema al tener mayor número de '0' que de '1' se convierte en un esquema no equiprobable, es decir, en un esquema que no tiene la misma probabilidad de transmitir '0' que '1'. Es importante realizar los cálculos correspondientes para conocer la probabilidad exacta de cada bit para conocer el ciclo de trabajo y el efecto que provoca en el receptor óptico la no equiprobabilidad.

Para este esquema de codificación no es necesario hacer cálculos ya que es intuitivo reconocer que como los estados son equiprobables lo único que difiere es la cantidad de '0' o '1' en cada estado. Como se observa en el trellis en cada estado se codifica con '00' o pulso ('01','10') dependiendo de si el dato es '0' o '1' y como esa probabilidad también es del 50 % se llega a la conclusión de que la probabilidad de que haya un '0' es del 75 % (3/4) y la probabilidad de '1' es del 25 % (1/4) ya que el resultado de una pareja de entrada '01' se codificaría como '0001' o '0010'. Por lo tanto, debido al condensador que simetriza la señal en el receptor óptico, se produce que la señal no se encuentre entre 1V y -1V si no que se mueve a 1.5V y -0.5V pero al saturar en 1V tanto el receptor como la FPGA la señal pierde resolución y se queda en el rango de 1V y -0.5V por lo que el valor máximo del nivel bajo es la mitad del mismo para este esquema de codificación.

Se han estudiado sus prestaciones para tener una idea de cómo funciona este esquema. El funcionamiento depende del sistema de decisión que se aplique (se explican en el apartado 4.6) pero es bueno tener una idea de su tasa de error de bit (BER). La figura 4.3 muestra la BER en función de la relación señal a ruido

(SNR) de este esquema aplicando *soft-decoding* como sistema de decisión.

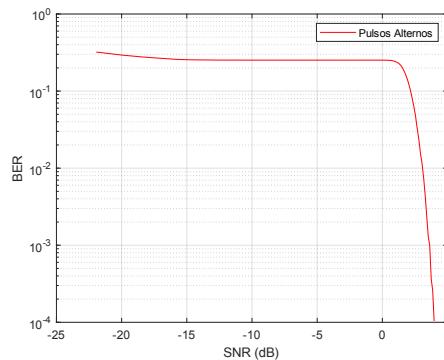


Figura 4.3: BER de pulsos alternos.

Seguidamente, podemos calcular la densidad de potencia espectral (PSD) de la codificación propuesta aplicando la siguiente fórmula, donde X_T es la transformada de Fourier. [12]

$$X_T(t) = \sum_{k=-K}^{k=K} a_k^2 p(t - (1 + a_k) \frac{D}{4} - kD)$$

La variable a_k toma el valor de 0 para el bit '0' (no pulso) y 1 o -1 para el bit '1' (pulso) de manera alterna. Además, el parámetro D representa el periodo resultante de la reducción correspondiente al esquema propuesto.

La densidad de potencia espectral obtenida a través de los cálculos anteriores se muestra en la figura 4.4

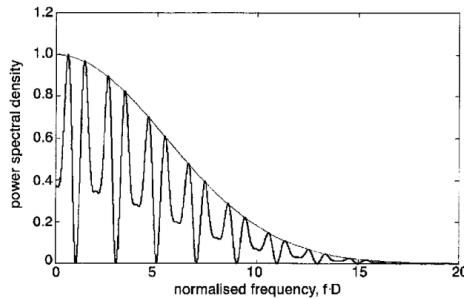


Figura 4.4: Potencia espectral frente a frecuencia normalizada. Fuente: [12]

En definitiva, se ha propuesto una nueva técnica de codificación basada en la alternancia de pulsos y en la ausencia de los mismos para modificar las estadísticas de la secuencia de amplitud con respecto a las estadísticas de la secuencia de mensajes llevando a una mejora notable para el formato OOK (*On-Off Keying*) con un rendimiento óptimo.

4.3. Cancelación de pulsos

Tras el desarrollo de la codificación por pulsos alternos y de haber visto mejora en términos de BER, la ventaja obtenida, tras modificar las estadísticas de la secuencia, no se explotan completamente ya que la técnica de señalización no presenta ninguna mejora respecto a la relación de potencia óptica de pico a promedio (PAOPR), y por lo tanto aún se pueden conseguir mejores resultados. Siguiendo esta línea, para mejorar el pico de potencia óptica se trata de disminuir el número de pulsos, centrándose en evitar la aparición de más de un pulso de manera consecutiva. [13]

De esta manera, el bit de información '1' se codifica con la ausencia de pulso '00' o con un pulso con su posición modificada, '01'. Mientras que el bit '0' se representa con ausencia de pulso '00' o con presencia de pulso sin modificar su posición '10'. Gracias a aplicar esto, se disminuyen los números de pulsos de una manera bastante notable.

La figura 4.5 representa el diagrama de Trellis de este esquema de codificación tal y como se ha descrito anteriormente. Este modelo consiste en tres estados, donde cada estado es imprescindible para saber cómo codificar el dato. Lo más importante del trellis es que el primer '1' que se codifica después de un '0' siempre se codifica como ausencia de pulso ('00') y que siempre que el bit de dato es un '0' se transiciona al estado S1 para volver a empezar y codificar el primer '1' como ausencia de pulso. También se observa que después de codificar el primer '1' si se codifica otro '1' se produce el pulso con su posición modificada, sin embargo si se codifica un '0' se produce el pulso con su posición sin modificar. Hay que destacar que el estado S3 funciona exactamente igual que el estado S1, sin embargo, el estado S3 es necesario utilizarlo por la naturaleza de los diagramas de Trellis o de Markov, ya que no es apropiado que se transicione al mismo estado independientemente del bit que se codifique.

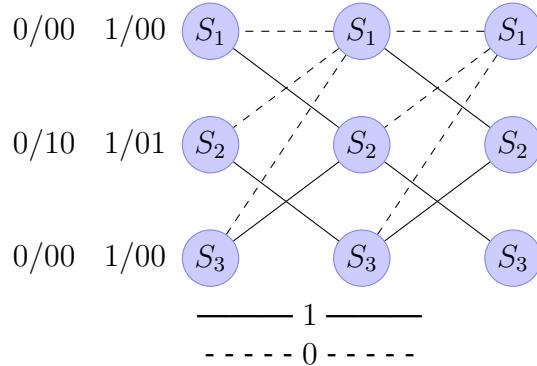


Figura 4.5: Diagrama de Trellis de la codificación cancelación de pulsos.

El esquema de señalización resultante se muestra en la figura 4.6, donde se puede observar una mejora del 50 % en PAOPR. Ya que este formato asegura un período mínimo de tiempo sin transiciones consecutivas.

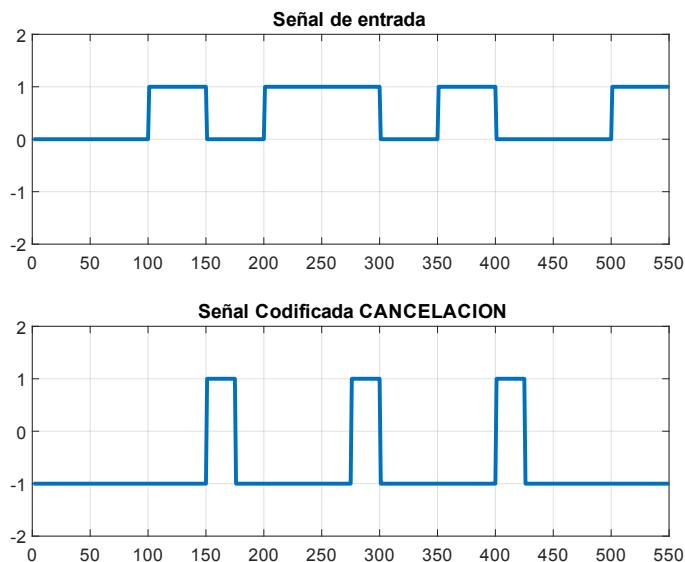


Figura 4.6: Codificación con cancelación de pulsos.

Además, en dicha figura, se puede apreciar el funcionamiento de este esquema de señalización ya que se comprueba que predomina la ausencia de pulsos. En la parte superior de la figura se encuentra la trama pseudoaleatoria y abajo su codificación. También se observa como la entrada es una señal digital (0 y 1) y como la codificada se encuentra entre [-1,1] que es el rango de transmisión por el canal de luz.

En este esquema de codificación, la señal codificada tiene el doble de frecuencia de trabajo ya que, al igual que otros esquemas como pulsos alternos o Manchester, hay transiciones rápidas entre '0' y '1'.

En la figura también se observa que el ciclo de trabajo de esta codificación es bajo porque hay pocos pulsos. Esto provoca dos efectos.

- Flickering: al transmitir mayor número de '0' que de '1' la fuente transmisora se encuentra más tiempo apagada que encendida. Esto implica que, a la misma frecuencia de transmisión que otros esquemas de codificación, el flickering en cancelación de pulsos sea mayor ya que es uno de los esquemas que mayor diferencia de probabilidad de bits presenta.
- Potencia óptica: la ventaja de transmitir pocos pulsos es que estos se pueden transmitir con mayor potencia ya que el transmisor está la mayor parte del tiempo sin transmitir.

Como se ha explicado anteriormente, este esquema prioriza la ausencia de pulsos por lo que también es un esquema no equiprobable, aunque en mayor medida que en pulsos alternos ya que en este hay mayor presencia de '0'. Para saber cuáles son sus probabilidades exactas hay que realizar los cálculos correspondientes. Este cálculo es imprescindible para, además de conocer el ciclo de trabajo, conocer el efecto que produce en el receptor de luz. En este esquema no se puede calcular de manera intuitiva al igual que en pulsos alternos por lo que primero se va a calcular la probabilidad de cada estado que se deduce del diagrama de trellis anterior. [13]

$$P(S_0) = P(0) = \frac{1}{2} \text{ (siempre que se reciba un 0 se va al estado } S_0)$$

$$P(S_1) = P(S_0) \cdot P(1) + P(S_2) \cdot P(1)$$

$$P(S_2) = P(S_1) \cdot P(1)$$

para resolver las dos últimas ecuaciones se hace por sustitución, metiendo el valor de $P(S_2)$ en la segunda ecuación.

$$P(S_1) = P(S_0) \cdot P(1) + P(S_1) \cdot P(1) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} + P(S_1) \cdot \frac{1}{2}, \text{ despejando } P(S_1):$$

$$P(S_1) = \frac{\frac{1}{4}}{\frac{1}{2}} \Rightarrow P(S_1) = \frac{1}{3}, \text{ por lo tanto las probabilidades de cada estado son:}$$

$$P(S_0) = \frac{1}{2}$$

$$P(S_1) = \frac{1}{3}$$

$$P(S_2) = \frac{1}{6}$$

de lo que se deduce que la probabilidad de '0' codificado es de $\frac{2}{3}$ y de '1' es de $\frac{1}{3}$. Por lo tanto, debido al condensador del receptor, la señal no se encuentra

simetrizada en 1V y -1V si no que se movería a 1.66V y a -0.33V pero como se produce saturación a nivel alto la señal queda entre 1V y -0.33V por lo que el valor a nivel bajo se ve reducido considerablemente lo que puede producir más errores en sistemas *hard-decoding*.

Al igual que para pulsos alternos, se han estudiado sus prestaciones en función de varios sistemas de decisión. Estos sistemas se explicarán en el apartado 4.6 pero es oportuno tener una referencia de su tasa de error de bit para tener una idea inicial de sus prestaciones. Para ello, la figura 4.7 muestra la tasa de error de bit de este esquema para una trama pseudoaleatoria aplicando *soft-decoding* como sistema de decisión.

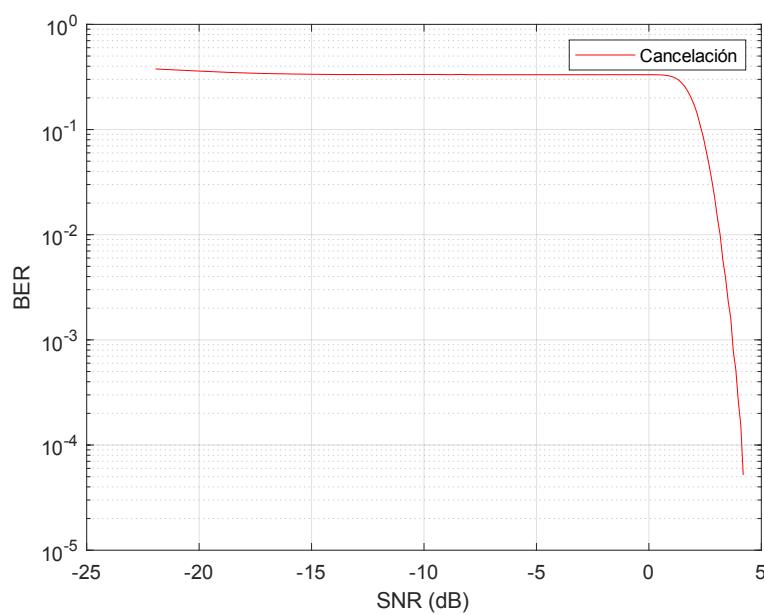


Figura 4.7: BER de cancelación de pulsos.

A continuación, podemos calcular la densidad de potencia espectral (PSD) de la codificación propuesta aplicando la siguiente fórmula. [13]

$$X_T(t) = \sum_{k=-K}^{k=K} \frac{3}{2} RR \cdot a_k p\left(t - \frac{D}{4}(1 + b_k) - kD\right)$$

Por consiguiente, la densidad de potencia espectral obtenida a través de los cálculos anteriores se muestra en la figura 4.8.

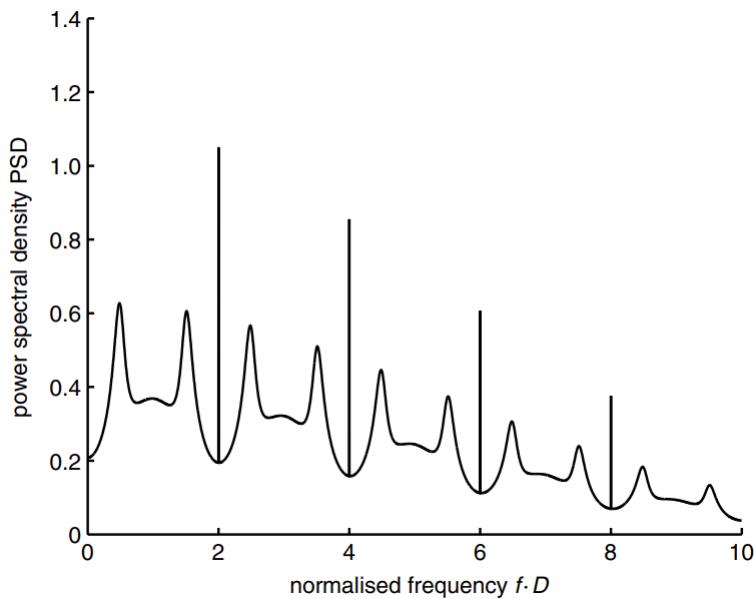


Figura 4.8: Potencia espectral frente a frecuencia normalizada. Fuente: [13]

En conclusión, este esquema de codificación propuesto basado en la ausencia de pulsos mejora notablemente la codificación de la señal. El aumento de los tiempos de silencio, se utilizan para modificar las estadísticas de la secuencia de amplitud con respecto a las estadísticas de la secuencia de mensajes, lo que permite el aumento de la PAOPR, una característica favorable en enlaces ópticos. De esta manera se obtiene una buena compensación entre rendimiento y complejidad requerida.

4.4. 4-PPM

Este esquema de señalización proviene de la modulación por posición de pulso (PPM). La modulación por posición de pulso es un modo de codificación en el que M bits son codificados para transmitir un pulso de duración $T_C = T/2^M$ en una de las 2^M posiciones posibles en un intervalo de tiempo de T segundos, que es la duración del símbolo. Este esquema se repite cada T segundos, por lo tanto, la tasa de transmisión es M/T bits por segundo. La atenuación de la luz se lleva a cabo mediante la reducción de la potencia transmitida de acuerdo con el porcentaje requerido de atenuación. Uno de los esquemas sugeridos es el esquema 4-PPM y es el que se desarrolla en este trabajo. Gracias a estos esquemas, como la potencia media es constante, se evitan las variaciones en la intensidad, pero para ello se necesita una buena sincronización. [14]

En el esquema 4-PPM propuesto se codifica cada pareja de bits por la posición de pulso en cuatro posiciones posibles como se aprecia en la figura 4.9.

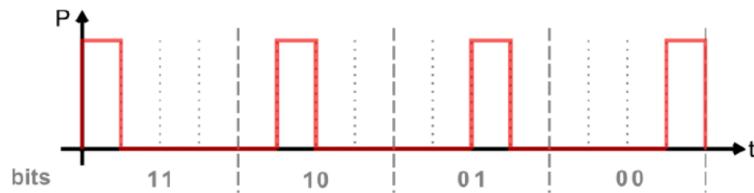


Figura 4.9: Pareja de bits con su respectiva codificación.

El esquema de señalización resultante se muestra en la figura 4.10

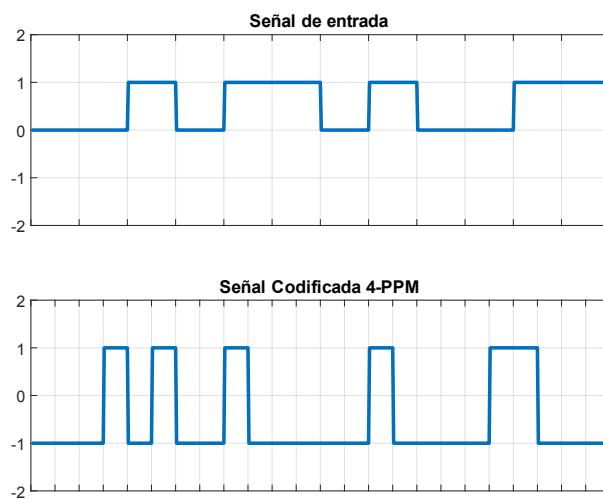


Figura 4.10: Codificación 4-PPM.

En dicha figura se verifica el funcionamiento de este esquema. En la parte superior de la figura se encuentra la señal de entrada, en la que cada línea vertical separa los bits de entrada, y justo debajo se encuentra su codificación, en la que cada línea vertical separa los bits de salida. Cada pareja de bits se codifica con un cuarteto por lo que este esquema sigue en la línea de que se codifica al doble de frecuencia de la señal de entrada.

También se observa una de las características más representativas de 4-PPM que es su ciclo de trabajo. Viendo la naturaleza de la codificación es trivial averiguar que el ciclo de trabajo es del 25 % ya que se transmiten un '1' y tres '0'. Esto implica que también sea un esquema no equiprobable pero a diferencia de los

esquemas anteriores ya conocemos las probabilidades de '0' y '1' sin necesidad de realizar cálculos. Por lo tanto, debido al efecto del condensador del receptor óptico que simetriza la señal entre $[-1, 1\text{V}]$ incluyendo la componente de continua. La señal, teóricamente, se encuentra en el rango $[-0.5, 1.5\text{V}]$, sin embargo, el receptor satura en 1V. Esta naturaleza presenta la ventaja de que proporciona mayor intensidad de iluminación cuando se transmite el pulso y la desventaja del flickering.

Se han estudiado las prestaciones para tener una idea de cómo funciona este esquema. El funcionamiento depende del sistema de decisión que se aplique. La figura 4.11 muestra la tasa de error de bit (BER) en función de la relación señal a ruido (SNR) aplicando *soft-decoding* como sistema de decisión y los resultados resultan satisfactorios.

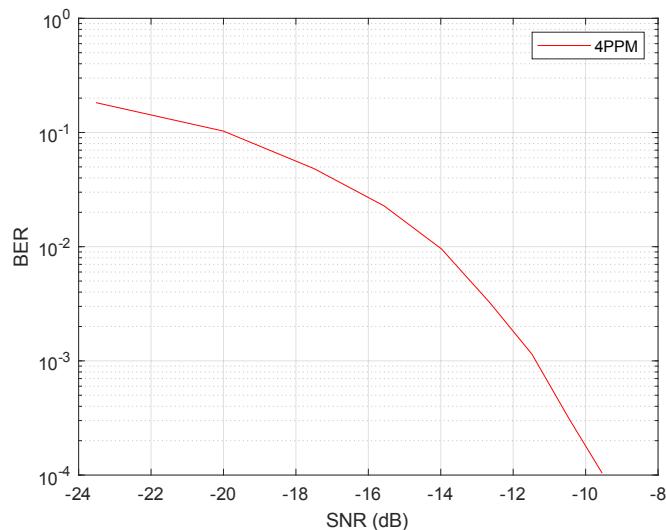


Figura 4.11: Ber de 4PPM.

En resumen, este esquema de codificación propuesto, aunque es el más complejo de implementar debido a la dificultad de sincronización, es el más recomendable por su compatibilidad con el método *soft-decoding*, tal y como se desarrollará en el apartado 4.6.2, lo que implica una gran robustez y la posibilidad de recuperar la señal en situaciones muy adversas.

4.5. Comparativa 4-PPM frente a Inverse 4-PPM

Otra posibilidad planteada era la implementación de la modulación por posición de pulsos inversa (Inverse PPM). Como su propio nombre indica este esquema es el inverso del PPM desarrollado en la sección anterior, es decir, en vez de codificar con un pulso de duración $T_C = T/2^M$ se codifica con un hueco. [14]

Por lo tanto, en el esquema Inverse 4-PPM se codificaría cada pareja de bits por la posición de hueco en cuatro posiciones posibles como se aprecia en la figura 4.12.

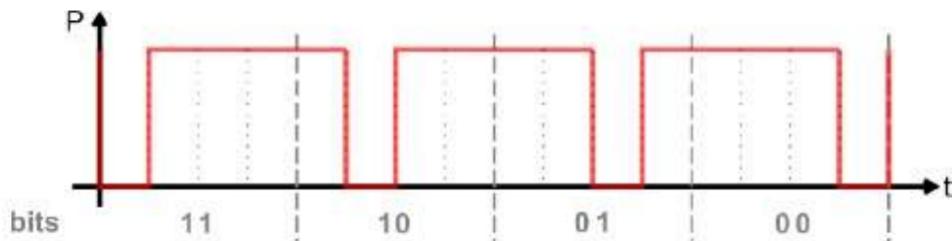


Figura 4.12: Pareja de bits con su respectiva codificación.

La principal ventaja de esta modulación es que consigue una mejora en la iluminación ya que se invierte el estado alto y bajo de los pulsos por lo que alumbría más tiempo.

Sin embargo, debido a su similitud con 4-PPM y que solo presenta esta ventaja y tiene la desventaja de que presenta mayor consumo y menor potencia óptica se ha decidido implementar 4-PPM.

4.6. Sistemas de decisión

Hoy en día, una tarea desafiante en la corrección de errores es decodificar las palabras de código que se han recibido a través de canales ruidosos. Si no hay errores, es decir, las palabras de código encuentran una coincidencia exacta, entonces es fácil decodificar los datos. Sin embargo, si no se encuentra una coincidencia, se adoptan diversos mecanismos de decodificación más complejos. Por este motivo, en este apartado, se van a describir los diferentes sistemas de decisión que se han implementado para interpretar la señal recibida de la mejor manera posible. Para ello, se van a desarrollar sus características más representativas así como sus ventajas e inconvenientes.

4.6.1. Hard-decoding

El primer sistema de decisión desarrollado es *hard-decoding*. Este sistema es el más sencillo de todos y por ello suele ser el que se aplica en la mayoría de sistemas de comunicación sencillos que no necesitan de alta robustez frente al ruido.

Para su desarrollo es imprescindible fijar un umbral ya que este método compara los valores de los pulsos recibidos con el valor del umbral fijado. El valor del umbral se determina en la mitad del pulso por lo que, si el valor del dato es mayor que el valor del umbral se interpreta como un '1' y, de lo contrario, se interpreta como un '0'. La decodificación se realiza siempre igual independientemente de lo cerca que se encuentre el valor del dato del umbral. [15]

Es por este motivo que este sistema de decisión es muy poco robusto frente a picos de ruido y frente a la inclusión de componente continua que pueda modificar y mover la amplitud de la señal, provocando que el umbral no se encuentre en la mitad que se preveía.

A continuación, se muestra la figura 4.13 que compara el funcionamiento de los tres esquemas de codificación desarrollados con el método *hard-decoding*.

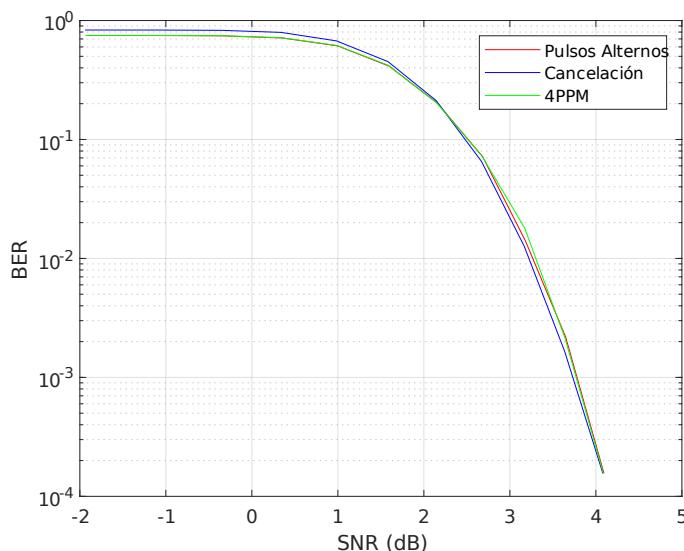


Figura 4.13: Sistema *Hard-decoding*.

En la figura se puede comprobar cómo, con este sistema, los tres esquemas de señalización funcionan esencialmente igual y que, con relaciones señal a ruido bajas (o negativas), la tasa de error de bit es alta y no sería aceptable para

cualquier sistema de comunicación por lo que este sistema sólo es apto para comunicaciones directas y cercanas en las que la señal se reciba prácticamente perfecta con muy poco ruido.

Tal y como se ha explicado en este apartado, el sistema *hard-decoding* es un sistema sencillo y rápido de implementar, sin embargo, no es óptimo ni útil para afrontar comunicaciones con un poco de ruido. Por esto, este sistema no se aplica prácticamente nunca por lo que se ha desarrollado *soft-decoding*, otra técnica de decisión que mejora notablemente las prestaciones.

4.6.2. Soft-decoding

Este sistema es más complejo que el anterior y por ende, sus prestaciones son mejores y es el que se aplica en la mayoría de sistemas de comunicaciones para asegurar una correcta recepción de la señal en la mayoría de situaciones y entornos.

El sistema *soft-decoding* opera con un rango de valores, en nuestro caso con parejas de bits para ver que opción se parece más la pareja recibida. Este sistema trabaja con los valores en crudo de la señal para tener mejores estimaciones de la señal de entrada real.

Este sistema se basa en el cálculo de la distancia euclídea que se define como la distancia 'ordinaria' entre dos puntos, la cual se deduce a partir del teorema de Pitágoras. En este caso, al usar parejas de bits, es equivalente a calcular la distancia euclídea entre dos puntos en un espacio bidimensional, aunque es simple ampliarla cuando se usen mayor número de bits como opciones tal y como se explicará en el apartado algoritmo de Viterbi. Para el cálculo se aplica la siguiente fórmula, siendo P_1 el punto de la tensión recibida y P_2 el punto de la tensión ideal o esperada. [16]

$$d_E(P_1, P_2) = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2}$$

Por ejemplo, para pulsos alternos, este cálculo se realizaría para las tres posibilidades de tensión esperada en voltios (-1,-1), (-1,1) y (1,-1) con la tensión recibida por el enlace. Una vez se ha hecho el cálculo para todas las opciones la opción elegida será la que tenga una distancia menor con la recibida.

En la aplicación de este método en nuestros sistemas de señalización hay que destacar varios aspectos. El primero de ellos es que tanto para pulsos alternos como para cancelación de pulsos la opción de '11' no está contemplada por lo que ambas solo tienen tres opciones de parejas de bits. Esto ya mejora respecto al funcionamiento de *hard-decoding* ya que por umbral se podría dar

esta pareja y sería un error el 100 % de las veces mientras que aplicando *soft-decoding* puede ser corregido calculando a cuál de las tres opciones se parece más.

El siguiente es que para 4-PPM se tendría que ampliar la fórmula ya que se trabaja con 4 bits. Sin embargo, esta codificación tiene la característica de que las distancias entre las cuatro opciones posibles son tan lejanas que, hablando en términos geométricos, representan las diagonales de un tesseracto (análogo del cubo en cuatro dimensiones). Esto implica que dichas distancias euclídeas sean máximas y se pueda aplicar el método de comparación de bits.

Para implementarlo hay que buscar el bit más grande dentro del cuarteto recibido y para ello se comparan los cuatro bits en crudo. El bit mayor se interpreta como '1' y los otros tres como '0'. Este método es especialmente eficaz frente a inclusiones de componentes de continua que provoquen que la señal recibida aumente sus valores.

Seguidamente se muestra la figura 4.14, que compara el funcionamiento de los tres esquemas de codificación desarrollados con el método *soft-decoding*.

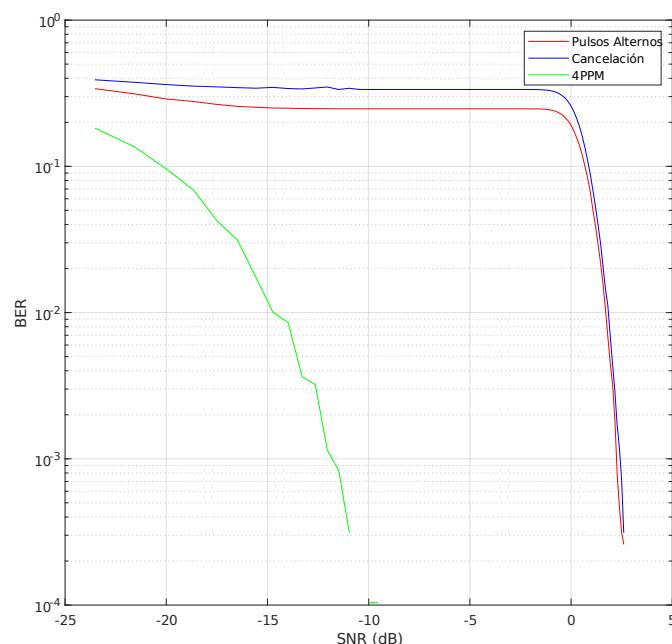


Figura 4.14: Sistema *Soft-decoding*.

En la figura se comprueba que pulsos alternos y cancelación de pulsos tienen un funcionamiento parecido al contar con las mismas opciones y, lo más

importante, que el funcionamiento de 4-ppm es mejor. Esto se debe, como se ha explicado anteriormente, a que las distancias entre los puntos son las diagonales. Por lo tanto, este método incrementa el potencial del uso de *soft-decoding* y su funcionamiento es muy bueno.

Finalmente, se concluye que, mientras que *hard-decoding* opera con un solo bit de información, *soft-decoding* puede tomar un rango de valores de entrada. Esta información adicional es fundamental para tener mejores estimaciones de los datos originales.

En la línea de aumentar el rango de valores de entrada se trabaja con realizar *soft-decoding* aplicando el algoritmo de Viterbi.

4.6.3. Algoritmo de Viterbi

El algoritmo de Viterbi es un algoritmo de programación dinámica que permite hallar la secuencia más probable (el llamado camino de Viterbi) que produce una secuencia observada, especialmente en el contexto de fuentes de información de Márkov. [17]

En el trabajo se aplica el algoritmo de Viterbi en función del pasado, es decir, otorgándole memoria al sistema. Esto se usa para ampliar el rango de valores posibles, pero, sobre todo, para que el número de opciones descartadas sea relevante en relación a las opciones totales.

Este sistema de decisión no es independiente, es decir, cuando se le otorga dicha memoria al sistema y se descartan las opciones no probables hay que elegir entre las opciones que sí son posibles. Esta elección se realiza con el método *soft-decoding* ampliando la fórmula bidimensional al número de puntos que nos proporcione la memoria. Por lo tanto, se puede pensar que cuantos más pasados se tengan más robusto será el sistema. Sin embargo, mirar al pasado requiere de mucha complejidad y de retardos de tiempo a la hora de calcular la distancia euclídea con tantos puntos. Por ello, hay que encontrar una solución de compromiso para que la mejora sea significante y la complejidad no sea excesiva. En este trabajo vamos a quedarnos con un pasado, es decir, con cuatro bits.

Un aspecto a destacar es que no es útil aplicar este algoritmo para el esquema 4-PPM porque mirar el pasado anterior no tiene ningún impacto en el actual ya que esta codificación no presenta restricciones entre la transmisión de cuartetos.

En el esquema pulsos alternos la aplicación del algoritmo de Viterbi si tiene sentido, sin embargo, al mirar un pasado sólo se descartan dos opciones de las nueve posibles que tendría este esquema si no se usara Viterbi. Por esto, la

mejora en cuanto a robustez que se presenta no es muy significativa respecto al método *soft-decoding* sin Viterbi del apartado anterior. La única restricción que presenta este esquema es que los pulsos deben ir alternando su posición. Por lo tanto, las opciones descartadas son las dos que no presentan dicha alternancia de pulsos ('0101' y '1010').

Para el esquema cancelación de pulsos usar el algoritmo de Viterbi es más eficaz que en el caso anterior. Esto es debido a que, en este caso, se descartan cuatro opciones de las nueve posibles por lo que la tiene un gran impacto en cuanto a la mejora de robustez frente al ruido. En este esquema la restricción que se presenta es que no puede haber más de un pulso seguido ya que entre pulsos tiene que haber silencio. Por lo tanto, las opciones descartadas son '0101', '0110', '1001' y '1010'.

En la figura 4.15 se muestra el funcionamiento de pulsos alternos y de cancelación de pulsos con este método de decisión.

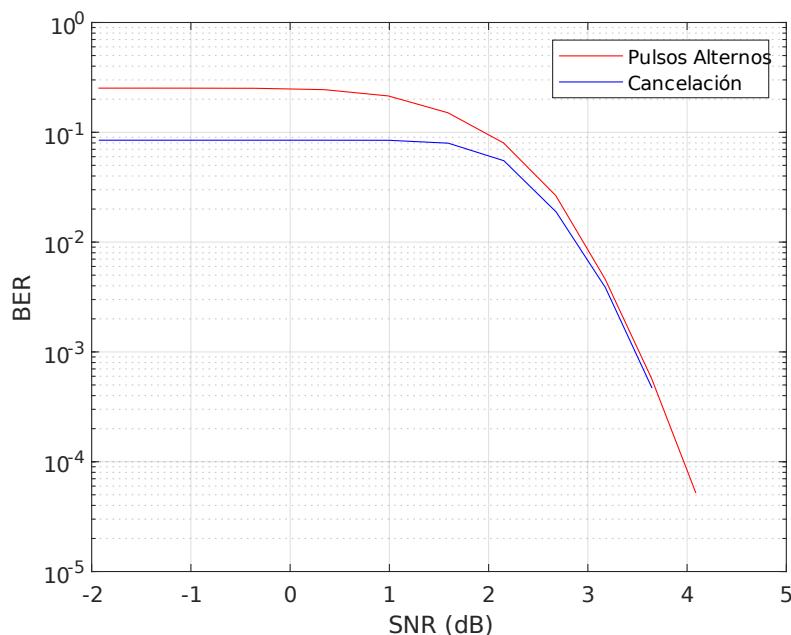


Figura 4.15: Algoritmo de Viterbi.

Al analizar la gráfica se contempla que ambos esquemas mejoran respecto a la aplicación de *soft-decoding* sin Viterbi. Aunque tal y como se desarrolló anteriormente, el uso de este algoritmo tiene más efecto en el esquema cancelación de pulsos llegando a cambiar las tornas en cuanto a cuál de los dos es más robusto frente al ruido.

4.6.4. Comparativa entre los sistemas de decisión

A continuación, se va a comparar la tasa de error de bit (BER), de los distintos esquemas de decisión para cada esquema de codificación, en función de la relación señal a ruido (SNR) que varía con la distancia (disminuyendo la amplitud de la señal) para verificar la mejora que se produce entre cada sistema de decisión.

La figura 4.16 muestra una comparativa de los esquemas bajo la codificación de pulsos alternos.

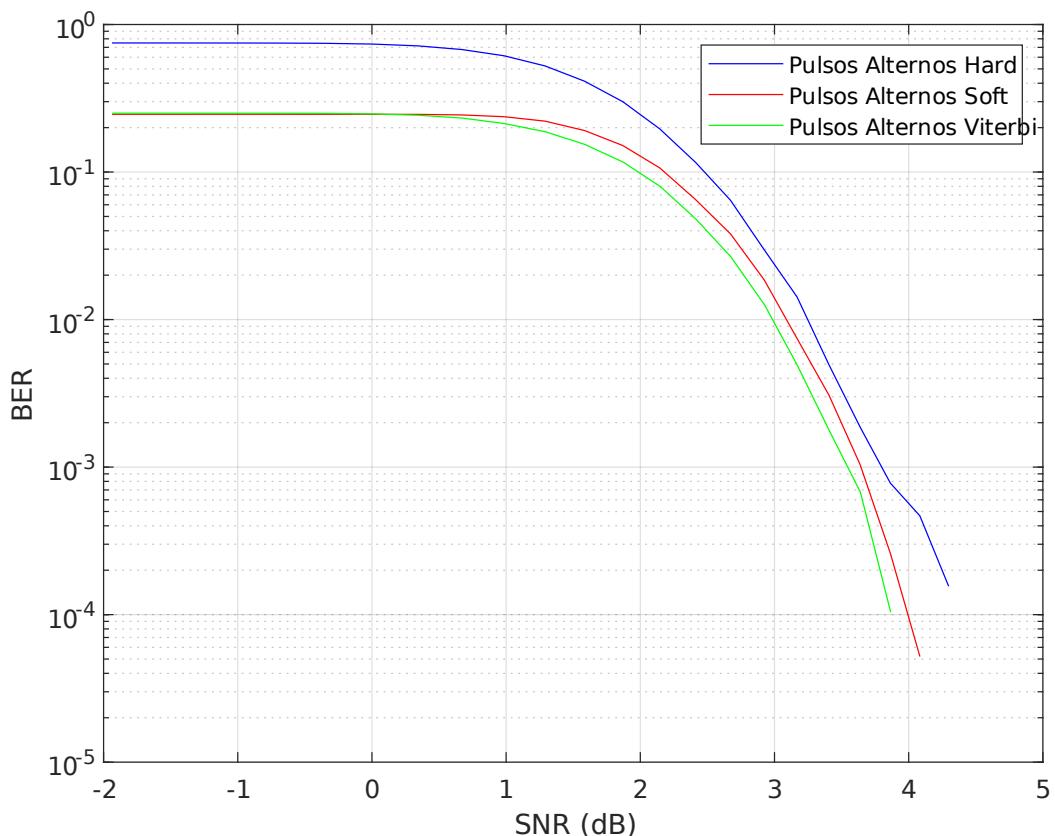


Figura 4.16: Sistemas de decisión con pulsos alternos.

Se observa que para pulsos alternos, la principal mejora se nota con la aplicación de soft-decoding o Viterbi. El funcionamiento de Viterbi es levemente mejor porque aplicando Viterbi con un pasado solo se descartan dos opciones de nueve posibles por lo que no sale a relucir su máximo potencial.

La figura 4.17 muestra una comparativa de los esquemas bajo la codificación de cancelación de pulsos.

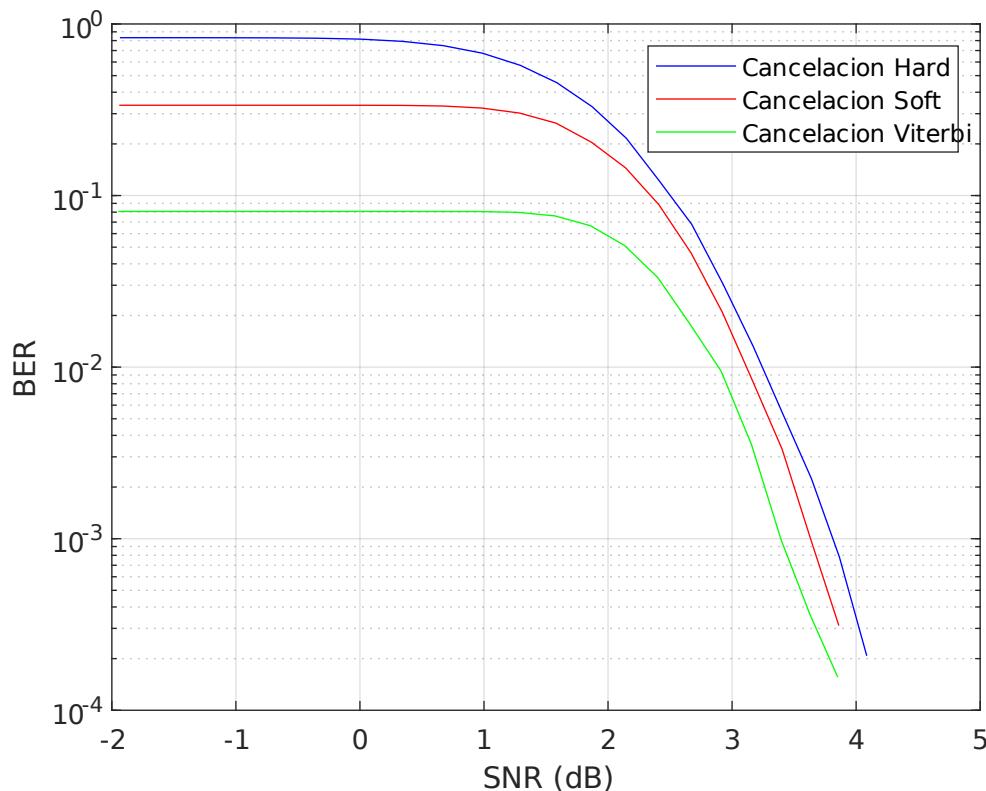


Figura 4.17: Sistemas de decisión con cancelación de pulsos.

Se comprueba que para cancelación de pulsos el uso del algoritmo de Viterbi es fundamental ya que, como se comentó en el apartado anterior, se descartan muchas opciones al mirar un pasado, concretamente cuatro de nueve opciones.

La figura 4.18 muestra una comparativa de los esquemas bajo la codificación 4-PPM.

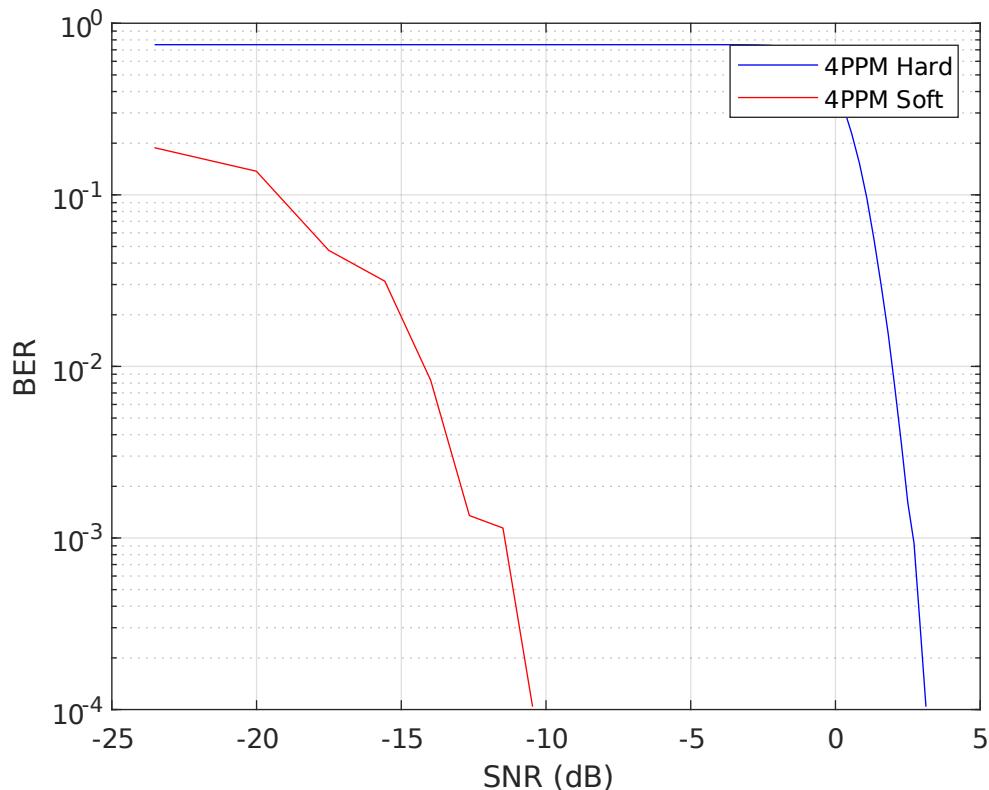


Figura 4.18: Sistemas de decisión con 4-PPM.

Se verifica que para 4ppm el uso de soft-decoding implica una gran mejora debido a la posibilidad de buscar el bit mayor ya que solo se recibe un '1' por cuarteto de bits.

4.7. Conclusiones

Finalmente, para concluir este apartado se muestra una gráfica comparativa de los tres esquemas de señalización con el sistema de decisión que mejores prestaciones ofrece a cada uno de ellos.

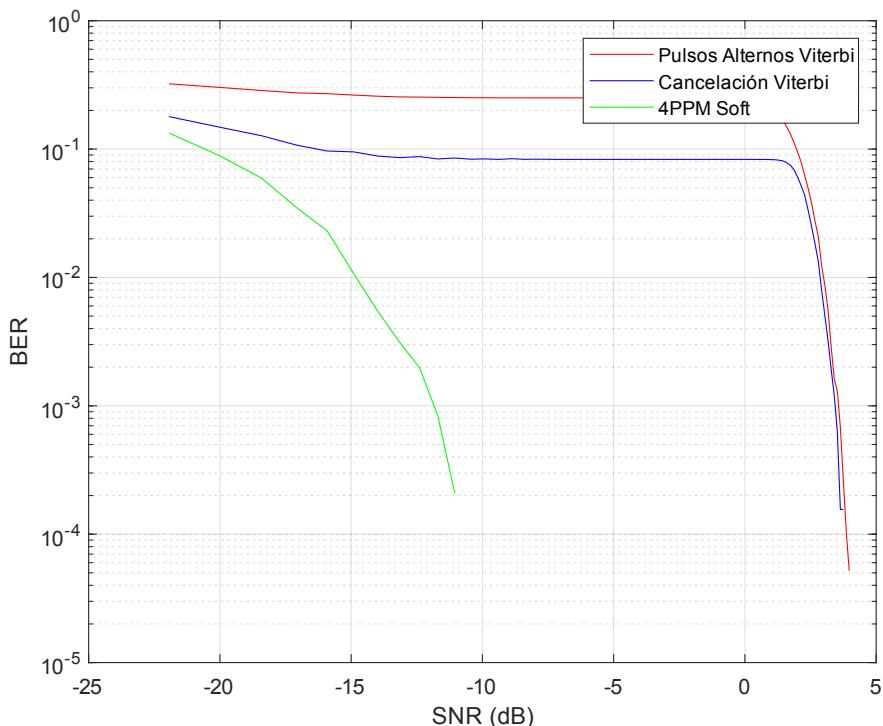


Figura 4.19: Comparativa de los esquemas de codificación con su mejor sistema de decisión.

Por tanto, el mejor esquema de codificación en cuanto a robustez es 4-PPM con soft-decoding. Se verifica que independientemente del esquema de codificación empleado el sistema de decisión *hard-decoding* no es óptimo en ningún caso y que la ventaja de 4-PPM respecto al resto se debe a la posibilidad de decidir a través de la comparativa de bits ya que las distancias entre las opciones son máximas. Así que, aunque no se pueda aplicar el algoritmo de Viterbi a esta codificación sigue siendo superior a las otras dos.

Capítulo 5

Implementación

Contenido

5.1 Sistema general	51
5.2 Transmisor	53
5.3 Receptor	56
5.4 Sistema de decisión	57
5.4.1 Hard-decoding	57
5.4.2 Soft-decoding	58
5.4.3 Algoritmo de Viterbi	60

En este capítulo se explicarán los bloques que forman parte de la implementación de la codificación de la señal en la transmisión y del sistema de decisión y la decodificación en la recepción. Se mostrarán algunos esquemáticos equivalentes y sus respectivas simulaciones para comprobar su correcto funcionamiento.

5.1. Sistema general

En primer lugar, para tener una visión general alejada del bajo nivel se presenta la figura 5.1, que contiene los bloques que forman parte del proyecto. Los bloques sobre los que se ha trabajado en este proyecto son el transmisor (axi_vlc_transmitter) para la codificación y el receptor (axi_vlc_receiver) para la decodificación además de añadir al bloque del filtro adaptado (mf_0) el sistema de decisión para pasarle al receptor la mejor señal posible. Es importante destacar que el bloque correspondiente al reloj es fundamental para establecer la

frecuencia del sistema y que el bloque correspondiente a la interconexión AXI también es imprescindible ya que, entre otras cosas, permite la comunicación con la memoria RAM para leer y/o escribir la trama de datos. Ambos bloques están predefinidos en la plataforma Vivado.

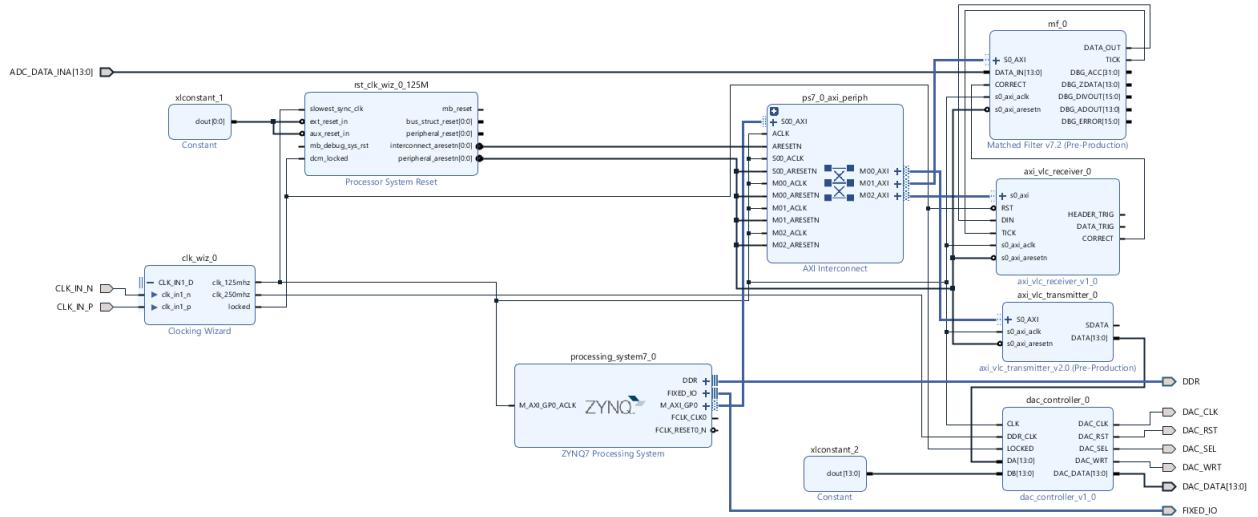


Figura 5.1: Diagrama de bloques general del sistema completo.

Como se aprecia en la figura, el sistema está formado por todos los bloques necesarios para la transmisión y recepción por lo que, con este diseño, la FPGA está programada para poder realizar cualquiera de las dos funciones en cualquier momento.

Aunque los tres bloques en los que se basa este trabajo se desarrollarán en detalle en este capítulo, es importante tener una perspectiva conjunta del sistema para tener claro el flujo de funcionamiento. Para ello se presenta la figura 5.2, que muestra el diagrama de flujo de la transmisión y la figura 5.3, de la recepción para diferenciar los bloques que forman parte en cada proceso y entender la actividad global de cada parte del sistema.

Antes de comenzar a desarrollar los bloques es importante destacar que cada paquete transmitido y recibido está formado por bits de sincronismo, bits de cabecera y la propia trama de datos.

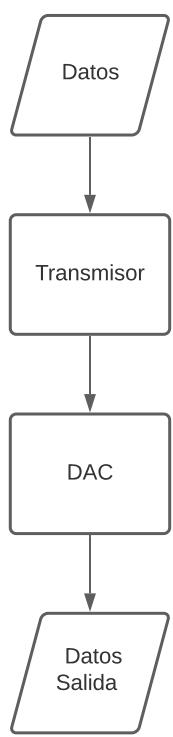


Figura 5.2: Diagrama de flujo de la transmisión de datos



Figura 5.3: Diagrama de flujo de la recepción de datos

5.2. Transmisor

El primer bloque a desarrollar es el bloque transmisor. La función principal de este bloque es leer los datos de entrada y transmitirlos codificados no sin antes generar una dirección. Lo verdaderamente interesante en este bloque es como se ha implementado la codificación del esquema de señalización deseado.

En un primer momento se realizó la codificación del paquete entero, incluyendo los bits de sincronismo, con el esquema de señalización empleado. Es decir, que toda la trama se codificaba de la misma manera. Sin embargo, tras varios estudios y pruebas se llegó a la conclusión de que, para alcanzar mayor velocidad de transmisión y mayor robustez, es más óptimo codificar la señal de sincronismo del paquete con codificación Manchester. Esto se debe a que es el único esquema de codificación que máxima la frecuencia de trabajo ya que la frecuencia de Manchester es siempre el doble de la frecuencia de dato. La ventaja que le proporciona al sistema está relacionado con el filtro adaptado y el

algoritmo de Gardner.

Aunque no compete explicar el funcionamiento detallado del filtro adaptado si es óptimo decir que su funcionamiento es vital para una mejor recuperación de la señal recibida por el canal de luz y que, a gran escala, se basa en muestrear en los picos de la señal gracias al algoritmo de Gardner. Como es natural, la señal suele llegar distorsionada y es durante la trama de sincronismo donde el algoritmo de Gardner entra en efecto para calcular cuáles son los momentos óptimos de muestreo para una vez llegue la trama de datos estar bien colocado.

De acuerdo con esto, cuanto mejor sea la trama de sincronismo mejor será el sistema, es decir, lo óptimo es que haya los máximos picos posibles y eso se maximiza con el uso de la codificación Manchester.

Debido a este efecto, se cambió la estructura del transmisor para siempre transmitir la trama de sincronismo con la codificación Manchester y el resto del paquete con el esquema de codificación deseado.

Para reproducir este cambio de codificación en el proyecto se ha implementando un proceso dentro del módulo principal que consiste en empezar a codificar con Manchester, ya que los primeros bits son sincronismo, y hacer una cuenta hasta que dicho valor coincida con el número de bits de sincronismo, que es un valor conocido. Esta cuenta se realiza a partir de la dirección inicial del paquete y el valor final es la suma de dicha dirección inicial más el número de bits de sincronismo. Una vez se produce esto se cambia a codificar con el esquema de codificación deseado. Lo más crítico en este cambio es que los procesos de codificación deben estar perfectamente sincronizados para no perder ningún bit. Para entender mejor este funcionamiento se presenta la figura 5.4 que esquematiza a través de un diagrama la codificación con los dos esquemas y la figura 5.5 que esquematiza la cuenta de sincronismo.

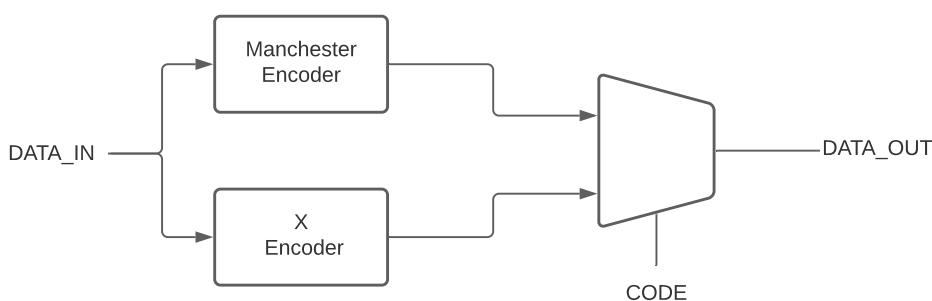


Figura 5.4: Selector de codificación.

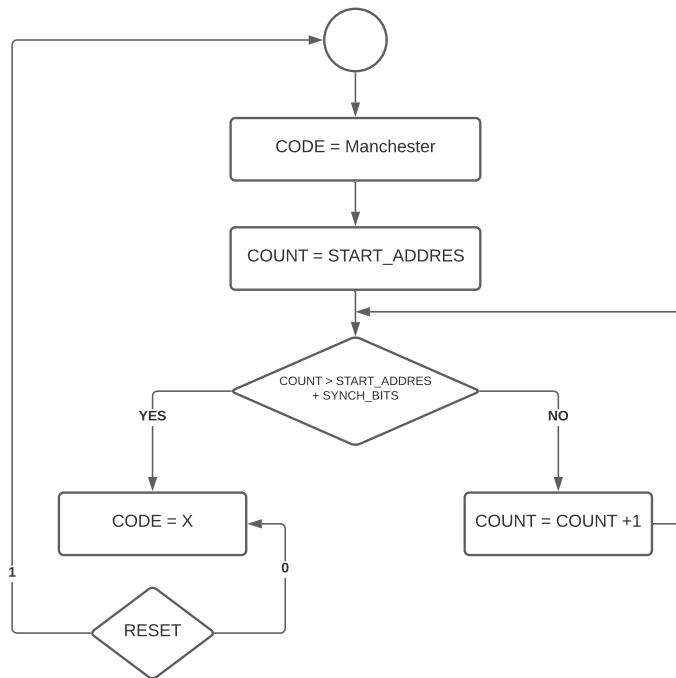


Figura 5.5: Cuenta de sincronismo.

Una vez explicado cómo el sistema cambia de codificación se continúa con la explicación de cómo se ha implementado la codificación del dato de entrada. El enfoque principal es la aplicación de máquinas de estados. Esto se debe a que es muy intuitivo traducir los diagramas de trellis en diagramas de Markov o máquinas de estados. Lo que es crucial en la codificación es que hay que trabajar al doble de frecuencia de entrada ya que un bit de entrada es codificado con dos de salida.

Sin embargo, para codificar 4PPM no se puede codificar de esta manera ya que se codifican parejas de bits y no sigue ningún esquema de trellis. Esto implica mayor dificultad a la hora de implementarlo puesto que hay que leer de dos en dos teniendo especial cuidado en no repetir datos de entrada y codificar de cuatro en cuatro. Para esto hay que seguir trabajando al doble de frecuencia y codificar en función de la pareja leída tal y como se explicó en su apartado teórico.

La figura 5.6 muestra una simulación de la codificación de la señal de entrada aplicando el esquema de codificación cancelación de pulsos. Hay que aclarar que la señal TICK va al doble de frecuencia de dato para poder codificar una pareja por cada bit de entrada.

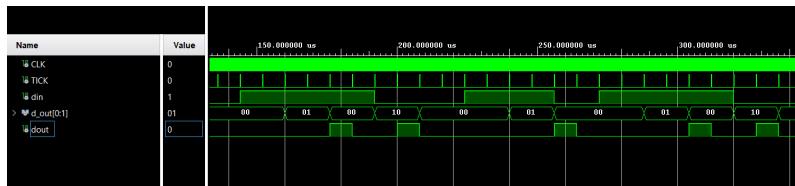


Figura 5.6: Simulación del transmisor con cancelación de pulsos.

5.3. Receptor

El segundo bloque es el receptor. La función principal de este bloque es desglosar el paquete para identificar cada parte del mismo y sobre todo decodificar la trama.

Hay que destacar que el paquete está formado por una trama de sincronismo, de cabecera y de datos. El receptor empieza en modo sincronismo, es decir, espera a recibir la mitad de los bits de sincronismo totales, momento en el que avisa al módulo del filtro adaptado que ya está sincronizado y pasa a esperar a recibir el patrón del paquete. Cabe recalcar que los bits de sincronismo vienen en Manchester y lo demás con la codificación elegida. Es importante saber que los bits de sincronismo y de patrón no se decodifican ya que hacerlo no tendría ningún impacto en la recepción.

Una vez se recibe correctamente el patrón se recibe la cabecera y se realiza el cálculo CRC para comprobar que el paquete es correcto y continuar con la recepción o desechar el paquete en caso contrario.

Tras lo comentado anteriormente se implementa la decodificación de la trama de datos que es lo que se recibe a continuación. A la hora de implementar la decodificación también hay diferencias entre pulsos alternos y cancelación de pulsos respecto a 4PPM.

Para pulsos alternos y cancelación de pulsos se decodifica trabajando con parejas de bits, ya que cada pareja corresponde a un dato. Por lo tanto, es fundamental elegir las parejas adecuadas para lo que se utilizan registros para guardar el primer de bit de la pareja y no decodificar hasta que no se recibe el segundo y así sucesivamente. Esta decodificación se realiza implementando una máquina de estado inversa, es decir, se ha creado una máquina de estados correspondiente a la decodificación que, como es lógico, guarda relación con la correspondiente a la codificación pero no es igual.

Para 4PPM se decodifica trabajando con cuartetos de bits ya que sabemos que en este esquema se codifican parejas de datos. Lo más importante en es-

te esquema es elegir bien los cuartetos adecuados sin mezclarlos ya que su decodificación se basa en comprobar con cuál de los cuatro cuartetos posibles coincide el cuarteto recibido para traducirlo a su respectiva pareja de datos.

Una vez se decodifican los datos, estos se escriben en la memoria RAM del sistema para su posterior lectura en el programa en C.

5.4. Sistema de decisión

La implementación de los sistemas de decisión es crucial para la mejora en el funcionamiento del sistema en recepción. Por lo tanto, se va a desarrollar la implementación de cada uno de los tres sistemas de decisión.

5.4.1. Hard-decoding

La implementación de *hard-decoding* es la más sencilla y rápida de todas ya que sólo hay que colocar un umbral en la mitad del rango del ADC. Aquí es imprescindible destacar que la resolución del ADC es de 14 bits por lo que su rango es de 0 a 16384 siendo 0 equivalente a +1V y 16384 equivalente a -1V. Sin embargo, en el filtro adaptado se realiza un mapeo de la señal para que su interpretación sea más intuitiva. Este mapeo hace que la señal digital tenga 'signo', lo que provoca que la señal cambie su rango de valores y sea una señal simétrica siendo su rango [-8192,8191] en el que -8192 equivale a -1V ('0') y 8191 a +1V ('1').

Una vez conocido este mapeo la colocación del umbral se implementa mirando el bit más significativo de la muestra ya que si este bit es '1' significa que la señal es negativa por lo que se traduce como un '0' lógico y si el bit más significativo es un '0' implica que la señal es positiva por lo que sería un '1' lógico.

De esta manera se coloca el umbral en la mitad de la señal siendo muy sensible a errores provocados principalmente por la inclusión de corriente continua que provoca que la señal no esté centrada.

Además, es fundamental explicar que en nuestro caso para los tres esquemas de codificación empleados el umbral no se colocaría en 0. Esto se produce porque al ser esquemas no equiprobables el efecto que provoca el receptor óptico es que la señal no se simetrice perfectamente por lo que la señal tiene un efecto en la que está 'subida' y no se encuentra en el rango [-8192,8191] si no que el valor negativo es más elevado. Por este motivo, el umbral varía entre cada esquema según los cálculos realizados en el apartado teórico.

La figura 5.7 muestra una simulación del funcionamiento del sistema *hard-decoding* para el esquema de codificación 4PPM. En ella se observa como este sistema depende de si la señal está por encima del umbral o no para determinar su valor sin tener en cuenta la naturaleza de la codificación. Por lo que no es capaz de corregir ningún error tal y como se aprecia en la imagen en el caso de '0011'. Una señal importante en la imagen es 'control' que es la que indica que ya se ha recibido la primera pareja del patrón y es el momento de trabajar con cuartetos.

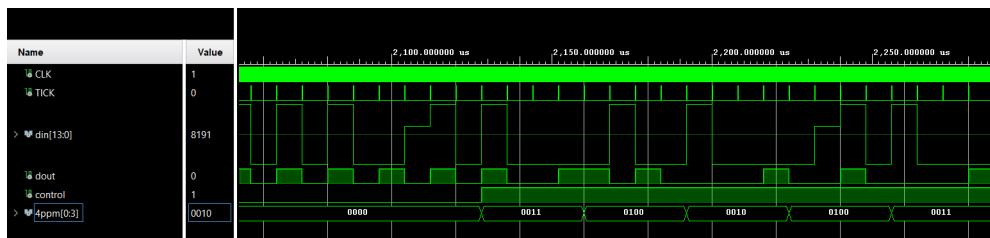


Figura 5.7: Simulación *hard-decoding* con 4PPM.

5.4.2. Soft-decoding

La implementación de este sistema es más compleja que la anterior y por consecuencia sus prestaciones son mejores.

Tal y como se comentó en el apartado teórico es imprescindible conocer las opciones posibles que se pueden dar en recepción con cada esquema de codificación empleado ya que este método calcula a través de la distancia euclídea a que opción se parece más la que se ha recibido. Tanto para pulsos alternos como para cancelación de pulsos se trabaja con parejas de bits y para 4PPM se trabaja con cuartetos de bits.

Hay que destacar que tal y como se ha comentado en transmisión la trama de sincronismo se transmite con Manchester y el resto del paquete con otra codificación. Por lo tanto, a la hora de aplicar este método hay que diferenciar los cálculos para cada uno por lo que es clave saber cuál hay que aplicar en cada momento.

La implementación de *soft-decoding* tiene dos puntos fundamentales para su correcto funcionamiento que son la realización correcta del cálculo de la distancia euclídea y la correcta sincronización para calcular dicha distancia con las parejas o cuartetos adecuados de la codificación correspondiente.

Lo más determinante es que para la implementación de este método es que hay que diferenciar entre pulsos alternos y cancelación de 4PPM.

Para pulsos alternos y cancelación, primero, se aplica el cálculo con las opciones de Manchester, ya que el sincronismo viene con esa codificación, y cuando ya se han recibido la mitad de los bits totales de sincronismo (porque si se esperan a todos es muy difícil puesto que es normal que algunos bits del principio se pierdan) se aplica el cálculo con las opciones de pulsos alternos o cancelación. Esto es posible porque las opciones de pulsos alternos y cancelación ('00','01','10') contienen a las dos opciones de Manchester por lo tanto no habría ningún problema si todavía falta algún bit de sincronismo por llegar.

La implementación de la distancia euclídea para pulsos alternos y cancelación se realiza comparando las distancias obtenidas de la pareja recibida con cada una de las tres opciones posibles mediante la aplicación de la fórmula descrita en el apartado teórico. Como los tres esquemas son no equiprobables y siguiendo lo desarrollado en el apartado teórico el valor bajo no será el máximo si no que subirá por lo que el valor del vector esperado en la fórmula cambiará para cada esquema de codificación según los cálculos realizados en el apartado teórico. La dificultad está en la aplicación de la fórmula, principalmente, porque los datos recibidos son vectores de bits. En un primer intento se realizó un módulo para operar con los vectores, sin embargo, presentó muchos problemas en su desarrollo, debido a desbordes de los vectores y la necesidad de implementar varios procesos con operaciones simples, y en su resultado, debido a un retardo desmesurado para cada operación que provocaba fallos de tiempo de set-up.

Tras concluir que hacerlo de esta manera no era eficiente se cambió la visión y se ha realizado a través de una librería propia con funciones propias. Estas funciones corresponden con cada proceso necesario para la implementación siendo estos la conversión del dato de entrada vectorial a entero, el cálculo de las tres distancias euclídeas, la comparativa entre todas para encontrar la menor de todas y sacar la pareja elegida de forma serie y en valor lógico (binario). Este proceso se representa en la figura 5.8.



Figura 5.8: Diagrama de flujo.

Para 4PPM la dificultad reside en la sincronización ya que la implementación de la distancia euclídea es más sencilla. Esta implementación es más sencilla debido a que las cuatro distancias son máximas y representan diagonales entre sí. Esto implica que no se necesite de la librería implementada si no que solo se comparan los cuatro bits del cuarteto buscando el mayor que representará al único '1' del cuarteto. Esta comparación se realiza con los valores vectoriales recibidos para tener una mayor precisión y eficacia en el cálculo.

La correcta sincronización si representa un reto mayor ya que hay que pasar de parejas a cuartetos. La primera parte es igual a la de pulsos alternos y cancelación comentada con la diferencia de que el cambio entre parejas y cuartetos se produce cuando se recibe '00' ya que no corresponde a código Manchester y sabemos a ciencia cierta que es la primera pareja del patrón. Una vez se recibe esa pareja se trabaja con los cuartetos.

La figura 5.9 muestra una simulación del funcionamiento del sistema *soft-decoding* para el esquema de codificación 4PPM. En ella se ilustra como este sistema es capaz de regenerar la señal corrigiendo el error producido en el que un bit de la señal recibida es erróneo y cómo sale con valores lógicos y serializada. Aunque es difícil de entender a simple vista debido a los retrasos de los registros y las operaciones se ve su correcto funcionamiento. Cabe destacar que este error no sería corregido en *hard-decoding*.

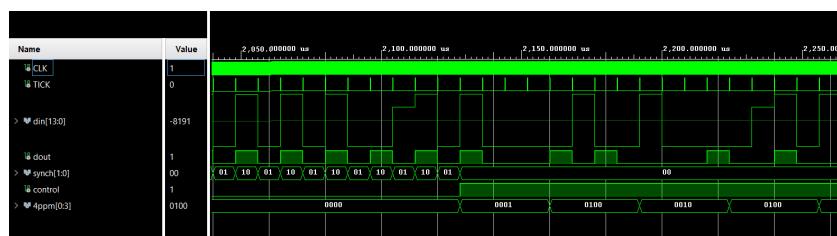


Figura 5.9: Simulación *soft-decoding* con 4PPM.

5.4.3. Algoritmo de Viterbi

En este trabajo la implementación de Viterbi se basa en dotar de memoria al sistema para ampliar el rango de valores posibles para que el número de opciones descartadas por la naturaleza de la codificación sea relevante. Hay que recordar que este sistema no se aplica a 4PPM ya que no se descarta ninguna opción cuando se le aplica memoria. Para los otros dos esquemas si es óptimo. Al otorgarle memoria al sistema ya no se trabaja con parejas de bits si no que se trabaja con cuartetos. Por lo tanto, la sincronización se realiza de la misma ma-

nera que para 4PPM *soft-decoding*, buscando la primera pareja de patrón, que es conocida, para en ese instante trabajar con cuartetos de bits.

Para calcular las distancias euclídeas hay que ampliar la fórmula ya que ahora se trabaja con cuatro bits. Como es lógico se implementó siguiendo el proceso de la figura 5.8 con la única diferencia de que se realizan más comparaciones y más cálculos lo que provoca que se ocupe más área de la FPGA y se tarde más tiempo, es decir, aumenta la complejidad del sistema.

Tal y como se comentó en el apartado teórico este sistema es más eficaz para cancelación de pulsos ya que se descartan más opciones de las nueve posibles que en pulsos alternos, aunque para ambos la mejora respecto a no tener memoria (trabajar con parejas y no cuartetos) es notable.

La figura 5.10 muestra una simulación del funcionamiento del sistema para el esquema de codificación cancelación de pulsos. En ella se observa la robustez del sistema ante errores de la señal recibida y cómo la memoria es clave para regenerar la señal de manera óptima.

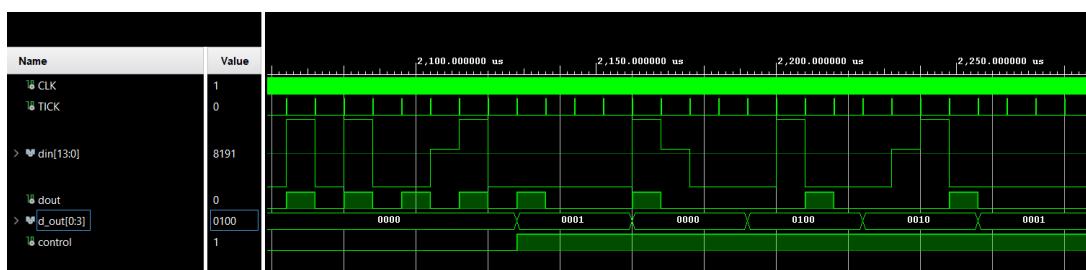


Figura 5.10: Simulación algoritmo de Viterbi con cancelación de pulsos.

Capítulo 6

Pruebas

Contenido

6.1	24 metros	66
6.2	40 metros	66
6.3	54 metros	66
6.4	60 metros	67
6.5	68 metros	67
6.6	Resumen	67

En este capítulo se van a presentar diferentes pruebas para comprobar el correcto funcionamiento de cada esquema de codificación, con cada sistema de decisión, una vez han sido integrados en el sistema completo de comunicación.

Para ello se dispone del enlace de luz comentado en el capítulo 3 y que se muestra a continuación en la figura 6.1

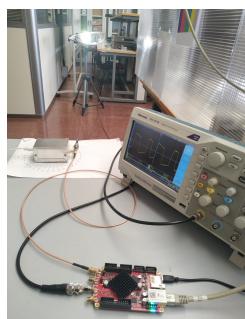


Figura 6.1: Sistema de transmisión-recepción completo.

En la figura 6.2, se puede ver la configuración global del sistema para la ejecución de esta prueba.

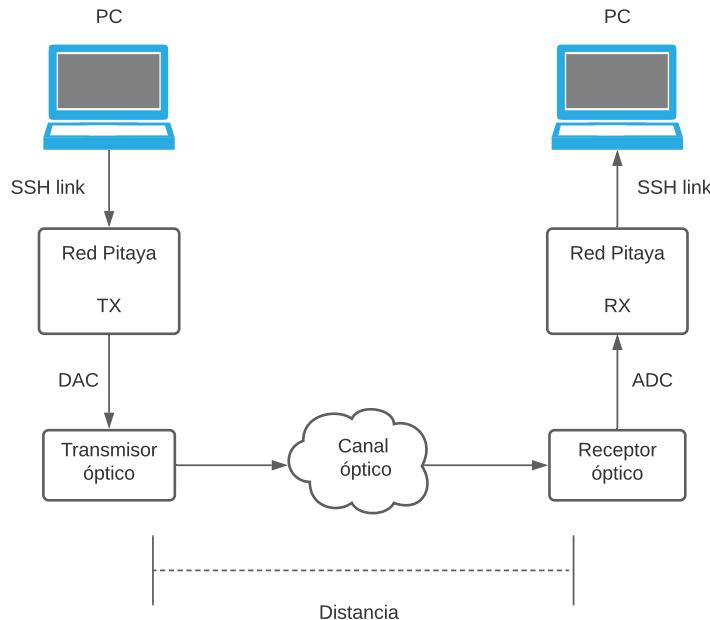


Figura 6.2: Sistema global para la transmisión-recepción.

Para realizar dichas pruebas se van a transmitir 1000 paquetes en los que, cada uno, contiene una trama de datos pseudoaleatoria a diferentes distancias ya que es la forma de disminuir la amplitud de la señal y por consecuencia, disminuir la relación señal a ruido (SNR).

El objetivo de la prueba es comprobar cuántos paquetes llegan correctos y en caso contrario de cuántos bits es el error a diferentes distancias y velocidades de transmisión para conocer las capacidades de cada esquema de codificación.

Tal y como se observa en la figura anterior, el terminal de una sesión SSH, desde un PC remoto conectado a la misma red local que la Red Pitaya, será el encargado de controlar el ARM de la placa para ejecutar el programa en lenguaje C que se ha desarrollado para realizar la transmisión o recepción de los paquetes. En las figuras 6.3 y 6.4 se muestra cómo se reciben los diez primeros paquetes. En el terminal se van imprimiendo mensajes en función de si el paquete se ha recibido correctamente 'Recibido OK', se ha recibido con errores en la trama 'Recibido ERROR' o se ha perdido 'Perdido'. Para el caso de que se reciba el paquete se muestra en la terminal los 10 primeros bytes de la trama de datos.

```
(0) Recibido OK
    Received payload content:
    a3 97 a2 55 53 be f1 fc f9 79
(1) Recibido OK
    Received payload content:
    2c 64 8f 96 88 b0 96 f a7 d7
(2) Recibido OK
    Received payload content:
    17 e3 52 e0 62 dd d0 37 11 6f
(3) Recibido OK
    Received payload content:
    d3 92 c 90 a2 38 ba d9 90 c4
(4) Recibido OK
    Received payload content:
    a7 5d 94 5f a3 35 fc 66 a1 6c
(5) Recibido OK
    Received payload content:
    3f eb af 66 ab 8d 42 92 e7 a5
(6) Recibido OK
    Received payload content:
    45 f7 bd 5a 69 49 9c b 1a 6b
(7) Recibido OK
    Received payload content:
    dc 29 d4 37 a9 b4 a4 a6 dc a1
(8) Recibido OK
    Received payload content:
    3c c7 4a c1 95 38 d8 76 86 43
(9) Recibido OK
    Received payload content:
    ef 38 1d 1f 68 56 70 50 83 14
Errores = 0. Perdidos = 0.
```

Figura 6.3: Recepción correcta de paquetes.

```
(0) Recibido OK
    Received payload content:
    a3 97 a2 55 53 be f1 fc f9 79
(1) Recibido ERROR
    Generated payload content:
    2c 64 8f 96 88 b0 96 f a7 d7
    Received payload content:
    2c 64 8f 96 88 b0 96 f a7 d7
    Bytes erroneos: 115 de 2043
    Bits erroneos: 387 de 16344
(2) Perdido
    Generated payload content:
    17 e3 52 e0 62 dd d0 37 11 6f
(3) Recibido OK
    Received payload content:
    d3 92 c 90 a2 38 ba d9 90 c4
(4) Recibido OK
    Received payload content:
    a7 5d 94 5f a3 35 fc 66 a1 6c
(5) Recibido OK
    Received payload content:
    3f eb af 66 ab 8d 42 92 e7 a5
(6) Recibido OK
    Received payload content:
    45 f7 bd 5a 69 49 9c b 1a 6b
(7) Recibido ERROR
    Generated payload content:
    dc 29 d4 37 a9 b4 a4 a6 dc a1
    Received payload content:
    dc 29 d4 37 a9 b4 a4 a6 dc a1
    Bytes erroneos: 484 de 2043
    Bits erroneos: 1622 de 16344
(8) Perdido
    Generated payload content:
    3c c7 4a c1 95 38 d8 76 86 43
(9) Recibido OK
    Received payload content:
    ef 38 1d 1f 68 56 70 50 83 14
```

Figura 6.4: Recepción errónea de paquetes.

La figura 6.5 representa una recepción real de una prueba realizada para una transmisión de 1000 paquetes. Se observa como se detalla toda la información correspondiente a la recepción del paquete siendo la más esencial los paquetes correctos y la BER (tasa de error de bit).

```
*****
BER report results:

Paquetes transmitidos:      1000
Paquetes recibidos:          984
  - Paquetes correctos:      620
  - Paquetes con error:      364
Paquetes perdidos:            16
Bits erroneos:                 6812
Bits totales:                  16082496
BER:                           0.000424
*****
```

Figura 6.5: Terminal de recepción.

Las pruebas realizadas se van a dividir en diferentes apartados según la distancia a la que se han realizado. Cada uno de los apartados muestra una tabla con los resultados obtenidos para cada esquema de codificación con su mejor sistema de decisión, es decir, pulsos alternos con Viterbi, cancelación de pulsos con Viterbi y 4PPM con *soft-decoding*.

6.1. 24 metros

	Paquetes recibidos	Paquetes correctos	BER
Pulsos Alternos	1000	1000	0
Cancelación pulsos	1000	1000	0
4PPM	1000	1000	0

Tabla 6.1: Prestaciones a 24 metros.

6.2. 40 metros

Para esta distancia las prestaciones siguen siendo casi perfectas aunque ya empieza a notarse un poco la diferencia entre cada esquema de codificación.

	Paquetes recibidos	Paquetes correctos	BER
Pulsos Alternos	936	912	0.001727
Cancelación pulsos	958	958	0
4PPM	993	993	0

Tabla 6.2: Prestaciones a 40 metros.

6.3. 54 metros

A partir de esta distancia las prestaciones de pulsos alternos y de cancelación de pulsos son nulas ya que no se recibe ningún paquete. Para ambos casos la culpa es de la cabecera porque al hacer el cálculo del CRC desecha el paquete. Sin embargo, las prestaciones de 4PPM siguen siendo excelentes.

	Paquetes recibidos	Paquetes correctos	BER
Pulsos Alternos	0	0	-
Cancelación pulsos	0	0	-
4PPM	971	971	0

Tabla 6.3: Prestaciones a 54 metros.

6.4. 60 metros

	Paquetes recibidos	Paquetes correctos	BER
Pulsos Alternos	0	0	-
Cancelación pulsos	0	0	-
4PPM	964	964	0

Tabla 6.4: Prestaciones a 60 metros.

6.5. 68 metros

Hasta 68 metros las prestaciones de 4PPM *soft-decoding* son excelentes y no es hasta esta distancia cuando empiezan a bajar. Aun así, considerando que es una distancia bastante grande las prestaciones son satisfactorias.

	Paquetes recibidos	Paquetes correctos	BER
Pulsos Alternos	0	0	-
Cancelación pulsos	0	0	-
4PPM	623	594	0.000764

Tabla 6.5: Prestaciones a 68 metros.

6.6. Resumen

Por lo tanto, tras las pruebas realizadas, se confirma todo lo planteado en el estudio teórico realizado en el capítulo 4.

Se verifica que las prestaciones del esquema de codificación 4PPM con *soft-decoding* son excelentes y que, aunque tenga mayor flickering que las demás, puede trabajar a frecuencias más elevadas además de su robustez frente al ruido y la atenuación de la señal.

En general, se mejoran las prestaciones del sistema de partida ya que este solo estaba capacitado para hacer transmisiones a 2 o 3 metros de distancia y se demuestra la importancia de incluir esquemas de señalización y sistemas de decisión en las comunicaciones ópticas.

Parte III

Parte tercera.

Conclusiones y líneas futuras

En este último capítulo se van a exponer algunas conclusiones y líneas futuras que se han pensado que se podrían implementar después de la realización del proyecto.

Tras la realización de este trabajo se ha comprendido en profundidad los fundamentos de los esquemas de señalización para comunicaciones digitales además del gran impacto que supone la inclusión de los sistemas de decisión a la hora de interpretar y decodificar la señal. A su vez, se han aumentado las capacidades y conocimientos a la hora de trabajar con dispositivos FPGA tanto a nivel hardware como software siendo las más relevantes el conocimiento de la estructura interna de estos dispositivos y su entorno de programación. También se ha mejorado en el uso y en la comprensión de los dispositivos conversores y de los transceptores ópticos para realizar comunicaciones ópticas.

Sin duda, el mayor reto ha sido la programación de la FPGA ya que se ha tenido que cambiar la visión de programación a la que nos habituamos durante el Grado porque para programar la FPGA se utiliza un lenguaje de descripción hardware, en concreto, VHDL.

Como conclusión, se puede decir que el trabajo realizado ha sido satisfactorio con el objetivo planteado siendo este dotar de mayor robustez al sistema mediante la implementación de esquemas de codificación junto con varios sistemas de decisión. A decir verdad, los resultados han superado las expectativas planteadas ya que se han conseguido realizar comunicaciones a 60 metros de distancia cuando en el sistema inicial era de 2-3 metros por lo que puede ser integrado en vehículos para ser testeado.

Hay diversas líneas futuras que se pueden incorporar al sistema para completar y mejorar su funcionalidad. Estas se van a comentar a continuación:

- Diseñar e implementar otros esquemas de señalización ampliando el área a modulaciones en frecuencia, de fase o de amplitud.
- Estudiar la rentabilidad de aumentar el algoritmo de Viterbi a costa de la complejidad e intentar disminuir los retrasos en los cálculos de las distancias euclídeas. Además, investigar si es ventajoso cambiar la versión de la Red Pitaya por otra más potente.
- Diseñar un filtro paso alto a la entrada ya que una vez recibida la señal es conveniente calcular que filtro paso alto es el adecuado para mejorar la calidad de la señal recibida.
- Desarrollar un interfaz para visualizar la información descrita de una manera más representativa e intuitiva lo que puede ser ventajoso a la hora de implementarlo en un vehículo.
- Implementar una aplicación móvil que permita la transmisión y recepción de datos ya que hoy en día, el uso de dispositivos móviles se ha incrementado mucho, tanto que casi toda la población usa uno, por lo que sería una gran ventaja para aplicaciones futuras.

Parte IV

Apéndices

Apéndice A

Manual de uso de la aplicación funcional

Esta aplicación funcional se inicia a través del terminal, por lo que la ejecución del programa en C será suficiente para la transmisión y recepción de los paquetes.

Primero se precompila el programa en C y la FPGA ejecutando el comando *Make* tal y como se explicará más adelante. Luego en la línea de ejecución se elige la frecuencia de muestreo, el esquema de señalización y el sistema de decisión para cargar el programa deseado en la FPGA.

En función de los parámetros que se elijan se cargaran diferentes programas, en concreto, *bitstreams* que corresponden a cada codificación diferenciando entre los sistemas de decisión. Los bitstreams disponibles son los siguientes siendo *x* el nombre del sistema de decisión deseado (hard, soft, viterbi).

- *bitstream_pulsos_alternos_x.bit*
- *bitstream_cancelacion_pulsos_x.bit*
- *bitstream_4ppm_x.bit*

A continuación, se explica paso a paso como lanzar la aplicación suponiendo que los archivos mencionados previamente están copiados y en una carpeta accesible en el sistema de archivos de la Red Pitaya.

Se abre un terminal en un PC conectado a la misma red local que la Red Pitaya, iniciamos una sesión SSH y navegamos hasta la ruta donde se encuentra el fichero *Makefile*.

Una vez en la ruta ejecutamos el comando *make*.

Posteriormente ejecutamos el programa introduciendo, a su vez, el modo de funcionamiento, el bitstream que se va a cargar y el número de TAPs para definir la frecuencia de trabajo mediante el siguiente comando:

```
./bin/test txrx soft_4ppm 125
```

Una vez hecho esto se verá en el terminal como se transmiten y reciben los paquetes.

Es importante destacar que el transceptor hardware está implementado para hacer uso del puerto IN1 del ADC y el puerto OUT1 del DAC, por lo que para este prototipo la conexión entre el transmisor y el receptor se deberá implementar tal y como se muestra en la figura A.1.

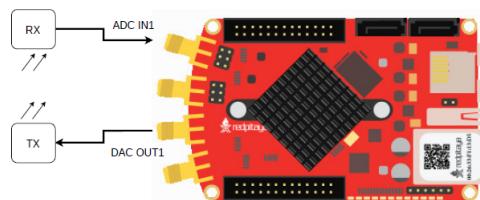


Figura A.1: Conexión entre los conversores de la Red Pitaya para el prototipo 1.

Bibliografía

- [1] World Hearth Organization. Road traffic injuries. Junio 2021.
- [2] World Hearth Organization. Global status report on road safety. Junio 2018.
- [3] World Hearth Organization. Electromagnetic fields and public health. Junio 2017.
- [4] L. U. Khan. Visible light communication: Applications, architecture, standardization and research challenges. *Digital Communications and Networks*, pages 78–88, 2017. KeAi.
- [5] M. Falcitelli y P. Pagano. Visible light communication for cooperative its. *Intelligent Transportation Systems, Studies in Systems, Decision and Control*, 52:19–47, 2016. Suiza: Springer International Publishing.
- [6] A.M. Cailean y M. Dimian. Impact of ieee 802.15.7 standard on visible light communications usage in automotive applications. *IEEE Communications Magazine*, pages 169–175, 2017.
- [7] Javier López. Qué es un fpga: características y utilidad de este tipo de componente. *HardZone*, Junio 2021.
- [8] Red Pitaya Stemlab. *Red Pitaya Documentation*.
- [9] Jyoti Saini y Priyanka Verma. An implementation and comparison of io expander on zed board and spartan 3e for low cost and area efficiency. *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2, 2015.
- [10] IEEE Standars Association. Ieee standard for local and metropolitan area networks. part 15.7: Short-range optical wireless communications. 2018.
- [11] ISA. More than illumination. *Strategic Research Agenda*, 2013.

- [12] Antonio García Zambrana y Antonio Puerta Notario. Rate-adaptive indoor wireless infrared links using ook formats with alternate-position gaussian pulses. *Electronic Letters*, 2001.
- [13] Antonio García Zambrana y Antonio Puerta Notario. Novel approach for increasing the peak-to-average optical power ratio in rate-adaptive optical wireless communication systems. *IEE Proceedings Optoelectronics*, 50(5), 2003.
- [14] Shlomi Arnon. Visible light communication. *Cambridge University Press*, 2015.
- [15] Mathuranathan Viswanathan. Hard and soft decision decoding. *Gaussian-Waves*, 2009.
- [16] Juri Ranieri y Martin Vetterli Ivan Dokmanic, Reza Parhizkar. Euclidean distance matrices: Short walk through theory, algorithms and applications. *Computing Research Repository (CoRR)*, 2015.
- [17] Wikipedia. Algoritmo de viterbi.

