

Universidad de Oviedo

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, DE
COMPUTADORES Y SISTEMAS
PROGRAMA DE DOCTORADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

TESIS DOCTORAL

DESARROLLO DE CONVERTIDORES
CC/CC PARA TRANSMISIÓN DE
INFORMACIÓN DESDE SISTEMAS DE
ILUMINACIÓN CON LEDs

Daniel García Aller

Directores:

Francisco Javier Sebastián Zúñiga y Diego González Lamar

2021



RESUMEN DEL CONTENIDO DE TESIS DOCTORAL

1.- Título de la Tesis	
Español/Otro Idioma: Desarrollo de convertidores CC/CC para transmisión de información desde sistemas de iluminación con LEDs.	Inglés: Development of DC/DC converters for Visual Light Communication (VLC) in LED lighting systems.
2.- Autor	
Nombre: Daniel García Aller	DNI/Pasaporte/NIE:
Programa de Doctorado: Programa de Doctorado en Ingeniería Eléctrica y Electrónica	
Órgano responsable: Universidad de Oviedo	

RESUMEN (en español)

Actualmente, la mayor parte de las comunicaciones inalámbricas están basadas en la utilización del espectro de radio frecuencia (*Radio Frequency*, (RF)), el cual siguiendo el crecimiento actual y el proyectado para el futuro se verá saturado en los próximos años. Las principales razones de la sobreutilización de las actuales tecnologías inalámbricas son la aparición de nuevos usuarios conectados a la red, la integración de funcionalidades de comunicación en más equipos y a la demanda de mayores velocidades de transmisión. Ante este panorama y las estimaciones de crecimiento en el futuro, los esfuerzos de encontrar tecnologías inalámbricas alternativas o complementarias han aumentado en las últimas décadas. La tecnología de comunicación mediante luz visible (*Visible Light Communication*, (VLC)) se presenta como una alternativa y una solución a la creciente sobreutilización de las comunicaciones inalámbricas basadas en el espectro RF. Si bien existe un amplio trabajo de investigación y desarrollo en muchas áreas de la tecnología, existe muy poco trabajo en la investigación sobre como implementar transmisores VLC y, en particular, como aumentar la eficiencia en los *drivers* VLC en sistemas que manejan altos niveles de potencia. La mayor parte del trabajo centrado en transmisores está enfocado en esquemas de modulación de banda base basados en pulsos, pero hay muy poco trabajo sobre transmisores de alta eficiencia energética utilizando esquemas de modulación más eficientes espectralmente, como son los de portadora única y multi-portadora.

Por lo tanto, el objetivo de esta Tesis es la investigación y propuesta de soluciones, arquitecturas y técnicas que mejoren el rendimiento energético en diferentes implementaciones de *drivers* VLC donde se puedan reproducir esquemas de modulación complejos, consiguiendo alta eficiencia eléctrica y altas tasas binarias. Se exploran y proponen soluciones basados en las diferentes Topologías de *drivers* VLC como: *drivers* VLC integrados, *drivers* VLC basado en circuitería especializada y *drivers* VLC basados en la división de la potencia.

Este documento de Tesis está organizado de la siguiente manera: El capítulo 1 introduce la tecnología VLC y el fundamento teórico y técnico que la respalda. Un análisis de las motivaciones de su investigación, las ventajas y las desventajas de la tecnología y una comparativa con otras tecnologías inalámbricas de comunicación actualmente utilizadas permite definir el estado actual de la tecnología y su futuro desarrollo. Además, el análisis de las ventajas y desventajas de la tecnología VLC ayuda a definir sus campos de aplicación y de trabajo futuro. También se analizan los campos de investigación y aplicación actuales de la tecnología. Finalmente, se analizan los estándares actuales sobre VLC, el desarrollo de redes híbridas con otras tecnologías inalámbricas, las áreas de aplicación prometedoras para VLC, las plataformas de investigación y los productos comerciales propuestos.

El capítulo 2 estudia más en profundidad el uso del LED y su control en un sistema VLC. Se exploran los diferentes tipos de LEDs que pueden ser utilizados en VLC, los efectos de la temperatura en la respuesta del LED, el ancho de banda del LED y la caracterización del este. El capítulo 3 se centra en el estudio de los *drivers* VLC basados en circuitería especializada, y su implementación utilizando amplificadores de potencia. Además, se exploran y proponen técnicas de mejora del rendimiento en esos *drivers* VLC, ya sean nuevas técnicas basadas en el concepto de la suma de luces o la adaptación de otras técnicas tradicionales de mejora del rendimiento. Técnicas como *outphasing* y ayuda lineal son adaptadas a VLC, analizadas en detalle e implementadas.



El capítulo 4 se centra en estudio de los *drivers* VLC basados únicamente en convertidores CC-CC. Se proponen diferentes formas de implementar *drivers* VLC integrados basados en las diferentes modificaciones del convertidor reductor de respuesta rápida. Además, se proponen diferentes formas de implementar *drivers* VLC basados en la división de la potencia, donde dos convertidores CC-CC son diseñados para trabajar conjuntamente, dividiéndose la potencia y permitiendo un diseño más específico de los convertidores. Todas estas modificaciones tienen como objetivo el aumento de la eficiencia y de la capacidad de la comunicación de los *drivers* VLC.

Y finalmente en el capítulo 5 se presentan y discuten las conclusiones obtenidas tras este trabajo y se propone trabajo futuro como continuación de lo propuesto en esta Tesis junto con la lista de contribuciones de este trabajo.

RESUMEN (en inglés)

Nowadays, the use of wireless communication systems is essential for the present and the future of our society. Furthermore, the speed demanded by each communication service is continuously growing due to the high bit-rate required by mainstream services. As a result, the Radio Frequency (RF) spectrum is overused and hence enabling the data traffic predicted for upcoming years requires further research into new wireless communication technologies. Visible Light Communication (VLC) is one of the most promising solutions for alleviating the saturation of the RF spectrum. VLC uses the wide, unlicensed visible light spectrum (430–750 THz range) to transmit information. The strength and potential of this approach become apparent when the communication task is merged with the lighting functionality of Light-Emitting Diode (LED) lamps.

The design of the LED driver with communication functionalities (VLC driver) is one of the main challenges of the VLC technology. The VLC driver is responsible for two tasks: guaranteeing the desired lighting level by controlling the average current through the LEDs and reproducing the communication signal by applying a high frequency communication waveform to the LEDs. Traditionally, the literature is mainly focused on more advanced modulation schemes, LED modelling and experimental, communication protocols, etc. However, there is little work focused on improving the power efficiency of the VLC transmitters. In contrast, this work is focused on the efficiency of the VLC driver. The high efficiency of LED lighting is not only due to the high efficiency of the LEDs in converting electrical power into lighting power, but also to the high efficiency achieved by the VLC-LED driver that delivers the electrical power. Therefore, the VLC-LED driver must also achieve high power efficiency.

Based on this, the main goal of the Thesis is the study of the VLC driver and the development of new topologies or techniques to further improve the power efficiency in VLC drivers while keeping a high communication performance. Throughout this work, different topologies for VLC drivers are proposed and studied: VLC driver based on specialised circuitry such as RF Power Amplifier (RFPA), integrated VLC drivers based on integrating all the VLC functionalities on the LED driver, and VLC drivers based on splitting the power between two DC-DC converters. This Thesis is organized as follows: Chapter 1 introduces the VLC technology and gives the theoretical and technical background behind it. Then, an analysis of the advantages and disadvantages of this technology, and a comparison with other wireless communication technologies are carried out. From that, the different fields of application of VLC can be defined. The chapter ends with the study of new fields of research, the development of standards, research platforms and commercial products.

Chapter 2 gives a deeper understanding of the use of an LED in a VLC driver. The electrical and optical behaviour of the LED are study. The study is carried out regarding the technology of the LED, the working frequency and the temperature, and its being used in the following chapters.

Chapter 3 is focused on the use of RFPA in VLC. In order to improve the low efficiency of RFPA, which impacts negatively the global efficiency of the VLC driver, some traditional techniques based on improving the efficiency in RFPA are study. From this study, and its adaptation to VLC, some simplifications of the outphasing and linear assistance techniques are proposed. These simplifications are based on the sum of the light concept, which allows to simplify the summing process in VLC.

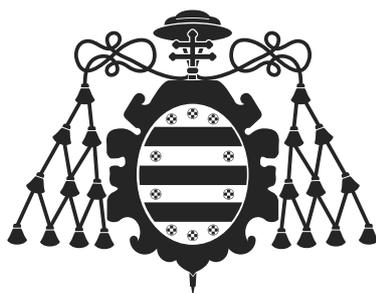
Chapter 4 is focused on the VLC drivers based entirely on DC-DC converters, divided into integrated VLC drivers and VLC drivers based on the split of the power. The former integrates both VLC tasks (Bias and communication) in the same converter, which are implemented by



Universidad de Oviedo
Universidá d'Uviéu
University of Oviedo

means of the buck converter and its different variants. The former is based on designing two specific DC-DC converters, in which each of them are optimized for one of the two VLC tasks. Throughout the chapter, the advantages and disadvantages of both topologies are given and compared between them. And finally, in chapter 5, the Thesis is ended with some general conclusions, the proposal of future work related to this Thesis and a list of the contributions.

**SR. PRESIDENTE DE LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA DE DOCTORADO
EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



Universidad de Oviedo

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, DE
COMPUTADORES Y SISTEMAS
PROGRAMA DE DOCTORADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

TESIS DOCTORAL

DESARROLLO DE CONVERTIDORES
CC/CC PARA TRANSMISIÓN DE
INFORMACIÓN DESDE SISTEMAS DE
ILUMINACIÓN CON LEDs

Daniel García Aller

Directores:

Francisco Javier Sebastián Zúñiga y Diego González Lamar

2021

Resumen

Actualmente, la mayor parte de las comunicaciones inalámbricas están basadas en la utilización del espectro de radio frecuencia (Radio Frequency, (RF)), el cual siguiendo el crecimiento actual y el proyectado para el futuro se verá saturado en los próximos años. Las principales razones de la sobreutilización de las actuales tecnologías inalámbricas son la aparición de nuevos usuarios conectados a la red, la integración de funcionalidades de comunicación en más equipos y a la demanda de mayores velocidades de transmisión. Ante este panorama y las estimaciones de crecimiento en el futuro, los esfuerzos de encontrar tecnologías inalámbricas alternativas o complementarias han aumentado en las últimas décadas. La tecnología de comunicación mediante luz visible (Visible Light Communication, (VLC)) se presenta como una alternativa y una solución a la creciente sobreutilización de las comunicaciones inalámbricas basadas en el espectro RF. Si bien existe un amplio trabajo de investigación y desarrollo en muchas áreas de la tecnología, existe muy poco trabajo en la investigación sobre como implementar transmisores VLC y, en particular, como aumentar la eficiencia en los drivers VLC en sistemas que manejan altos niveles de potencia. La mayor parte del trabajo centrado en transmisores está enfocado en esquemas de modulación de banda base basados en pulsos, pero hay muy poco trabajo sobre transmisores de alta eficiencia energética utilizando esquemas de modulación más eficientes espectralmente, como son los de portadora única y multi-portadora. Por lo tanto, el objetivo de esta Tesis es la investigación y propuesta de soluciones, arquitecturas y técnicas que mejoren el rendimiento energético en diferentes implementaciones de drivers VLC donde se puedan reproducir esquemas de modulación complejos, consiguiendo alta eficiencia eléctrica y altas tasas binarias. Se exploran y proponen soluciones basados en las diferentes Topologías de drivers VLC como: drivers VLC integrados, drivers VLC basado en circuitería especializada y drivers VLC basados en la división de la potencia. Este documento de Tesis está organizado de la siguiente manera:

- **Capítulo 1: Introducción a las comunicaciones inalámbricas mediante luz visible (VLC):** Este primer capítulo de Tesis sirve como introducción a la tecnología VLC y como análisis del estado del arte de la misma. Se explora el fundamento técnico y teórico de VLC, así como la comparación de VLC con otras tecnologías de comunicación inalámbricas. La comparación con otras tecnologías y la definición de las ventajas y desventajas de VLC permite definir las limitaciones y las áreas de aplicación más interesantes de la tecnología VLC. Para terminar el capítulo, se analizan diferentes áreas de investigación dentro de la tecnología VLC, como diferentes plataformas de investigación propuestas, procesos de estandarización y productos comerciales.
- **Capítulo 2: Estudio del LED como emisor de luz en sistemas VLC:**

Este capítulo está centrado en la capacidad del LED de variar rápidamente la luz emitida y el control requerido para esto. Desde el punto de vista del dispositivo, los LEDs actuales están diseñados para aplicaciones de iluminación, donde su principal tarea es emitir una iluminación constante. Como consecuencia directa, estos LEDs no están diseñados para ser capaces de variar rápidamente la luz emitida. Debido a esto, el estudio de la capacidad del LED de reproducir variaciones rápidas de la luz emitida en función de una señal de comunicación se hace necesario. Este estudio parte del análisis de la relación entre magnitudes eléctricas y ópticas facilitadas por el fabricante. A partir de la relación tensión-corriente y corriente-flujo luminoso se pueden definir los límites de trabajo del LED atendiendo a criterios eléctricos. Dentro de estos límites es donde las dos tareas de VLC han de trabajar: polarización y comunicación. El control de polarización controla el punto de continua de trabajo del LED, y por lo tanto, la iluminación media. Este punto puede ser cambiado lentamente, más lentamente que la señal de comunicaciones, pudiendo implementar un control de iluminación o *dimming*. La otra tarea es la de comunicación, la cual está al cargo de variar rápidamente la luz emitida por el LED. Esto es normalmente realizado mediante la superposición de la señal de comunicaciones sobre el nivel de continua de polarización. En este capítulo se incluye un análisis de los diferentes tipos de LEDs, en función del espectro de emisión y estructura interna, junto con su uso en VLC. Pero el cumplimiento de la condición de mantener tanto el nivel de polarización como la señal de comunicación dentro de los límites eléctricos del LED no asegura el correcto funcionamiento del LED en VLC. Las relaciones dadas por el fabricante son relaciones estáticas, y no tienen en cuenta el comportamiento dinámico del LED. Por ello se vuelve necesario el estudio en función de la frecuencia del LED, obteniendo como varían las relaciones tensión-corriente y corriente-flujo luminoso del LED en función de la frecuencia, obteniendo así su ancho de banda. Efectos como la capacidad de la unión, el efecto del fosforo del LED son factores que limitan el ancho de banda máximo del LED. Esta limitación, junto con factores como la linealidad y temperatura son tenidos en cuenta y se analiza su efecto en la comunicación.

- **Capítulo 3: Mejora de la eficiencia de amplificadores para VLC:** Este capítulo incluye el estudio de los amplificadores de potencia de radio frecuencia (RFPA) lineales y conmutados, junto con su posible uso en VLC. El uso de RFPA ha sido ampliamente reportado para sistemas con alta tasa binaria y donde se utilizan modulaciones complejas, pero hay muy poco trabajo en el estudio y mejora de la eficiencia de estos sistemas. En este capítulo se propone el uso de diferentes técnicas de mejora de rendimiento en RFPA y su posible adaptación a VLC. Estas técnicas son adaptadas teniendo en cuenta las características peculiares de VLC debido al uso del LED como carga, utilizando el análisis introducido en el capítulo anterior. Debido a esto, algunas técnicas pueden ser adaptadas o simplificadas al ser usadas en VLC. La simplificación está basada en el concepto de la suma de luz. Este concepto puede ser implementado en técnicas como *outphasing* o ayuda lineal, donde dos o más señales necesiten ser sumadas. Normalmente, esta suma se hace eléctricamente, implicando la interconexión de la salida de diferentes circuitos. Esta conexión no se puede hacer directamente y es propensa a sufrir interferencias cruzadas y de

dificultar el diseño debido a la necesidad de circuitería especializada para suma de señales. El concepto de suma de luces puede simplificar enormemente este proceso mediante la emisión en luz de cada una de las señales que se quieren sumar. Si las señales son emitidas por conjuntos de LEDs independientes, y el receptor óptico recibe la contribución de ambos conjuntos de LEDs, la suma es realizada de forma aislada e independiente en luz y el receptor recibe la suma de ambas. La prueba de concepto de la suma de luces y su aplicación a *outphasing* y ayuda lineal es validada mediante la construcción y medida de varios prototipos donde se implementan dichas técnicas.

- **Capítulo 4: Transmisores VLC basados en convertidores CC/CC:** En este capítulo se estudian diferentes *drivers* VLC basados en convertidores CC-CC de respuesta rápida. Las soluciones propuestas pueden ser divididas en dos tipos. La primera está basada en convertidores CC-CC que integran ambas funciones en VLC (polarización y comunicación), denominados *drivers* VLC integrados. La segunda está basada en topologías donde cada una de las tareas es llevada a cabo por un convertidor CC-CC diferente, denominados *drivers* VLC basados en la división de la potencia. El estudio del estudio del convertidor CC-CC reductor más sencillo, el cual se adapta para ser utilizado como *driver* VLC integrado permite definir las ventajas y desventajas de esta implementación. A partir de este estudio, se proponen diferentes variantes de convertidor con el fin de mejorar su capacidad como *driver* VLC, prestando especial intención a parámetros de diseño como la frecuencia de conmutación, diseño del filtro de salida o control. Aunque estos *drivers* VLC integrados alcanzan altos niveles de eficiencia y capacidad de comunicación, debido a que ambas tareas son implementadas en ellos no es posible la optimización completa de los mismos, estableciendo con esto un límite de eficiencia y capacidad de comunicación.

Por otro lado, la propuesta de *drivers* VLC basados en la división de la potencia entre dos convertidores CC-CC busca solucionar el problema encontrado en los *drivers* VLC integrados. Mediante un diseño más complejo de la arquitectura y el control se consiguen mejoras en cuanto a la eficiencia y capacidad de comunicación. En las propuestas presentadas, las tareas son divididas entre un convertidor de baja frecuencia, al cargo de la polarización, y un convertidor de alta frecuencia, al cargo de generar la señal de comunicaciones. Analizando diferentes formas de implementar ambos convertidores y la conexión entre ellos se llegan a varias propuestas analizadas en este capítulo. Una amplia gama de prototipos basados en *drivers* VLC integrados y basados en la división de la potencia son construidos, validados experimentalmente y comparados.

- **Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro:** El documento de Tesis termina con unas conclusiones generales, la propuesta de trabajo futuro y un listado de las contribuciones más importantes.

Abstract

Nowadays, the use of wireless communication systems is essential for the present and the future of our society. Furthermore, the speed demanded by each communication service is continuously growing due to the high bit-rate required by mainstream services. As a result, the Radio Frequency (RF) spectrum is overused and hence enabling the data traffic predicted for upcoming years requires further research into new wireless communication technologies. Visible Light Communication (VLC) is one of the most promising solutions for alleviating the saturation of the RF spectrum. VLC uses the wide, unlicensed visible light spectrum (430–750 THz range) to transmit information. The strength and potential of this approach become apparent when the communication task is merged with the lighting functionality of Light-Emitting Diode (LED) lamps. The design of the LED driver with communication functionalities (VLC driver) is one of the main challenges of the VLC technology. The VLC driver is responsible for two tasks: guaranteeing the desired lighting level by controlling the average current through the LEDs and reproducing the communication signal by applying a high frequency communication waveform to the LEDs. Traditionally, the literature is mainly focused on more advanced modulation schemes, LED modelling and experimental, communication protocols, etc. However, there is little work focused on improving the power efficiency of the VLC transmitters. In contrast, this work is focused on the efficiency of the VLC driver, The high efficiency of LED lighting is not only due to the high efficiency of the LEDs in converting electrical power into lighting power, but also to the high efficiency achieved by the VLC-LED driver that delivers the electrical power. Therefore, the VLC-LED driver must also achieve high power efficiency. Based on this, the main goal of the Thesis is the study of the VLC driver and the development of new topologies or techniques to further improve the power efficiency in VLC drivers while keeping a high communication performance. Throughout this work, different topologies for VLC drivers are proposed and studied: VLC driver based on specialised circuitry such as RF Power Amplifier (RFPA), integrated VLC drivers based on integrating all the VLC functionalities on the LED driver, and VLC drivers based on splitting the power between two DC-DC converters. This Thesis is organized as follows:

- **Chapter 1: Introduction to the wireless communication based on visible light communication (VLC):** This first chapter of this work is an introduction to the VLC technology and its current state of the art. It explores the technical foundation of VLC and its comparison with other present wireless communication technologies. The comparison is made based on the advantages and disadvantages of different technologies, different application areas and future improvements and challenges of the technology. It also includes the analysis of the different research fields currently involved in VLC, from the design of specialize LEDs to VLC, the design of new drivers and

communication architectures and protocols.

- **Chapter 2: Study of the LED capability as VLC emitter:** This chapter is focused around the capability of the LED to vary the light emitted and how to control it. From the device point of view, the present LEDs are meant to be used in lighting applications where a constant light is required and they are not design to carry information nor to vary rapidly its light. Due to this fact, a thorough study about the capability of the LED as VLC emitter becomes necessary. It starts from the electrical to light relationships given by the manufacturers. From the voltage-to-current and from the current-to-light flux relationships, the electrical limits of the LED are defined. Within this electrical limits, two tasks are fitted: biasing and communication. The biasing task controls the DC working point of the LED and therefore the illumination. It can also implement a dimming control, which is in charge of changing this DC working point in order to increase or decrease the illumination produced by the LEDs. The other task is the communication, which is in charge of varying rapidly the light. This is normally done by superposing a high frequency communication signal on top of the DC working point. This chapter includes the electrical limits of the LED and ways to generate and control both tasks and the possible interconnection between them with the LEDs. But keeping the biasing and communications signals within the electrical limits of the LED does not ensure the correct operation of the LED in VLC. The voltage-to-current and current-to-light flux are static relationships, hence a frequency analysis becomes necessary. For a DC or a low frequency waveform, those relationships are accurate enough, but at higher frequencies, the behavior of the LED can differ from the static electrical relationships. The effect of the junction capacitance of the LED, the frequency response from current-to-light of the LED and the reported slow behavior of the phosphorus used in white HB-LED are limiting factor for the LED bandwidth. This effects are taken into account and this chapter to define the frequency behavior and working bandwidth of the LEDs.

- **Chapter 3: Techniques to improve the efficiency in VLC transmitters based on power amplifiers:** This chapter includes the study of both linear and switching mode power amplifiers and its possible use in VLC. The use of amplifiers for VLC have been widely reported in the literature but mainly focused on increasing the bit-rate, more complex modulations and transmission protocols, etc, and there is little work regarding the power efficiency of these transmitters. In this chapter, techniques to either improve the efficiency or the communication performance are studied. Based on the behaviour of the LED as load, some of the techniques can be symplified and adapted to VLC, such as the outphasing technique and the linear-assisted technique.

The simplification is based on summing the signals in light. It can be implemented in techniques, such as outphasing or linear assistance, where two or more signals need to be added. Normally, the sum of electrical signals leads to the need of connecting the outputs of different circuits together, prone to cross-interferences between them, a higher degree of design difficulty and the use of auxiliary combiner circuitries. The sum of the light can strongly simplify this process by emitting these signals independently in its light form. If the

signals are emitted by different LED strings and provided that the LED strings are close enough to each other, the light emitted by both would be the sum of these signals. This leads to a isolated way to sum the signals just by splitting the LED string (which is already comprised of several LEDs connected together).

Different prototypes are built based on the two techniques in order to prove the concept of the adaptation.

- **Chapter 4: VLC transmitters based on DC-DC converters:** In this chapter, different solutions of LED drivers for VLC based on DC-DC converters are proposed. The solutions included can be divided into two sections. The first one is based on DC-DC converters that integrate both task (biasing and communication), called integrated VLC drivers. The second one is based on topologies where both tasks are delivered by different converters, called VLC drivers based on the split of the power. For the former solutions, one high frequency and fast response DC-DC converter implements the biasing and communication task. For this purpose, the buck converter and different modifications of it are considered in this study. The selection of the switching frequency, the design of the output filter (order, type, cut-off frequency) and different modifications (such as multi-phase or multilevel buck converters) are study and included in this work. The use of only one converter leads to a non optimize solution that can achieve a good trade-off between communication performance, power efficiency and simplicity. In contrast, the power efficiency is deteriorated since the biasing power is processed at high switching.

On the other hand, the concept of splitting the power is introduced and applied to DC-DC converters in order to avoid the problem of the single converter solution. This leads to a more complex design but a more specialize circuitry, able to improve both the communication capability and the power efficiency compared to the single converter solution. A high efficiency and low frequency converter is in charge of the biasing task whereas a high frequency converter is in charge of generating the communication signal. By following this concept, different implementations have been considered, studied and built: split of the power by using two buck converter, by using a Two Input Buck (TIBuck) Converter and by using a boost and buck converters. The advantages and disadvantages of all three configurations are included and compared. A wide variety of prototypes based on the previous DC-DC converter solutions have been developed and supported with experimental results.

- **Chapter 5: Conclusions and future work:** This Thesis ends with the general conclusions drawn from this research work, the proposal of future work and a list of the contributions.



Índice general

1. Introducción a las comunicaciones inalámbricas mediante luz visible (VLC)	25
1.1. Introducción	26
1.1.1. Uso del espectro óptico como alternativa	26
1.2. Motivación de la investigación en VLC	28
1.2.1. Mejor compatibilidad electromagnética y menores interferencias	28
1.2.2. Reutilización más eficiente del espectro y mayor seguridad . .	28
1.2.3. Normativa menos estricta	29
1.2.4. Mayor integración con otras tecnologías de comunicación . . .	29
1.2.5. Integración con sistemas de iluminación y reducción de costes de despliegue	29
1.3. Fundamento técnico de la tecnología VLC	30
1.3.1. El LED como transmisor VLC	30
1.3.2. Modulaciones VLC	33
1.3.3. Topologías de <i>driver</i> VLC	38
1.3.4. Receptores VLC	44
1.4. Limitaciones de la tecnología VLC	46
1.4.1. Comunicación bidireccional	46
1.4.2. Necesidad de iluminación constante	47
1.4.3. Interferencias	47
1.4.4. Flicker	48
1.4.5. Control de nivel de iluminación o <i>dimming</i>	48
1.4.6. Efecto de la temperatura y degradación del LED	49
1.4.7. Necesidad de línea de visión directa	49
1.5. Campos de aplicación e investigación en la tecnología VLC	50
1.5.1. Protocolos y estandarización	50
1.5.2. Redes híbridas	53
1.5.3. Áreas de aplicación	54
1.5.4. Plataformas de investigación	56
1.5.5. Productos comerciales y empresas involucradas	60
1.6. Objetivos y organización	61
2. Estudio del LED como emisor de luz en sistemas VLC	63
2.1. Introducción	64
2.2. Diferentes tipos de LED	65
2.2.1. LEDs monocromáticos	65
2.2.2. LEDs blancos	65
2.2.3. Estructura de los LEDs	67

2.3.	Características del LED	69
2.3.1.	Generación eficiente del espectro de luz	69
2.3.2.	Ancho de banda	70
2.3.3.	Linealidad	72
2.3.4.	Tasa binaria	72
2.4.	Conclusiones	74
3.	Técnicas para la mejora de la eficiencia en transmisores VLC basados en amplificadores de potencia	77
3.1.	Introducción	78
3.2.	Introducción a los diferentes tipos de RFPA	79
3.2.1.	Clases de los RFPA	80
3.2.2.	Características de los RFPA	81
3.3.	Técnicas de mejora de la eficiencia o de la linealidad de RFPA	83
3.3.1.	<i>Envelope Tracking</i>	84
3.3.2.	<i>Envelope Elimination and Restoration</i>	85
3.3.3.	Ayuda lineal	86
3.3.4.	<i>Doherty</i>	87
3.3.5.	<i>Outphasing</i>	87
3.4.	Aplicación de las técnicas de mejora de la eficiencia o de la linealidad de RFPA a VLC	89
3.5.	Simplificación de las técnicas de modulación de la alimentación a VLC	91
3.6.	Simplificación de las técnicas basadas en conjuntos de RFPA en VLC	93
3.6.1.	Outphasing	94
3.6.2.	Ayuda lineal	106
3.7.	Conclusiones	116
4.	Transmisores VLC basados en convertidores CC/CC	119
4.1.	Introducción	120
4.2.	Uso del convertidor reductor en VLC	121
4.3.	Análisis de las desventajas del convertidor reductor como <i>driver</i> VLC	123
4.3.1.	Control del LED como carga del convertidor	124
4.3.2.	Eficiencia	124
4.3.3.	Ancho de banda	125
4.3.4.	Resolución	126
4.4.	Diseño de <i>drivers</i> VLC integrados	127
4.4.1.	Convertidor reductor con filtro de orden superior	128
4.4.2.	<i>Drivers</i> VLC integrados propuestos en la literatura	129
4.4.3.	Convertidor reductor de doble fase	131
4.5.	Diseño de <i>drivers</i> VLC basados en la división de la potencia	138
4.5.1.	Introducción a la técnica de división de la potencia	138
4.5.2.	Introducción de las diferentes propuestas basadas en la técnica de división de la potencia	140
4.5.3.	Convertidor TIBuck	141
4.5.4.	Arquitectura elevador/reductor paralelo/serie	158
4.6.	Conclusiones	174

5. Conclusiones, trabajo futuro y contribuciones	197
5.1. Conclusiones	197
5.2. Trabajo futuro	198
5.3. Contribuciones relacionadas directamente con este trabajo	199
5.3.1. Publicaciones en revista internacional:	200
5.3.2. Publicaciones en congreso internacional:	201
5.3.3. Publicaciones en congreso nacional:	202
5.4. Otras contribuciones	203
5.4.1. Publicaciones en revista internacional:	203
5.4.2. Publicaciones en congreso internacional:	203
5.4.3. Publicaciones en congreso nacional:	204
5.5. Financiación	204
6. Conclusions, future work and contributions	205
6.1. Conclusions	205
6.2. Future work	206
6.3. Contributions of the Thesis	207
6.3.1. Contributions that are published in international journals:	208
6.3.2. Contributions that are published in international conferences:	209
6.3.3. Contributions that are published in national conferences:	210
6.4. Other Contributions	211
6.4.1. Other Contributions that are published in international journals:	211
6.4.2. Other Contributions that are published in international conferences:	211
6.4.3. Other Contributions that are published in national conferences:	212
6.5. Funding	212



Índice de figuras

1.1.	Espectro electromagnético de la luz visible.	27
1.2.	Diagrama de bloques básico de un sistema de transmisión VLC.	30
1.3.	Relación entre tensión, corriente y luz emitida en un LED en un sistema VLC.	31
1.4.	Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación OOK.	33
1.5.	Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación PAM.	34
1.6.	Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación PPM.	34
1.7.	Ejemplo de transmisión con el esquema de modulación VPPM usando diferentes niveles de <i>dimming</i>	35
1.8.	Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación ASK.	36
1.9.	Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación PSK.	36
1.10.	Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación QAM.	37
1.11.	Modelos simplificados del <i>driver</i> VLC: en (a) se modela como una fuente de corriente, mientras que en (b) se modela como una fuente de tensión.	39
1.12.	Diagrama de bloques completo del <i>driver</i> VLC integrado.	39
1.13.	Suma y conexión de señales a un conjunto de LEDs: en (a) la suma de señales se realiza en corriente, mientras que en (b) se realiza en tensión.	40
1.14.	Diagrama de bloques completo del <i>driver</i> VLC usando amplificadores.	41
1.15.	Conexión en serie de diferentes señales en un <i>driver</i> VLC.	42
1.16.	Diagrama de bloques completo del <i>driver</i> VLC basados en la división de la potencia.	42
1.17.	Control del conjunto de LEDs con transistores: en (a) con el transistor conectado en paralelo y en (b) con el transistor conectado en serie.	43
1.18.	Diagrama de bloques completo del <i>driver</i> VLC basado en transistores: en (a) con el transistor conectado en paralelo y en (b) con el transistor conectado en serie.	44
1.19.	Distribución en frecuencias y topologías de red incluidos en el protocolo IEEE 802.15.7 [11]. En (a) se muestra la distribución en frecuencia de las diferentes capas PHY. En (b) se muestran las tres topologías de red descritas en el estándar. Ambas figuras están adaptadas de [11].	52
2.1.	En (a) se representa el espectro de emisión azul del LED y el efecto del fosforo mediante el desplazamiento de Stokes. En (b) se muestran ejemplos de diferentes temperaturas de color de la luz blanca.	66
2.2.	Espectro de emisión de un Multi-chip LED basado en RGB.	67

2.3. En (a) se muestra el espectro de emisión de luz visible del Sol. En (b) se muestra la representación espectral de la respuesta del ojo humano a la luz visible.	70
3.1. Diagrama de bloques genérico de un RFPA.	79
3.2. Diagramas de bloques de un RFPA en función del control del transistor. En (a) el transistor funciona como una fuente de corriente. En (b) el transistor funciona como un interruptor.	80
3.3. Diferentes formas de onda de la corriente de drenador $i_D(t)$ de un RFPA no conmutado en función del ángulo de conducción 2Θ , definiendo la clase del RFPA. En (a) clase A. En (b) clase AB. En (c) clase B. En (d) clase C.	81
3.4. Eficiencia máxima de las diferentes clases de los RFPA no conmutados usando (3.5).	82
3.5. Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de ET.	84
3.6. Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de EER.	85
3.7. Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de ayuda lineal en ET.	86
3.8. Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de ayuda lineal en EER.	87
3.9. Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de Doherty.	88
3.10. Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de <i>outphasing</i>	88
3.11. Adaptación directa de las técnicas de mejora de la eficiencia y la linealidad en RFPA a VLC en un <i>driver</i> VLC basado en circuitería especializada.	89
3.12. Ejemplo de adaptación directa de las técnicas de Doherty a VLC en un <i>driver</i> VLC basado en circuitería especializada.	91
3.13. Ejemplo de adaptación directa de las técnicas de ET a VLC en un <i>driver</i> VLC basado en circuitería especializada.	92
3.14. Simplificación de la técnica de ayuda lineal en las técnicas de ET y ERR implementando un <i>driver</i> VLC integrado con ayuda lineal. En (a) la ayuda lineal se aplica en paralelo con la salida del convertidor CC-CC rápido. En (b) la ayuda lineal se aplica en serie con la salida del convertidor CC-CC rápido.	93
3.15. Representación fasorial de la técnica de <i>outphasing</i> . En (a) se muestra el proceso de generación de las fases a la entrada del RFPA mediante el separador y el control de desfase. En (b) se muestra la combinación de las señales de salida mediante las redes de salida y el combinador.	95
3.16. Simplificación de la técnica de <i>outphasing</i> basada en la suma de luces en VLC.	97
3.17. Ejemplo de funcionamiento de la técnica de <i>outphasing</i> basada en la suma de luces. En (a) se muestran las corrientes $i_{sig-ph1}(t)$ y $i_{sig-ph2}(t)$ por cada conjunto de LEDs. En (b) se muestra la luz emitida por cada conjunto de LEDs $\Theta_{o-ph1}(t)$ y $\Theta_{o-ph2}(t)$ y el equivalente a la suma de luces en el receptor $\Theta_o(t)$	98
3.18. Prototipo usado en la prueba de concepto de la técnica de <i>outphasing</i> basada en la suma de luces formado por dos RFPA clase E.	99

3.19. Esquema circuital del prototipo construido para la prueba de concepto de la técnica de <i>outphasing</i> basada en la suma de luces.	100
3.20. Constelación del esquema de modulación 16-QAM utilizado.	101
3.21. Representación del efecto del factor de calidad Q de un filtro en el ancho de banda.	101
3.22. Configuración de medida del prototipo de <i>outphasing</i>	103
3.23. Formas de onda más representativas de la técnica de <i>outphasing</i> basado en la suma de luces. Se obtienen las corrientes $i_{o-ph1}(t)$ y $i_{o-ph2}(t)$ por cada uno de los conjuntos de LEDs. La tensión $v_{rx}(t)$ es la salida de un receptor óptico que recibe la contribución de ambos conjuntos de LEDs.	104
3.24. Formas de onda más representativas del funcionamiento del RFPA clase E durante un salto de fase. Se muestra la señal de control de puerta $v_{gs}(t)$, la tensión $v_{o-ph1}(t)$ y la corriente $i_{o-ph1}(t)$ de un conjunto de LED y la tensión drenador fuente $v_{ds}(t)$ del transistor.	105
3.25. Simplificación de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces en VLC con estimación de la señal de error.	107
3.26. Ejemplo de funcionamiento de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces.	108
3.27. Simplificación de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces en VLC con cálculo de la señal de error.	109
3.28. Esquema circuital del prototipo construido para la prueba de concepto de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces.	110
3.29. Prototipos usado en la prueba de concepto de la técnica de ayuda lineal. En (a) se muestra la circuitería de calculo del error. En (b) se muestra la circuitería del RFPA lineal. En (c) se muestra la circuitería del RFPA clase E.	111
3.30. Configuración de medida del prototipo de ayuda lineal.	114
3.31. Formas de onda experimentales más representativas de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces.	114
3.32. Comparación de una trasmisión con ayuda lineal (L.A.) y sin ayuda lineal (No L.A.) mediante el diagrama de constelación.	115
4.1. Etapa de potencia, control y formas de onda de un convertidor reductor: En (a) se muestra el diagrama circuital y de bloques del convertidor reductor. En (b) se muestran las formas de onda del convertidor reductor reproduciendo una referencia constante. En (c) se muestran las formas de onda del convertidor reductor reproduciendo una referencia variable.	121
4.2. Representación en el dominio de la frecuencia de la magnitud de la tensión del nodo de conmutación $ v_{sw}(f) ^2$, la respuesta del filtro de salida del convertidor y la magnitud de la tensión de salida $ v_o(f) ^2$	123
4.3. Implementación de una modulación DPWM mediante contadores.	126
4.4. Relación entre el ciclo de trabajo del convertidor reductor $d_{bu}(t)$, la tensión de salida $v_o(t)$, la tensión sobre el LED v_{LED} y la corriente por el LED i_{LED} . En (a) el convertidor tiene todo el rango de variación de la tensión de salida. En (b) el rango es adaptado a la respuesta del LED.	127

4.5. Esquema circuital del convertidor reductor con filtro de orden superior a la salida.	128
4.6. Representación en el dominio de la frecuencia del efecto del orden del filtro en el filtrado de la señal del nodo de conmutación $ v_{sw}(f) ^2$ y su efecto en el espectro de la señal de salida $ v_o(f) ^2$, manteniendo la frecuencia de corte f_c constante.	129
4.7. Representación en el dominio de la frecuencia del efecto del orden del filtro en el filtrado de la señal del nodo de conmutación $ v_{sw}(f) ^2$ y su efecto en el espectro de la señal de salida $ v_o(f) ^2$, manteniendo la atenuación en el primer armónico de conmutación f_{sw} constante.	130
4.8. Esquema circuital del convertidor reductor de doble fase con filtro de orden superior a la salida.	131
4.9. Sustitución de los nodos de conmutación por fuentes de tensión equivalentes en el convertidor reductor de doble fase.	131
4.10. Equivalente del circuito del convertidor reductor de doble fase tras aplicar <i>Thévenin</i> y superposición a las fuentes de pulsos.	132
4.11. Diagrama de bloques de los filtros de rechazo H_{ph} y de salida H_f en el convertidor reductor de doble fase.	133
4.12. Formas de onda más significativas del convertidor reductor de doble fase.	133
4.13. Representación en el dominio de la frecuencia del efecto del filtro de rechazo H_{ph} sobre la señal del nodo de conmutación $ v_{sw}(f) ^2$ en el espectro de la señal de salida $ v_o(f) ^2$ en un convertidor reductor de doble fase.	134
4.14. Prototipo usado en la prueba del convertidor reductor de doble fase como <i>driver</i> VLC integrado. Circuito adaptado de [142].	135
4.15. Prototipo del convertidor reductor de doble fase con filtro de cuarto orden y carga con 5 HB-LEDs en serie.	136
4.16. Formas de onda más significativas del funcionamiento del prototipo, donde $v_o(t)$ es la tensión en los LEDs, $i_o(t)$ es la corriente por los LEDs y $v_{rx}(t)$ es la tensión a la salida del receptor.	137
4.17. Representación en el dominio de la frecuencia del proceso de filtrado en el convertidor, donde se visualiza la magnitud del espectro a la entrada del filtro $ v_{ph1}(f) ^2$ y a la salida $ v_o(f) ^2$	138
4.18. Implementación de la técnica de división de la potencia, adaptado de [36]. En (a) se muestra la disposición de los convertidores usados. En (b) se muestra la generación de la tensión sobre el conjunto de LEDs $v_o(t)$ y el aumento en la resolución del control de la tensión de salida del convertidor reductor rápido.	139
4.19. Implementación de la técnica de división de la potencia mediante el uso del convertidor TIBuck.	140
4.20. Implementación de la técnica de división de la potencia mediante el uso de diferentes tipos de convertidores controlando la polarización en conexión paralelo/serie con un convertidor reductor rápido. En (a) mediante el uso de un convertidor elevador, y en (b) mediante un convertidor reductor-elevador.	141

4.21. Representación del funcionamiento del convertidor TIBuck. En (a) se muestra la representación circuital del convertidor TIBuck y su control. En (b) se muestran las formas de onda más significativas del convertidor TIBuck.	142
4.22. Representación en el dominio de la frecuencia de la reducción del contenido armónico de conmutación en el convertidor TIBuck con respecto a un convertidor reductor tradicional.	143
4.23. Rango de regulación de la tensión de salida con respecto al ciclo de trabajo del convertidor TIBuck.	144
4.24. Esquema circuital del convertidor TIBuck modificado. Un convertidor reductor auxiliar es añadido para generar la tensión V_2 a partir de la tensión de entrada V_1	145
4.25. Representación de la reducción del rango de regulación de la tensión de salida en el convertidor TIBuck ante el cambio de temperatura del conjunto de LEDs.	147
4.26. Representación en el dominio de la frecuencia del contenido armónico de conmutación del convertidor auxiliar $ v_{sw-bu}(f) ^2$, del convertidor TIBuck $ v_{sw}(f) ^2$ y su efecto en el espectro de la tensión de salida $ v_o(f) ^2$	148
4.27. Modificación de esquema circuital del convertidor TIBuck.	149
4.28. Modificación de esquema circuital del convertidor TIBuck, donde se modifica la tensión de entrada y la carga.	150
4.29. Modificación de esquema circuital del convertidor TIBuck, donde cada convertidor equivalente se modela por su rendimiento.	150
4.30. Dependencia del rendimiento global del convertidor TIBuck η_t en función de la variación del rendimiento del convertidor de alta frecuencia η_{ti} o del convertidor auxiliar η_{bu}	153
4.31. Prototipo usado en la prueba de concepto del convertidor TIBuck como <i>driver</i> VLC basado en la división de potencia.	154
4.32. Esquema circuital y de control del prototipo de la implementación del convertidor TIBuck.	155
4.33. Formas de onda más significativas durante el funcionamiento del prototipo, donde $v_o(t)$ es la tensión de salida, $i_o(t)$ la corriente de salida, $v_{rx}(t)$ la tensión en el receptor óptico y $v_{sw}(t)$ la tensión en el nodo de conmutación en el convertidor TIBuck. Se muestran el valor pico a pico (subíndice -pp) y el valor medio (subíndice -avg) de las señales.	157
4.34. Tensión de salida $v_o(t)$, corriente de salida $i_o(t)$ y tensión en el receptor óptico $v_{rx}(t)$ durante la transmisión de 12 símbolos.	158
4.35. Representación del funcionamiento de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie. En (a) se muestra el diagrama de bloques de la arquitectura. En (b) se muestran las formas de onda más significativas.	159
4.36. Rango de regulación de la tensión de salida con respecto al ciclo de trabajo del convertidor reductor de alta frecuencia.	161
4.37. Rango de regulación de la tensión de salida con respecto al ciclo de trabajo del convertidor reductor de alta frecuencia ante la variación de la temperatura en el conjunto de LEDs.	162

4.38. Implementación de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie donde los dos convertidores son asíncronos. Esto permite que ambos transistores estén referidos a masa.	164
4.39. Diagrama de bloques de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie donde cada convertidor se modela por su rendimiento.	165
4.40. Dependencia del rendimiento global de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie η_t en función de la variación del rendimiento del convertidor de alta frecuencia η_{bu} o del convertidor elevador η_{bo}	167
4.41. Comparación entre la dependencia del rendimiento global de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie y el convertidor TIBuck ante la variación de rendimiento de sus respectivos convertidores.	168
4.42. Prototipo usado en la prueba de concepto de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie como <i>driver</i> VLC basado en la división de potencia.	169
4.43. Esquema circuital y de control del prototipo de la implementación usando la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie.	170
4.44. Formas de onda más significativas durante el funcionamiento del prototipo, $v_{gs-bo}(t)$ y $v_{gs-bu}(t)$ son las señales de puerta del convertidor elevador y del convertidor reductor respectivamente, V_{bias} es tensión de salida del convertidor elevador y $v_{sig}(t)$ es tensión de salida del convertidor reductor.	172
4.45. Señales de puerta del convertidor elevador $v_{gs-bo}(t)$ y del convertidor reductor $v_{gs-bu}(t)$, tensión de salida del convertidor reductor $v_{sig}(t)$ y la tensión de salida del receptor óptico $v_{rx}(t)$ durante una transmisión de información.	173

Índice de tablas

1.1. Clasificación de dispositivos en redes VLC según el estándar IEEE 802.15.7, adaptada de [11].	51
3.1. Clasificación de las técnicas para mejorar la eficiencia o la linealidad en RFPA.	83
3.2. Cálculo de los desfases $\alpha_r(t)$, $\alpha_{ph1}(t)$ y $\alpha_{ph2}(t)$ para cada uno de los símbolos del esquema de modulación 16-QAM utilizado.	102
3.3. Valores de los elementos reactivos de los RFPA clase E.	102
3.4. Cálculo del valor EVM_{rms} en función de la distancia obtenido de forma experimental.	105
3.5. Valores de los elementos reactivos del RFPA clase E.	112
3.6. Frecuencias de corte de los filtros del circuito de cálculo de la señal de error $v_{err}(t)$	113
3.7. Calculo del parámetro EVM_{rms} durante operación con y sin ayuda lineal.	115
4.1. Componentes reactivos del filtro de salida paso bajo de 4° orden del convertidor reductor de doble fase.	136
4.2. Lista de componentes utilizados en el convertidor reductor de doble fase.	136
4.3. Lista de componentes utilizados en el convertidor reductor auxiliar.	155
4.4. Componentes reactivos del filtro de salida paso bajo de 6° orden del convertidor TIBuck.	156
4.5. Lista de componentes utilizados en el convertidor TIBuck.	156
4.6. Lista de componentes utilizados en el convertidor elevador.	170
4.7. Componentes reactivos del filtro de salida paso bajo del filtro de 6° orden del convertidor reductor de alta frecuencia.	171
4.8. Lista de componentes utilizados en el convertidor reductor de alta frecuencia.	171

Lista de abreviaturas

ADC	Conversor Analógico Digital
E/S	Entrada/Salida
CCM	Modo de Conducción Continuo
CC-CC	Continua-Continua
CA-CC	Alterna-Continua
BPS	Bits Por Segundo
CSK	Color-Shift Keying
ASK	Amplitude-shift keying
EMI	Interferencia Electromagnética
FSO	Free Space Optical
HB-LED	High-Brightness LEDs
FPGA	Field Programmable Gate Array
HPF	High Pass Filter
ET	Envelope Tracking
EER	Envelope Elimination and Restoration
GaN	Nitruro de Galio
GPS	Sistema de Posicionamiento Global
IoT	Internet of Things
JEITA	Japan Electronics and Information Technology Industries Association
IrDA	Infrared Data Association
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR	Infrarrojo
M2M	Maquina a Maquina
LPF	Filtro Paso Bajo
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo Metal Oxido Semiconductor
OWC	Comunicaciones Ópticas Inalámbricas
RF	Radio Frecuencia

RFPA	Amplificador de Potencia de Radio Frecuencia
PLC	Comunicaciones mediante Línea de Potencia
PCB	Placa de Circuito Impreso
PWM	Modulación de Ancho de Pulso
Si	Silicio
OOK	On-Off Keying
PAM	Modulación por Amplitud de Pulso
PPM	Modulación por Posición del Pulso, Pulse Position Modulation
PSK	Phase shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
RGB	Red Green Blue
PAPR	Ratio entre potencia de pico y potencia media, (<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>)
VLC	Comunicación por Luz Visible
TIBuck	Two Inputs Buck Converter
TIA	Trans-Impedance Amplifier
VLCC	Visible Light Communication Consortium
V2V	Vehículo a Vehículo Vehicle-to-Vehicle,
V2I	Vehículo a infraestructura, <i>Vehicle-to-Infrastructure</i>
VPPM	Modulación por posición variable del pulso, <i>Variable Pulse Position Modulation</i>
SSL	Iluminación de estado sólido, <i>Solid State Lighting</i>
UV	Ultravioleta

Capítulo 1

Introducción a las comunicaciones inalámbricas mediante luz visible (VLC)

Actualmente, la mayor parte de las comunicaciones inalámbricas están basadas en la utilización del espectro de radio frecuencia (*Radio Frequency, (RF)*), el cual siguiendo el crecimiento actual y el proyectado para el futuro se verá saturado en los próximos años. Las principales razones de la sobreutilización de las actuales tecnologías inalámbricas son la aparición de nuevos usuarios conectados a la red, la integración de funcionalidades de comunicación en más equipos (*Internet of Things, (IoT)*) y a la demanda de mayores velocidades de transmisión (tasa binaria) en servicios multimedia o *streaming*. Ante este panorama y las estimaciones de crecimiento en el futuro, los esfuerzos de encontrar tecnologías inalámbricas alternativas o complementarias han aumentado en las últimas décadas.

La tecnología de comunicación mediante luz visible (*Visible Light Communication, (VLC)*), que forma parte del grupo de comunicaciones ópticas inalámbricas (*Optic Wireless Communication, (OWC)*), se presenta como una alternativa y una solución a la creciente sobreutilización de las comunicaciones inalámbricas basadas en el espectro RF.

Este capítulo introduce la tecnología VLC y el fundamento teórico y técnico que la respalda. Un análisis de las motivaciones de su investigación, las ventajas y las desventajas de la tecnología y una comparativa con otras tecnologías inalámbricas de comunicación actualmente utilizadas permite definir el estado actual de la tecnología y su futuro desarrollo. Además, el análisis de las ventajas y desventajas de la tecnología VLC ayuda a definir sus campos de aplicación y de trabajo futuro donde se centra gran parte de la investigación en VLC y su futura implementación. También se analizan los campos de investigación y aplicación actuales de la tecnología. Finalmente, se analizan los estándares actuales sobre VLC, el desarrollo de redes híbridas con otras tecnologías inalámbricas, las áreas de aplicación prometedoras para VLC, las plataformas de investigación y los productos comerciales propuestos.

1.1. Introducción

En la actualidad resulta imposible imaginarse un panorama tecnológico sin la posibilidad de poder transmitir información de forma inalámbrica e instantánea a grandes distancias. Este hecho fue clave en el desarrollo tecnológico del último siglo y seguirá siéndolo en el futuro. El número de dispositivos conectados a internet ha crecido considerablemente en los últimos años y se espera que ese crecimiento prosiga, e incluso se acelere en los próximos años. El número de usuarios proyectado para 2023 es de 5,3 mil millones a una tasa de crecimiento anual del 6% [1]. Dispositivos portátiles tales como tabletas, móviles, relojes y pulseras inteligentes cada vez están más presentes en nuestra vida cotidiana, y muchos de ellos requieren de conectividad inalámbrica o se les está añadiendo en sus últimas versiones. Se proyecta que para 2023 haya 8,7 mil millones de dispositivos portátiles con conectividad inalámbrica con un crecimiento anual del 8% [1]. Además, el creciente interés en sistemas IoT y las casas inteligentes (Domótica) hace que la necesidad de conectividad inalámbrica se extienda a otros aparatos comunes en los hogares, como televisiones, neveras, sistemas de calefacción, aires acondicionados, etc. Tecnologías emergentes como ciudades inteligentes (*Smart Cities*) y coches autónomos añaden nuevas necesidades de comunicación inalámbrica en lugares donde nunca antes las había habido. Se proyecta que para 2023, 4,4 mil millones de equipos autónomos (*Machine to Machine, (M2M)*) integren conectividad inalámbrica con un crecimiento anual también del 8% [1]. Todas estas nuevas conexiones requerirán de un acceso constante a redes inalámbricas, aumentando el número de conexiones simultáneas e incrementando la demanda de tráfico. Este crecimiento requerirá de nuevas tecnologías, estándares y normativa, y/o cambios en las actuales para adaptarse a la demanda creciente. Las soluciones han de proveer de mayores anchos de banda, de protocolos y de modulaciones más complejas que permitan el acceso al futuro mayor número de usuarios. Actualmente, la inmensa mayoría de dichas comunicaciones se realizan en el espectro de RF, en frecuencias comprendidas entre los 3 kHz y los 300 GHz. Aquí se encuentran regulados los protocolos más utilizados en comunicaciones inalámbricas como Wi-Fi, Bluetooth, tecnología móvil 5G, etc.

La introducción de nuevos usuarios, el requerimiento de mayores anchos de banda y el mayor tráfico hace que la sobreutilización del espectro de RF empeore con los años [2]. Esta sobreutilización implica la estricta regulación del espectro por parte de los gobiernos, el cual es tratado por cada país como un recurso escaso, haciendo necesario poseer licencias de explotación para su uso. Además, al ser un recurso limitado y cada vez más necesario, hace que el precio de las licencias de explotación y de acceso al mismo se haya incrementado con los años, haciendo difícil el entrar en el mercado, y a las nuevas tecnologías hacerse sitio entre las ya existentes, dificultando la competencia. Además, las implantaciones de nuevas tecnologías se encuentran con el problema de la lentitud de los gobiernos a la hora de legislar, dificultando aún más la investigación e innovación en este campo.

1.1.1. Uso del espectro óptico como alternativa

Entre las soluciones y alternativas a la sobreutilización del espectro de RF está la utilización de otras partes del espectro para las comunicaciones inalámbricas, ya sea sustituyendo o complementando las tecnologías actualmente existentes. Una de estas

alternativas es el uso de las OWC, también conocidas como comunicaciones ópticas en espacio libre (*Free Space Optical, (FSO)*). Estas comunicaciones engloban el uso del espectro infrarrojo (IR), ultravioleta (UV) y el espectro visible en medios no guiados, a diferencia de las comunicaciones por fibra óptica que hace uso de un medio guiado. En la figura 1.1 se puede observar una porción del espectro electromagnético y una ampliación del espectro visible.

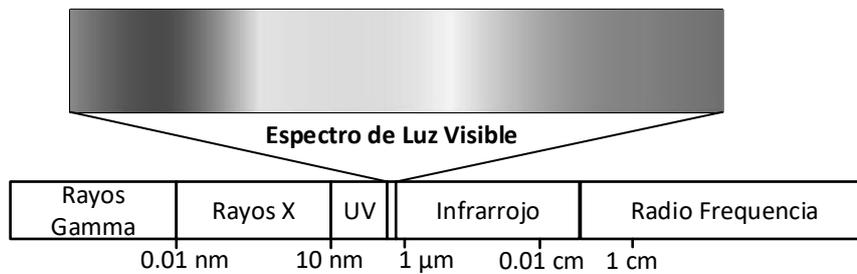


Figura 1.1: Espectro electromagnético de la luz visible.

Sin descartar las comunicaciones en el espectro IR y UV, que están explicadas más adelante, las comunicaciones en la banda visible (VLC) son de las que más atención han atraído en los últimos años y las que se postulan como alternativa real a las comunicaciones inalámbricas existentes que ocupan el espectro RF [3]-[7]. Este hecho ha suscitado un interés creciente en diversas áreas de investigación [8]-[10] y la creación del estándar IEEE 802.15.7 [11]. El espectro visible, que se extiende desde los 380 nm a los 780 nm, es un espectro mucho más amplio que el espectro RF. Además, este no está siendo masivamente utilizado para comunicaciones y se encuentra actualmente sin legislación y sin intervención estatal. Aunque sin duda la razón más relevante para su reciente interés es el despliegue de sistemas de iluminación basados en LED de alto brillo (*High-Brightness LEDs, (HB-LEDs)*), en los conocidos como sistemas de iluminación basados en semiconductores (*Solid State Lighting, (SSL)*) [12]. La tecnología VLC aprovecha las ventajas de la infraestructura SSL: su eficiencia energética, su mayor vida útil, su mayor versatilidad en el control y especialmente la capacidad de los LEDs para controlar rápidamente la luz emitida. Esta última característica es clave en su integración en sistemas VLC y que hacía inviable añadir la capacidad de comunicación a tecnologías tradicionales usadas en iluminación, como en la tecnología incandescente, fluorescente o halógena. Además, avances en la fabricación de nuevos HB-LEDs y en el diseño de la circuitería de control o *drivers* de menor coste, así como la obtención de mayores niveles de integración han hecho que las luminarias SSL se vuelvan más económicas, haciendo obsoletas a las tecnologías de iluminación tradicionales que se ven sustituidas por luminarias SSL.

Este capítulo sirve como introducción y estudio del estado del arte de la tecnología VLC. A continuación, se describe la estructura propuesta para este capítulo: Se empieza explorando las razones por las cuales la tecnología VLC resulta una alternativa viable e interesante para comunicaciones inalámbricas. Después se introduce el fundamento técnico que define la tecnología, como el uso del LED como transmisor, las modulaciones utilizadas, y las posibles topologías de transmisor y de receptor. Este fundamento técnico del transmisor sirve como introducción y se encuentra ampliado en capítulos posteriores de este documento dando lugar a las contribuciones

de esta Tesis. En el siguiente apartado se presentan las limitaciones de la tecnología y las soluciones a las mismas. Estas ayudan a definir que trabajo futuro de investigación se hace necesario, permitiendo acotar las áreas de aplicación de la tecnología VLC. Por último, se presentan las áreas de investigación de la tecnología VLC, como el proceso de estandarización, redes híbridas de VLC junto con otras tecnologías de comunicación, áreas de aplicación, plataformas de investigación y productos comerciales que implementan VLC. El capítulo termina con unas conclusiones generales y la organización del resto del documento de Tesis.

1.2. Motivación de la investigación en VLC

La sobreutilización del espectro RF y su posible integración en la infraestructura SSL no son las únicas razones que motivan la investigación en VLC. A continuación, se introducen y explican las motivaciones más importantes que despiertan el creciente interés en esta nueva tecnología de comunicación [9], [13]:

1.2.1. Mejor compatibilidad electromagnética y menores interferencias

El uso del espectro de luz visible en lugar del espectro RF reduce el problema de interferencias y acoplamiento de señal entre equipos y dentro del mismo equipo. Esto implica la simplificación del proceso de diseño al ser menos dependientes de costosos estudios y certificaciones de compatibilidad electromagnética (*ElectroMagnetic interference, (EMI)*). Además, se produce un ahorro de costes y peso al reducir la necesidad de la implementación de sistemas de apantallamiento y filtrado de señales. Esto posiciona a la tecnología VLC como una solución mejorada para sistemas de comunicaciones inalámbricas en ambientes donde las interferencias sean críticas y la regulación EMI muy estricta: hospitales, industria nuclear, aeronáutica, etc.

1.2.2. Reutilización más eficiente del espectro y mayor seguridad

A diferencia de las comunicaciones por RF, la luz es fácilmente confinable en espacios cerrados mediante simples materiales opacos a la luz visible. Esto hace que confinar una señal VLC resulte más sencillo y menos costoso que en sistemas basados en RF, donde se necesitan costosos materiales absorbentes especiales en las bandas de comunicación. Los propios muros de los edificios, así como puertas, cortinas o cualquier elemento no transparente a la luz visible hace que la red y cobertura VLC quede confinada. Este hecho añade la ventaja al facilitar la reutilización del espectro VLC, creando diferentes celdas en salas contiguas sin generar interferencias entre ellas. Además, añade un nivel de seguridad extra al evitar el acceso a la red si no se está dentro del mismo espacio cerrado donde se genera la luz o no se tiene visión directa con la fuente de luz. Esta característica evita ataques exteriores a las redes VLC, solucionando uno de los mayores problemas de seguridad en redes RF [14].

1.2.3. Normativa menos estricta

Con el fin de limitar interferencias entre las tecnologías RF y limitar la contaminación electromagnética, se hace necesaria una serie de normativas estrictas en el uso del espectro RF, de sus bandas de frecuencia y de la potencia máxima emitida. Por el contrario, el uso del espectro de luz visible, a diferencia de otros espectros de luz como el infrarrojo y el ultravioleta o el de RF, reduce significativamente los posibles efectos adversos en la salud y requiere de normativas menos estrictas. En contraposición con lo que sucede con los emisores laser, donde la potencia se encuentra altamente concentrada en un haz de luz, los LEDs de iluminación se diseñan para dispersar la luz emitida en un área amplia, evitando riesgos de exposición a alta potencia lumínica. Cabe destacar que las normativas que limitan el *flicker* o fluctuaciones visibles en la luz emitida son necesarias en cualquier sistema de iluminación con el fin de evitar posibles efectos adversos sobre la salud.

1.2.4. Mayor integración con otras tecnologías de comunicación

Una gran ventaja de la tecnología VLC es su versatilidad en cuanto a la integración con otras tecnologías de comunicación generando redes híbridas. Resultan de especial interés la integración de VLC con la tecnología *Power-line communication*, (*PLC*), donde la comunicación se vale de la red de distribución de energía eléctrica del hogar para desplegar la red de comunicación. Además, se estudia también la integración de la tecnología VLC con diferentes tecnologías de comunicación inalámbrica como WIFI o 5G, generando redes híbridas que aúnan las ventajas de ambas tecnologías. Estas redes híbridas se encuentran explicadas en mayor profundidad más adelante en este mismo capítulo junto con los diferentes campos de aplicación de investigación.

1.2.5. Integración con sistemas de iluminación y reducción de costes de despliegue

Sin duda alguna el desencadenante sobre el creciente interés y desarrollo de la tecnología VLC es el despliegue de sistemas de iluminación SSL, que están sustituyendo a prácticamente todas las tecnologías de iluminación anteriores, especialmente para interior. La reducción del coste de los sistemas de iluminación LED, su menor consumo eléctrico y su mayor vida útil generan una sinergia perfecta con la tecnología VLC. Por ello la investigación en VLC se centra sobre todo en lugares donde ya existe una necesidad de iluminación artificial. Los sistemas de iluminación de interiores son aprovechados para ofrecer comunicación inalámbrica y localización en interiores, donde sistemas de posicionamiento como GPS no son una opción viable. La comunicación VLC también puede integrarse en los sistemas de iluminación de vehículos y la iluminación urbana, ofreciendo sistemas de comunicación inter-vehiculares o del vehículo con la propia infraestructura de transporte. Las aplicaciones de la tecnología VLC se encuentran explicadas en mayor profundidad más adelante en este mismo capítulo.

1.3. Fundamento técnico de la tecnología VLC

Este apartado tiene como propósito dar una visión general de los diferentes subsistemas que componen un sistema de transmisión VLC y de sus diferentes funciones y formas de ser implementados. En la figura 1.2 se observa un esquema simplificado de los elementos principales de un sistema VLC, divididos en dos grandes bloques: el transmisor y receptor VLC. El transmisor VLC está formado el *driver* VLC y el conjunto de LEDs al que controla. El *driver* VLC es la circuitería necesaria para controlar el conjunto de LEDs usados y aún las funciones de polarización y modulación que definen la funcionalidad de un sistema VLC.

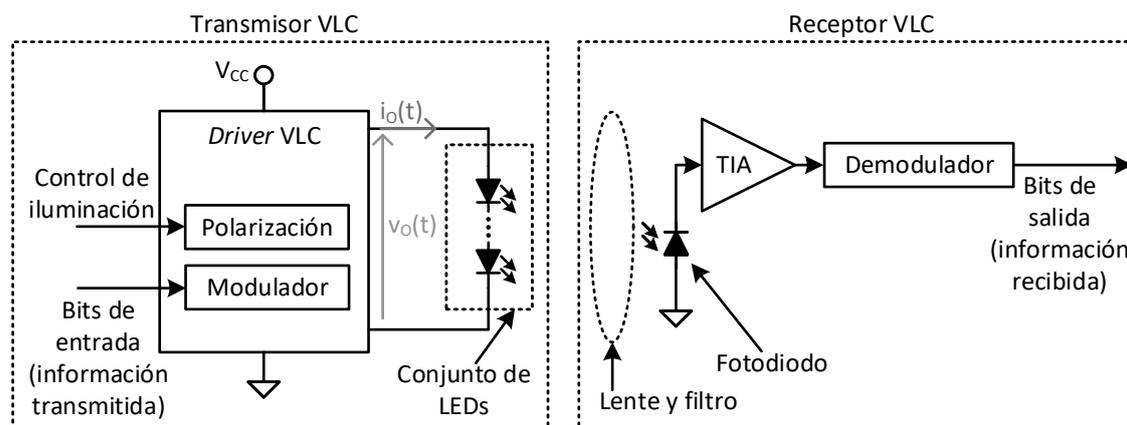


Figura 1.2: Diagrama de bloques básico de un sistema de transmisión VLC.

El receptor VLC está formado por un fotodiodo, un amplificador de transimpedancia (*TransImpedance Amplifier, (TIA)*) y un demodulador. Además, se añade la posibilidad de la utilización de lentes y filtros en el receptor, que aun no siendo imprescindibles, introducen ventajas interesantes y son propuestos en muchos sistemas. Aunque en los siguientes apartados se describen brevemente cada uno de los bloques, algunos de los subsistemas, como el LED y el *driver* VLC del transmisor, serán tratados en mayor detalle en capítulos posteriores, siendo el estudio de transmisores el principal objetivo y contribución de este trabajo de Tesis.

El diseño de un transmisor y receptor VLC gira en torno a dos piezas clave: el generador de luz en el transmisor y el receptor de luz en el receptor.

1.3.1. El LED como transmisor VLC

En un sistema de iluminación que está tradicionalmente basado en LEDs, el objetivo principal es la obtención de un nivel de iluminación medio constante. En el caso particular de implementar control de la iluminación (*dimming*), los LEDs cambiarán la iluminación media emitida, pero de manera lenta y controlada. Debido a que la mayor parte de los LEDs están diseñados para sistemas de iluminación, factores como coste, tamaño, vida útil, eficiencia y espectro de emisión son los más importantes en su diseño y desarrollo. En cambio, en un sistema VLC se busca la posibilidad de variar la luz emitida rápidamente sin ser estas variaciones percibidas por el ojo humano. Dicha variación en torno a un nivel de iluminación medio (que es lo realmente percibido por el ojo humano) reproduce la señal de comunicaciones utilizada. Por lo tanto, además de las especificaciones de diseño anteriores, parámetros

nuevos como ancho de banda y alta linealidad en el LED se vuelven cruciales en su uso para transmitir información, definiendo los límites de su uso tanto en frecuencia como eléctricos.

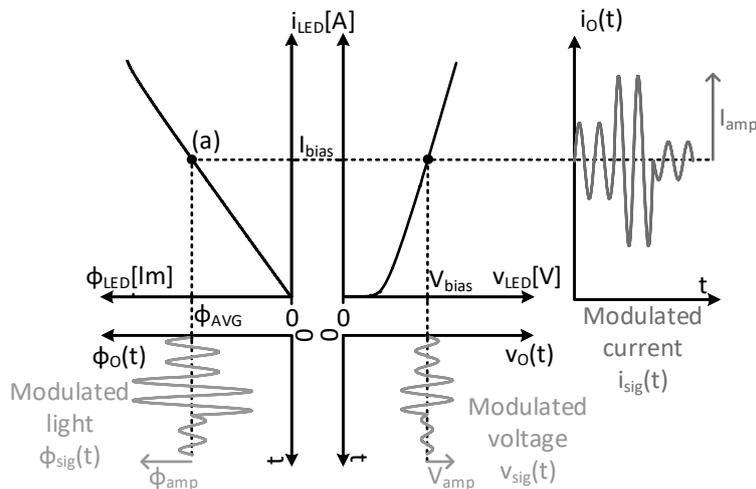


Figura 1.3: Relación entre tensión, corriente y luz emitida en un LED en un sistema VLC.

En la figura 1.3 se muestra como ejemplo el control de un LED para un sistema VLC. En la figura se muestra la relación en un LED entre tensión, corriente y luz emitida. Si solamente se quiere emitir una iluminación constante, el control consiste simplemente en aplicar una tensión V_{bias} que asegure una corriente constante por el LED I_{bias} con el fin de producir una iluminación constante ϕ_{avg} , definiendo el punto de polarización del LED. En cambio, cuando se quiere transmitir una señal de comunicaciones mediante un LED, tensión y corriente han de variar en torno al punto de polarización V_{bias} e I_{bias} . Las señales de tensión $v_o(t)$, corriente $i_o(t)$ y luz emitida $\phi_o(t)$ quedan definidas como

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_{bias} + v_{sig}(t) \\ i_o(t) &= I_{bias} + i_{sig}(t) \\ \phi_o(t) &= \phi_{avg} + \phi_{sig}(t), \end{aligned} \quad (1.1)$$

donde la tensión, corriente y luz emitida son la superposición de la señal de comunicaciones sobre el punto de polarización. Dichas variaciones harán variar el punto de operación en torno al punto de polarización del LED en el rango definido por $v_{sig}(t)$, $i_{sig}(t)$ y $\phi_{sig}(t)$. Para una correcta utilización del LED en un sistema VLC, las siguientes consideraciones han de tenerse en cuenta:

- Linealidad en la respuesta:** Con el fin de minimizar la distorsión de la señal de luz generada, el LED ha de trabajar en la zona donde la relación entre tensión-corriente y corriente-luz lo más lineales posible [4]. En primer lugar, esto implica limitar la amplitud de señal de comunicación a los límites del LED, donde la corriente no podrá ser nunca negativa ni sobrepasar nunca la máxima admitida por el LED. En segundo lugar, si las especificaciones vienen determinadas por la linealidad del LED, el factor a tener en cuenta

es la máxima distorsión admitida en la señal de luz, quedando descartados valores de tensión cercanos a la tensión de codo del LED.

- **Ancho de banda del LED:** Al ser diseñados para sistemas de iluminación únicamente, las curvas características del LED, como la mostrada en la figura 1.3, definen únicamente las características estáticas del LED. En estas curvas no se tienen en cuenta factores dependientes de la frecuencia de la señal. Si bien la curva es conocida para magnitudes constantes y sirve para definir el punto de polarización, el estudio del ancho de banda del LED se hace imprescindible para asegurar en que rango de frecuencias dichas curvas siguen siendo aplicables, además de saber cómo varían con el aumento de la frecuencia de la señal de comunicaciones. El uso masivo de HB-LEDs trae consigo una desventaja intrínseca de los mismos en su ancho de banda. Los HB-LEDs están basados en la utilización de un LED monocolor azul y una capa de fósforo encima. Esta capa capta algunos de los fotones del LED azul y los devuelve en otra banda de luz, conformando el resto del espectro blanco de emisión. Si bien esto trae ventajas significativas en sistemas de iluminación, como reducción de costes y simplificación del sistema, este fósforo limita el ancho de banda del LED debido a su lento comportamiento. Por lo tanto, el estudio del ancho de banda del LED se vuelve crítico a la hora de integrar la función de comunicaciones en HB-LEDs [8], [15].
- **Efecto de la temperatura:** Las curvas de la figura 1.3, además de ser estáticas, están obtenidas para una temperatura determinada. La variación del comportamiento del LED con el cambio de su la temperatura de la unión ha de ser tenido en cuenta tanto para el control del punto de polarización como en la definición de los niveles de la señal de comunicaciones a emitir [16].
- **Modulación de la intensidad:** Por analogía directa a sistemas de comunicación RF, el LED no hace solamente las funciones de antena. Un LED es una fuente incoherente de ondas de luz que emite en un ancho espectro. En un LED es la amplitud de la luz emitida la que se controla mediante la corriente que circula por el mismo. La señal emitida puede verse como la envolvente, y cuya portadora es una señal de luz en la banda de los THz [17].
- **Espectro de luz de emisión:** La distribución del espectro de luz emitida por el LED es un factor importante en el diseño del enlace. Por una parte, transmisor y receptor han de operar en bandas del espectro de luz compatibles para la correcta recepción. Por otra parte, en un sistema de iluminación se requiere de un espectro de emisión blanco, y dicho espectro de emisión no se puede ver modificado o empeorado por la utilización del LED como transmisor VLC. Actualmente, dentro de las tecnologías LED disponibles, son los HB-LEDs son los más usados en sistemas VLC debido a su bajo coste y a su masiva utilización en sistemas de iluminación. Estos permiten con un solo tipo de LED generar el espectro entero iluminación, pero poseen limitaciones en su rapidez y ancho de banda. Otra opción es el uso de conjuntos de LEDs monocromáticos de diferentes colores, típicamente rojo, verde y azul (RGB). Este tipo de LEDs son poco usados en iluminación debido a su alto precio y mayor dificultad de control, pero permiten anchos de banda mayores y la utilización de modulaciones basadas en color.

Un estudio más en profundidad sobre el LED en sistemas VLC es desarrollado en el capítulo 2 de este documento.

1.3.2. Modulaciones VLC

Los esquemas de modulación son los encargados de definir la forma en la que se codifica la información en la intensidad de luz emitida en un sistema VLC. Factores como tasa binaria, ancho de banda, eficiencia espectral y facilidad de implementación son factores a la hora de elegir que modulación se implementa en el sistema. La tasa binaria es la cantidad de información que puede ser enviada por unidad de tiempo, medida en bits/s y en sus múltiplos e interesa que sea alta. El ancho de banda es la medida de la porción del espectro que ocupa la modulación. Estos dos parámetros se relacionan en la eficiencia espectral, la cual es el cociente entre la tasa binaria y el ancho de banda. Este parámetro mide como de bien se aprovecha un determinado ancho de banda. En general, cuanto más compleja sea la modulación mayor eficiencia espectral se obtiene y más información se puede enviar ocupando un menor ancho de banda. Las modulaciones complejas tienen como contrapartida que complican la implementación del transmisor o del receptor, exigiendo sistemas de modulación y demodulación más complicados [18]. Las modulaciones explicadas a continuación son las más utilizadas en VLC [4], [5], [7] y se encuentran divididas en: modulaciones en banda base, modulaciones de portadora única, modulaciones multi-portadora y modulaciones en color.

Modulaciones en banda base

Las modulaciones de banda base utilizadas en VLC están basadas en cambios discretos de la intensidad lumínica del LED. En general estos cambios se realizan entre un nivel bajo en el que el LED no conduce y un nivel alto en el que el LED está polarizado directamente y conduce, permitiendo así generar pulsos lumínicos de manera sencilla. Las modulaciones más relevantes son:

- ***On-Off Keying, (OOK):*** Es el esquema más simple de modulación que se puede aplicar a un LED y el más utilizado. Consiste en transmitir directamente los bits de información en dos estados discretos del LED, en el que cada estado dura el mismo tiempo. En la figura 1.4 se muestra un ejemplo de una transmisión del esquema de modulación OOK donde el valor alto de $v_{sig}(t)$ codifica el 1 binario y el valor bajo de $v_{sig}(t)$ codifica el 0 binario.

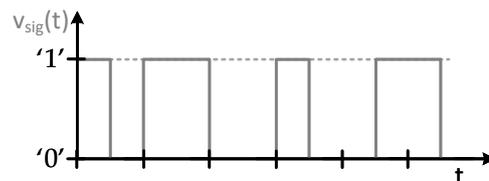


Figura 1.4: Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación OOK.

El control del LED es muy sencillo dado que con permitir e interrumpir la corriente que circula por el LED se consigue reproducir la señal OOK. Debido

a que la información está modulada en la amplitud, estos esquemas dificultan la implementación junto con un control de la iluminación o *dimming*.

- **Pulse Amplitude Modulation, (PAM):** OOK es un caso particular de la modulación PAM, donde la información está codificada en los diferentes niveles de amplitud de los pulsos a emitir. El caso particular de PAM de 2 niveles es el esquema OOK. En la figura 1.5 se muestra un ejemplo de una transmisión del esquema de modulación PAM de 4 niveles.

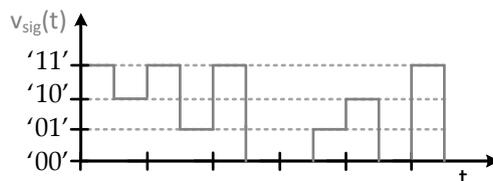


Figura 1.5: Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación PAM.

En este caso el control del LED se complica con respecto a OOK dado que se necesitan más niveles de señal para controlar el LED y ya no es posible implementar la modulación directamente cortando y dejando conducir el LED. Además, al igual que en esquema OOK, debido a que la información está modulada en la amplitud, estos esquemas dificultan la implementación junto con un control de *dimming*.

- **Pulse Position Modulation, (PPM):** En este esquema de modulación es la posición de un pulso base la que codifica la información a transmitir. En la figura 1.6 se muestra un ejemplo de una transmisión del esquema de modulación PPM. En un esquema PPM, el periodo de símbolo es dividido en diferentes subperiodos, donde cada subperiodo representa un símbolo diferente. En función de en qué subperiodo se envíe el pulso de luz, se codifica una cadena de bits diferentes.

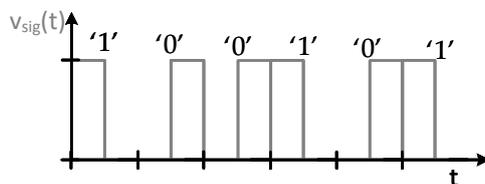


Figura 1.6: Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación PPM.

El esquema PPM resulta igual de sencillo de implementar que el esquema OOK debido a que solamente usa dos niveles. Además, también presenta los mismos problemas de implementación junto con el control de *dimming*, dado que la duración de los pulsos se mantiene constante.

- **Variable Pulse Position Modulation, (VPPM):** El esquema VPPM es una modificación del esquema PPM, donde la posición del pulso sigue definiendo la información emitida y el ancho del pulso permite implementar control de *dimming*, solucionando el mayor inconveniente de los esquemas anteriores.

En la figura 1.7 se muestra un ejemplo de transmisión del esquema VPPM con diferentes niveles de *dimming*. Cambiar el ancho de los pulsos permite controlar el nivel de iluminación manteniendo la transmisión, dado que los pulsos se siguen encontrando en posiciones diferenciadas, permitiendo así la codificación de la información. Cabe destacar que, en casos extremos de nivel de iluminación, en niveles muy altos y muy bajos, la transmisión se puede ver afectada, haciendo los pulsos a nivel alto o bajo muy cortos en el tiempo. En estos casos extremos, se vuelve muy complicado la detección de estos pulsos de intensidad tan cortos en el tiempo, imponiendo un límite en el máximo y mínimo nivel de iluminación compatibles con la transmisión.

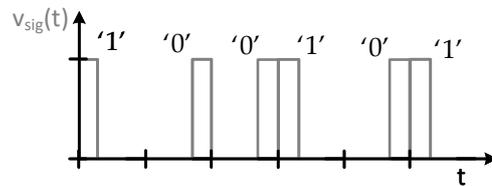
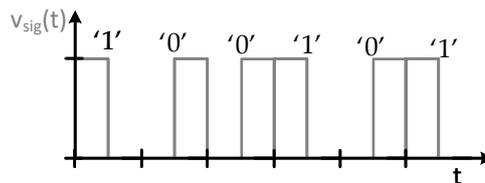
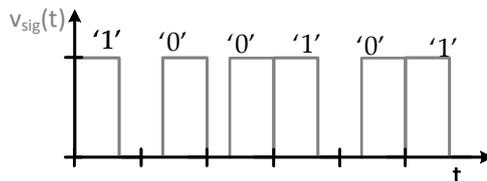
(a) Nivel de *dimming* al 25 %.(b) Nivel de *dimming* al 50 %.(c) Nivel de *dimming* al 75 %.

Figura 1.7: Ejemplo de transmisión con el esquema de modulación VPPM usando diferentes niveles de *dimming*.

Como conclusión general, las modulaciones basadas en pulsos facilitan la integración de VLC en sistemas de iluminación debido a su facilidad intrínseca en la generación de esquema de modulación y, por lo tanto, la facilidad en el diseño del *driver* VLC. Salvo en el caso del esquema PAM, el resto se pueden implementar con un *driver* VLC que conmute los LEDs en función de la señal a enviar. Como contrapartida, el limitado ancho de banda del LED y la baja eficiencia espectral de estos esquemas de modulación limitan las tasas binarias alcanzables. Además, salvo en el caso de VPPM, la utilización de *dimming* en estos esquemas complica la implementación y control del *driver* VLC, eliminando una de sus ventajas.

Modulaciones de portadora única

Los esquemas de modulación de portadora única codifican la información en la amplitud, fase o en ambas a la vez de una señal senoidal. Estos esquemas obtienen

una mejor eficiencia espectral que las modulaciones basadas en pulsos. Como contrapartida, la generación de estas señales es más compleja dado que ya no son niveles discretos y constantes de iluminación del LED de los que se componen la señal. La mayor complejidad del *driver* VLC se ve compensada con su mejor aprovechamiento del limitado ancho de banda del LED y las mayores tasas binarias alcanzables por estos esquemas de modulación. A continuación, se presentan los esquemas de modulación más relevantes:

- ***Amplitude-shift keying, (ASK)***: El esquema ASK codifica la información en la amplitud de la portadora. En la figura 1.8 se muestra una señal de ejemplo del esquema de modulación.

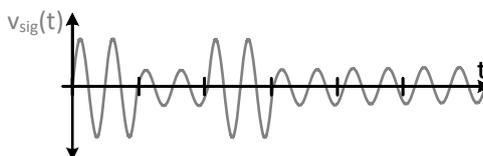


Figura 1.8: Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación ASK.

Debido a que la información está codificada en la amplitud, este esquema es más susceptible a la degradación de la comunicación cuando se aplican niveles extremos de control de iluminación.

- ***Phase-shift keying, (PSK)***: El esquema PSK codifica la información en la fase de la portadora. En la figura 1.9 se muestra una señal de ejemplo del esquema de modulación.

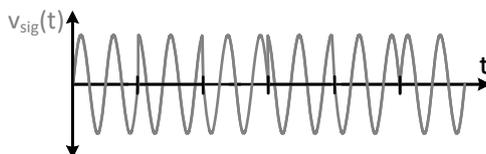


Figura 1.9: Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación PSK.

Al no codificar información en la amplitud, este esquema de modulación es menos sensible a la degradación en la comunicación con niveles extremos de *dimming*.

- ***Quadrature Amplitud Modulation, (QAM)***: El esquema QAM puede verse como la superposición de los esquemas ASK y PSK, dónde la información está codificada en la amplitud y fase de la portadora. En la figura 1.10 se muestra una señal de ejemplo de este esquema de modulación.

El esquema QAM alcanza mayor eficiencia espectral que los esquemas de modulaciones anteriores. En caso de implementar *dimming* es un caso intermedio, dónde la degradación de la comunicación en niveles extremos de control de iluminación no es tan pronunciada como en el esquema ASK, pero tampoco tan inmune como ASK.

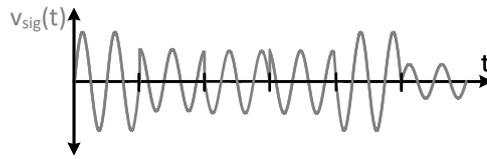


Figura 1.10: Ejemplo de una transmisión del esquema de modulación QAM.

Modulaciones multi-portadora

Las modulaciones multi-portadora, como su propio nombre indica, se generan a partir de la unión de varias portadoras moduladas individualmente. En función de la separación en frecuencia entre ellas, se pueden definir diferentes esquemas de modulación de dichas portadoras [18]. El esquema más interesante de multi-portadora más utilizado en VLC es OFDM.

- Orthogonal frequency-division multiplexing, (OFDM):** La modulación OFDM ofrece un mejor aprovechamiento del limitado ancho de banda del LED mediante la multiplexación en frecuencia de diferentes esquemas de modulaciones de portadora única, como por ejemplo ASK, PSK y QAM. La que la señal emitida será la suma de todos los esquemas de modulación individuales de portadora única que la componen. Los esquemas de modulación se implementan a determinadas frecuencias de portadora de forma que resulten ortogonales entre sí, mitigando así la interferencia entre portadoras en frecuencias próximas. Esto permite poder juntar más las diferentes portadoras, aumentando la eficiencia espectral. Además, OFDM se presenta más robusta ante distorsión por multi-camino [18] que los esquemas de modulación anteriores. La distorsión por multi-camino surge cuando el receptor recibe copias de la señal transmitida con retraso en el tiempo y atenuadas, debido a rebotes en el entorno. Estos rebotes producen interferencias en la comunicación y pueden degradar la recepción. La utilización de OFDM en comunicaciones ópticas es analizada en [19]. La principal desventaja de OFDM se presenta en su implementación. Al igual que las señales de portadora única, el *driver* VLC ha de ser capaz de generar señales más complejas, dificultando su diseño. Otro inconveniente es que las señales OFDM son de banda mucho más ancha que las de portadora única, exigiendo un mayor ancho de banda en el transmisor.

Modulaciones en color

Otra opción para transmitir información en VLC es utilizando la multiplexación del espectro de luz, o multiplexación en color. En estos esquemas de modulación cada uno de los colores de fuentes monocolor puede ser considerado como un canal independiente siempre y cuando no haya solapamiento espectral entre dichas fuentes. Entre los esquemas más interesantes y utilizados en VLC se encuentra CSK [3], [7].

- Color-Shift Keying, (CSK):** El esquema CSK es un esquema de modulación único de las comunicaciones OWC, y obviamente puede ser aplicada en VLC. Como se dijo anteriormente, los sistemas de transmisión VLC utilizan principalmente HB-LEDs como emisores de luz debido a su bajo coste y a su

masiva utilización en sistemas de iluminación. Una de sus principales desventajas es la imposibilidad de controlar el espectro de color de emisión de los mismos y de su limitado ancho de banda. Una alternativa a los HB-LEDs son los LEDs RGB, donde el color de emisión se puede ser controlado y su ancho de banda es mayor (al evitar el uso de la capa de fósforo que limita el ancho de banda en los HB-LEDs). Aun no siendo muy utilizados en sistemas de iluminación, su capacidad de poder modular información usando CSK los convierte en una alternativa a los HB-LEDs en VLC [20]. En un esquema de modulación CLK, la información es codificada en el valor cromático instantáneo emitido por la suma de las contribuciones individuales de cada uno de los LEDs monocolor, manteniendo en media el valor cromático requerido por la función de iluminación. Las diferentes señales que componen el esquema de modulación CSK se pueden representar en del diagrama cromático CIE 1931 [21].

El esquema CSK es uno de los incluidos en los esquemas de modulación del estándar para VLC del IEEE 802.15.7 [11] y analizado en [22]. El tipo de esquemas de modulación se apliquen a cada nivel de color tiene gran impacto en la dificultad del diseño e implementación del *driver* VLC. Estos pueden ser implementados mediante esquemas de modulación en banda base con pulsos o con esquemas de modulación de portadora única. En función del tipo de implementación se podrán usar los mismos *drivers* VLC que en el caso de esquemas de modulación en banda base con pulsos o esquemas de modulación de portadora única. El principal inconveniente radica en qué al usar LEDs RGB, el *driver* VLC ha de ser triplicado, implementando así un *driver* VLC individual para cada color.

Este apartado ha presentado los esquemas de modulación más utilizados en sistemas VLC. La mayor limitación en estos sistemas es el ancho de banda del LED. Por tanto, el esquema de modulación ha de ser diseñado acorde con el mismo. Además, la integración del control de iluminación o *dimming* en el sistema depende enormemente de que esquema de modulación se utiliza, llegando en algunos esquemas a empeorar la capacidad de comunicación de forma significativa. Los esquemas de modulación basados en pulso tienen menor eficiencia espectral, pero se ven compensadas con su facilidad de implementación del *driver* VLC. Esquemas de modulación de portadora única o multi-portadora presentan mejor eficiencia espectral, pero su generación es más compleja, complicando el diseño del *driver* VLC. Los *drivers* VLC propuestos para estos esquemas de modulación son presentados en el siguiente apartado.

1.3.3. Topologías de *driver* VLC

El *driver* VLC hace las funciones anteriormente mencionadas de controlar la iluminación y superponer la señal de comunicaciones. Para la realización física de un transmisor, es necesaria una circuitería que genere sobre el LED las tensiones y corrientes mostradas anteriormente en la figura 1.3. Dicha señal puede variar en función del esquema de modulación utilizado de entre los mostrados en el apartado anterior. A continuación, se introducen las topologías más utilizadas en la realización del *driver* VLC. Las implementaciones están basadas en diferentes estrategias acorde a las necesidades del sistema y del esquema de modulación escogido.

Driver VLC integrado

La forma más sencilla y directa de representar la principal función de un *driver* VLC es la mostrada en las figuras 1.11a y 1.11b. En este caso el *driver* VLC es representado por sendas fuentes de corriente y tensión, dependiendo del comportamiento de la salida de la circuitería usada.



Figura 1.11: Modelos simplificados del *driver* VLC: en (a) se modela como una fuente de corriente, mientras que en (b) se modela como una fuente de tensión.

En este sencillo ejemplo, ambas fuentes ideales generan tanto la polarización como la comunicación. Esta solución implica la modificación de los *drivers* de iluminación tradicionales para LEDs, los cuales han de ser adaptados para ser capaces de generar las señales de comunicación de muy alta frecuencia además de la polarización. Este hecho limita los tipos de *drivers* de LEDs que pueden utilizarse a solo aquellos con capacidad de ser adaptados y de tener una respuesta rápida a su salida, es decir, suficiente ancho de banda. En la figura 1.12 se muestra el diagrama de bloques completo de esta solución.

Un convertidor CC-CC de respuesta rápida es necesario para implementar el control de la polarización y el esquema de modulación. Estos convertidores poseen un gran ancho de banda de salida que les permite generar variaciones rápidas de la tensión de salida. De las topologías tradicionalmente usadas en *drivers* de LEDs, el convertidor reductor [23]-[30] y sus variantes (multi-fase, multi-nivel, etc.) [23]-[26] son las que se han propuesto, en este y otros contextos, para implementar el convertidor de respuesta rápida necesario. Estas soluciones alcanzan rendimientos altos pero su diseño y su control se vuelve complejo.

En términos relativos a esquemas de modulación, esta solución permite generar todos los anteriormente descritos, aunque resulta más adecuada para esquemas de modulaciones de portadora única y multi-portadora. Un estudio más en detalle y

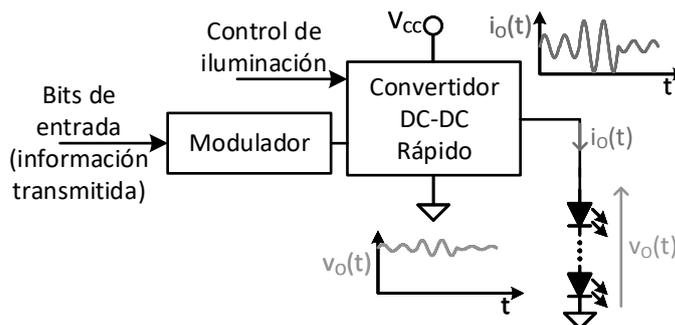


Figura 1.12: Diagrama de bloques completo del *driver* VLC integrado.

soluciones de este tipo se presentan y analizan en el capítulo 4 de este documento.

Driver VLC basado en circuitería especializada

Como evolución natural lógica de la anterior solución, el *driver* VLC se puede implementar juntando circuitería independiente en la que cada una realice una de las dos funciones (polarización o comunicación) para luego conectarlas, permitiendo así el uso de circuitería especializada en cada tarea. En las figuras 1.13a y 1.13b se muestran las formas de conexionar en paralelo las fuentes de corriente y tensión respectivamente con el propósito de sumar las tareas de polarización (subíndice *bias*) y el de comunicación (subíndice *sig*).



Figura 1.13: Suma y conexión de señales a un conjunto de LEDs: en (a) la suma de señales se realiza en corriente, mientras que en (b) se realiza en tensión.

En el caso de circuitería con comportamiento a su salida como fuente de corriente no es necesaria realizar ninguna consideración en el conexionado. Mediante análisis sencillo del circuito se obtiene que la corriente por el LED $i_o(t)$ es la suma de las contribuciones de polarización I_{bias} y de señal $i_{sig}(t)$, al igual que se define en la ecuación (1.1). En cambio, si la circuitería a su salida se comporta como fuentes de tensión, la conexión en paralelo no resulta trivial. En este caso, la conexión en paralelo no se puede realizar directamente. Para realizar esta combinación de señales es necesario utilizar un esquema de polarización en T, en la cual la tensión resultante sobre el conjunto de LEDs $v_o(t)$ es el resultado de la superposición de las señales V_{bias} y $v_{sig}(t)$. En este esquema se aprovecha la separación en el dominio de la frecuencia entre ambas fuentes, asumiendo que V_{bias} solamente contiene componentes de continua y $v_{sig}(t)$ solamente contiene componentes de alta frecuencia. El condensador C actúa como filtro paso alto y la bobina L actual como filtro paso bajo. En baja frecuencia, la bobina L deja pasar las componentes de continua de la fuente V_{bias} y bloquea cualquier componente de alta frecuencia. En el otro caso, el condensador C deja pasar las componentes de alta frecuencia de la fuente $v_{sig}(t)$, bloqueando cualquier componente de continua. Aunque los filtros se muestran representados como un único componente por simplicidad, el principio seguiría siendo aplicable para implementaciones de filtros paso alto y paso bajo más complejos y con más componentes.

Estos esquemas de conexión permiten el diseño independiente de la circuitería de polarización y la de comunicación, evitando interacción entre ellos y permitiendo un diseño especializado y optimizado para cada una de las funciones. Este tipo de esquemas son ampliamente utilizados en arquitecturas basadas en Amplificadores de Potencia de RF *Radio Frequency Power Amplifier*, (*RFPA*), donde las señales $i_{sig}(t)$

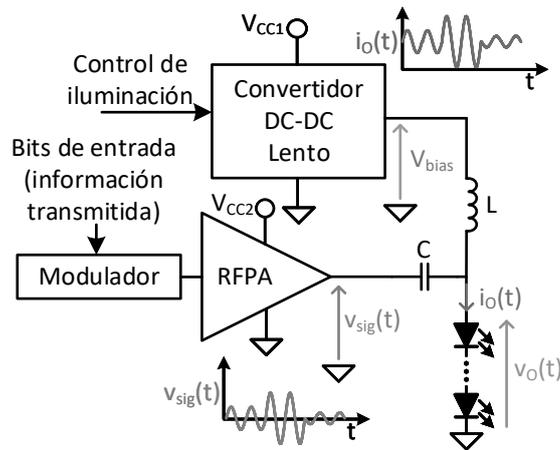


Figura 1.14: Diagrama de bloques completo del *driver* VLC usando amplificadores.

o $v_{sig}(t)$ son generadas por RFPA lineales (Clase A, B o C) o por RFPA conmutados (Clase D o E). El esquema de polarización en T evita la entrega o circulación de potencia de polarización por los RFPA. Esto permite la utilización directa de *drivers* tradicionales de LEDs para generar la polarización con mínimo rediseño (al contrario de lo que sucedía en las propuestas de *driver* VLC único). La figura 1.14 muestra el esquema de implementación de dicha solución.

La polarización es realizada por un convertidor CC-CC "lento", en contraposición con los convertidores CC-CC rápidos anteriormente mencionados. La denominación de "lento" implica que el convertidor no tiene ningún requisito de rapidez, alta frecuencia o gran ancho de banda. La polarización se realiza por medio del esquema de polarización en T, conectando el convertidor a través de la bobina L al conjunto de LEDs y bloqueando componentes de alta frecuencia. La parte de comunicaciones se realiza mediante un modulador que genera la señal a transmitir en función de la información de entrada y el esquema de modulación elegido. El RFPA es el responsable de generar las señales de comunicación con nivel y potencia suficiente para ser aplicadas a los LEDs y ser transmitidas. El condensador C bloquea cualquier componente de baja frecuencia generada por el RFPA.

En términos relativos a los esquemas de modulación, esta solución está pensada para todos los anteriormente descritos exceptuando los esquemas de banda base basados en pulsos. Las ventajas de este diseño son la posibilidad de reutilizar tecnologías ya conocidas y adaptarlas fácilmente a comunicaciones VLC, además de la reducción del número de componentes necesarios y de la complejidad de diseño en comparación con los *drivers* integrados. Además, el uso de RFPA permite la utilización de modulaciones complejas, alcanzando tasas binarias de transmisión muy altas [31]-[33]. La mayor desventaja de esta solución es su eficiencia. Si bien el convertidor CC-CC que genera la polarización tiene una alta eficiencia, el uso de RFPA, y en especial los RFPA lineales, penaliza el rendimiento del sistema global. Con el fin de solucionar el problema del bajo rendimiento, la adaptación de técnicas tradicionales de mejora de rendimiento en amplificadores en otras tecnologías de comunicación ha sido propuesta en [24], [34], [35]. Este tipo de soluciones se presentan y analizan en los capítulos 3 y 4 de este documento.

Driver VLC basados en la división de la potencia

Otra evolución lógica en la implementación de *drivers* VLC es la de conectar la circuitería de polarización y la relativa a generar la señal en serie como se muestra en la figura 1.15, como alternativa a la conexión en paralelo del apartado anterior, obteniendo la técnica denominada división de la potencia.

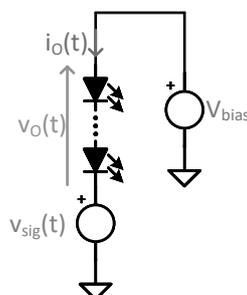


Figura 1.15: Conexión en serie de diferentes señales en un *driver* VLC.

En esta propuesta se basa en la conexión de forma diferencial de los LEDs entre dos circuiterías que generan los niveles de tensión de polarización V_{bias} y de señal $v_{sig}(t)$, donde la tensión $v_o(t)$ aplicada al LED es la diferencia entre ambas. De esta manera, la señal aplicada sobre los LEDs es controlada por ambas fuentes, las cuales pueden repartirse las funciones de polarización y comunicación de forma sencilla y permite un diseño especializado de cada una de las fuentes, de forma que se consigan altas prestaciones en ambas funciones a la vez. Este tipo de conexión aprovecha una ventaja inherente de los LEDs como carga, los cuales no necesitan estar referidos a la masa del circuito, permitiendo su conexión diferencial como en la figura 1.16.

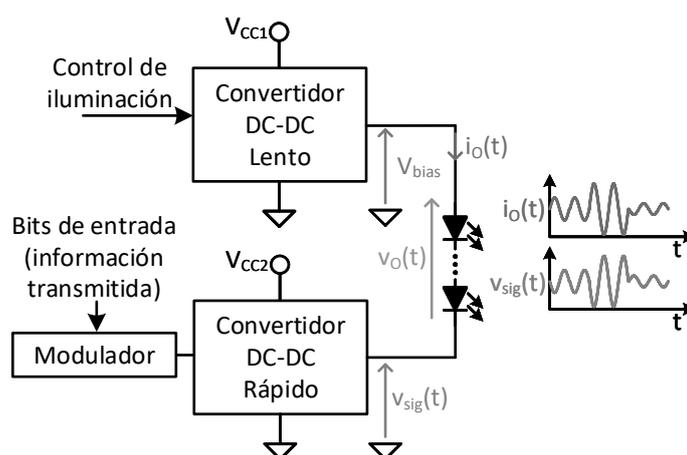


Figura 1.16: Diagrama de bloques completo del *driver* VLC basados en la división de la potencia.

En la figura 1.16 muestra el esquema de implementación de dicha solución. En ella un convertidor CC-CC "lento" realiza la función de polarización, el cual puede ser implementado también por *drivers* tradicionales para LEDs. En serie con este convertidor se coloca la carga de LEDs, y también en serie se conecta un convertidor CC-CC de respuesta rápida. Este convertidor, basado en el convertidor reductor y

sus variantes, es el responsable de generar la señal de comunicaciones mediante un modulador que controla el convertidor en función de la información y el esquema de modulación elegido. Esta solución obtiene mejores resultados en comparación con los *drivers* VLC integrados explicados anteriormente. Su principal ventaja en el diseño es que es posible un diseño más especializado en cada uno de los convertidores gracias a la división de tareas entre dos convertidores, al igual que sucede en la conexión en paralelo anteriormente explicada. Una ventaja con respecto al uso de circuitería especializada del apartado anterior es el aumento de la eficiencia por el uso en ambas tareas de circuitería con alta eficiencia. Propuestas utilizando esta topología han sido propuestas utilizando dos convertidores reductores en serie [36] y utilizando un convertidor reductor de doble entrada (TIBuck) [37]. En términos relativos a los esquemas de modulación, esta solución permite generar todos los anteriormente descritos, aunque resulta más adecuada para modulaciones de portadora única y multi-portadora. Un estudio más en detalle y soluciones de este tipo se presentan y analizan en el capítulo 4 de este documento.

Driver VLC basado en transistores conmutando los LEDs

Por último, se muestra un tipo de *driver* particular para los esquemas de modulación en banda base basados en pulsos. La implementación de este *driver* se realiza mediante el uso de un sistema de polarización tradicional de LED y de un transistor que conmuta el LED, apagándolo y encendiéndolo. En la figura 1.17a se muestra el esquema del *driver* con el transistor conectado en paralelo con los LEDs o en la figura 1.17b con el transistor conectado en serie con los LEDs.

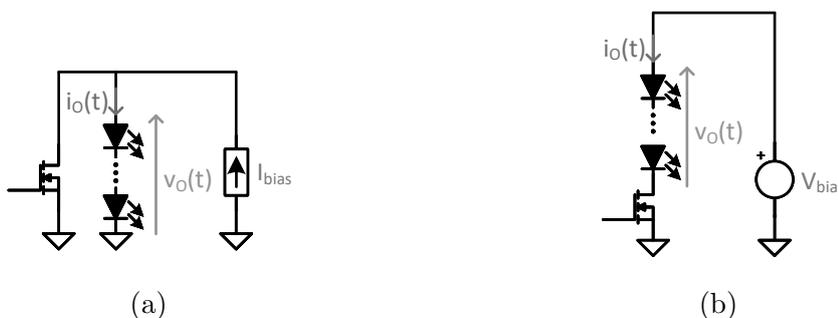


Figura 1.17: Control del conjunto de LEDs con transistores: en (a) con el transistor conectado en paralelo y en (b) con el transistor conectado en serie.

Este tipo de implementación del *driver* VLC puede verse como una simplificación de los anteriores, donde se aprovechan las características de los esquemas de modulaciones en banda base basados en pulsos. Dichos esquemas se basan en encender y apagar los LEDs, permitiendo una implementación sencilla de las mismas usando únicamente un transistor. En la configuración en paralelo de la figura 1.17a, los LEDs conduce una corriente I_{bias} (y por lo tanto emite luz) cuando el transistor no conduce. En cambio, cuando el transistor conduce, toda la corriente circula por el transistor y la corriente por los LEDs es nula, no emitiendo luz. En el otro caso de la figura 1.17b, cuando el transistor conduce, la tensión sobre los LEDs es V_{bias} y emite luz. Cuando el transistor no conduce, toda la tensión V_{bias} es soportada por el transistor y la corriente conducida por los LEDs es nula, no emitiendo luz.

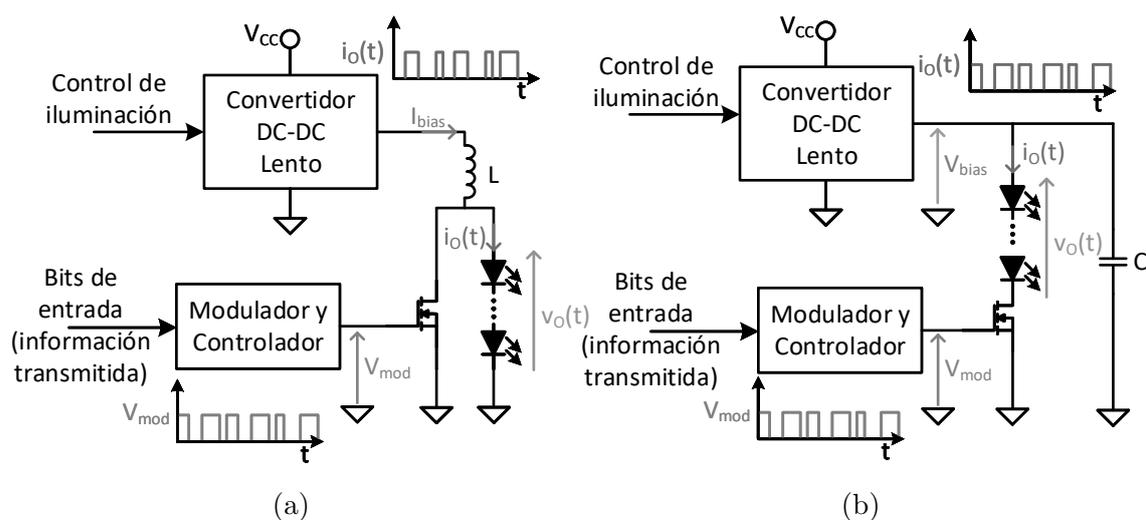


Figura 1.18: Diagrama de bloques completo del *driver* VLC basado en transistores: en (a) con el transistor conectado en paralelo y en (b) con el transistor conectado en serie.

Las figuras 1.18 se muestran los diagramas de bloques de su posible implementación. Un convertidor CC-CC "lento" es utilizado para realizar la tarea de polarización en ambas propuestas. En los dos casos el transistor es controlado utilizando los bits de entrada que se quieren transmitir. Un bloque modulador y controlador implementa la generación del esquema de modulación de pulsos utilizado. El controlador gobierna la puerta de los transistores, conmutándolo entre los estados de conducción y no conducción. Entre las implementaciones propuestas destacan el uso de convertidores reductores como convertidor CC-CC lento [38]-[41], uso del convertidor elevador [42], reductor-elevador-reductor (S^2-B^3) [43], y sin convertidor, en el cual los LEDs son directamente conectados a un rectificador de doble onda basado en diodos [44]. Estas soluciones implementan esquemas de modulación OOK y VPPM. Su principal ventaja es la sencillez de implementación, permitiendo utilizar *drivers* tradicionales de LEDs y añadiendo la capacidad de comunicación con un bajo rediseño. Su principal desventaja es la reducción del rendimiento, debido a la potencia disipada en el transistor cuando este está conduciendo. Un estudio más en detalle se presenta en el capítulo 4 de este documento.

1.3.4. Receptores VLC

Aunque el presente documento está enfocado en el diseño de transmisores para la tecnología VLC, una descripción básica del receptor es necesaria debido a que presenta características e imponen condiciones a tener en cuenta en el diseño de los transmisores. Los receptores VLC disponen de los componentes y circuitería necesaria para realizar la transformación óptico/eléctrica de las señales ópticas que reciben, su acondicionamiento y la demodulación de la información transmitida. En el diagrama de bloques de un transmisor y receptor VLC de la figura 1.2 se muestran los bloques básicos que componen un receptor VLC.

Receptor de luz

El principal elemento es el receptor de luz, representado con un fotodiodo en la figura 1.2. Aunque no necesariamente ha de ser un fotodiodo, es el elemento más utilizado en receptores VLC. El receptor de luz está al cargo de transformar la potencia de luz incidente en corriente para poder ser medida y tratada posteriormente. A la hora de seleccionar un fotodiodo se han de tener varios parámetros en cuenta:

- **Responsividad:** Este parámetro mide como de sensible es el fotodiodo a determinado longitud de onda de la luz emitida. La responsividad del fotodiodo ha de ser compatible con el espectro de emisión del LED utilizado en la tecnología VLC, maximizando la potencia en la recepción.
- **Ancho de banda:** El ancho de banda no se refiere al ancho del espectro de luz al que es sensible, sino a su respuesta en frecuencia ante cambios rápidos en el nivel de luz. El fotodiodo ha de ser lo suficientemente rápido como para captar las variaciones rápidas de la intensidad de luz emitida, en las cuales se codifica la información a transmitir.
- **Linealidad y margen de trabajo:** El fotodiodo ha de tener un comportamiento lineal entre la cantidad de iluminación recibida y la señal eléctrica generada. Además, ha de poder trabajar en un margen amplio de diferentes intensidades lumínicas. Uno de los mayores problemas de los fotodiodos en los receptores VLC es su saturación por niveles de luz ambiente, que pueden llegar a ser mucho mayores que los emitidos para la transmisión.

En general, la mayor parte de los receptores de luz en sistemas VLC están basados en fotodiodos PIN [6] por su bajo coste, facilidad de control y amplia respuesta espectral, aunque para aplicaciones concretas hay propuestas de receptores de luz usando otras tecnologías diferentes a los PIN. El uso de fotodiodos de avalancha es también una opción, pero que presenta un control más complejo, mayor coste y mayor nivel de ruido. Para sistemas de baja tasa binaria se han presentado propuestas que utilizan paneles solares como receptor de luz [45], permitiendo la doble función de recibir información y proporcionar alimentación al receptor mediante recolección de energía o *harvesting* [46]-[48]. Su acondicionamiento de señal es diferente al resto, necesitándose un control del punto de funcionamiento para maximizar la potencia extraída por el panel a la vez que se transduce la señal de comunicaciones. Otros sistemas presentan el uso de receptores de cámaras de vídeo como receptores, especialmente en la integración de VLC en dispositivos móviles. Por último, en sistemas de bajo coste bidireccionales se explora la utilización del propio LED en ambas funciones, transmisor de luz y receptor [49], [50], donde la baja responsividad del LED se ve compensada por su selectividad en el espectro al que es sensible.

Uso de Filtros de color

La utilización de filtros de luz ha sido propuesta en la utilización de esquemas de modulación basados en color (CSK) y como mejora del ancho de banda efectivo en LEDs de iluminación que utilizan una capa de fósforo para la conformación del espectro de emisión blanco. El efecto del filtrado de la luz del LED es explorado en mayor detalle en el capítulo 2 de este documento.

Acondicionamiento de señal

En el diagrama de bloques de la figura 1.2 se representa el acondicionamiento de señal del receptor como un amplificador de trans-impedancia. Dicho circuito está al cargo de transformar la corriente de pequeña magnitud producida por el fotodiodo en señales de tensión de mayor nivel, para posteriormente poder procesarlas y demodularlas.

Demodulador

El proceso de demodulación realiza el proceso contrario al realizado en el proceso de modulación del transmisor, transformando las señales recibidas en bits de salida. El proceso de demodulación depende del esquema de modulación utilizado, pudiendo ser adaptados de otras tecnologías de comunicación. Los esquemas de demodulación son principalmente implementados de forma digital. Al final de este capítulo, en el apartado de plataformas de investigación se pueden encontrar algunos ejemplos de implementaciones de demoduladores.

1.4. Limitaciones de la tecnología VLC

En este apartado se presentan las limitaciones que actualmente presenta la tecnología VLC, sirviendo como punto de partida para definir tanto el trabajo futuro en la investigación como para localizar áreas de aplicación para la tecnología VLC. Algunas de las limitaciones vienen impuestas por la propia tecnología y son inherentes a los elementos que la forman y a su interacción. Por otro lado, otras limitaciones son producto de la poca madurez de la tecnología y son susceptibles de ser resueltas o mejoradas en el futuro como resultado de un proceso de mayor investigación y desarrollo en la tecnología VLC.

1.4.1. Comunicación bidireccional

La mayor parte del trabajo de investigación en la tecnología VLC se centra en sistemas unidireccionales de comunicación. Salvo en casos particulares donde la comunicación sea solamente requerida en una dirección, en la inmensa mayoría de aplicaciones la comunicación bidireccional es requerida. Integrar la función de receptor VLC resulta relativamente sencillo, ya que simplemente se necesita un receptor sensible a la luz y la circuitería de acondicionamiento de señal. Este receptor es fácilmente integrable en sistemas de iluminación y debido a su bajo consumo energético, bajo coste y reducido tamaño resulta también posible integrarlo hasta en dispositivos portátiles de bajo consumo como teléfonos móviles u ordenadores portátiles. El problema surge en integrar la función de transmisión en los dispositivos de bajo consumo, ya que sería necesaria una fuente de luz en ellos. sin embargo, integrar la función de transmisión en sistemas donde la función de iluminación ya está presente, como en la infraestructura de iluminación SSL de un edificio o los faros de un coche, resulta más sencillo que integrarla en dispositivos portátiles o de poca energía como móviles o portátiles. La alta demanda de energía de la iluminación requerida y la posible incomodidad al usuario de una fuente de luz en dicho dispositivo aparecen como problemas y desafíos en la integración de esta tecnología en determinadas aplicaciones.

Una de las soluciones propuestas es la utilización de tecnología de RF (WiFi, Bluetooth, etc.) para implementar el canal ascendente, manteniendo la comunicación VLC en el canal descendente. Si bien esta solución parece la más sencilla, la integración de todo un sistema RF presenta problemas de coste, diseño y rendimiento energético. Uno de los mayores inconvenientes de esta solución es el no aprovechamiento de una de las mayores ventajas de la tecnología VLC, que es su uso en entornos con normativa de interferencias y compatibilidad electromagnética muy estrictas.

Otra de las soluciones es implementar el canal ascendente utilizando luz fuera de la banda visible, concretamente en la banda Ultravioleta (UV) o infrarroja (IR). En [51] se estudian y comparan ambas posibilidades. El uso de la banda UV presenta como ventaja la poca cantidad de radiación UV que llega del sol, debido al filtrado que sufre en las capas altas de la atmósfera. Debido a la alta difusión de esta banda de luz en los gases de la atmósfera, esta comunicación resulta especialmente interesante en enlaces de largo alcance y en comunicación en sistemas sin visión directa [52]. Por otro lado, el uso de la banda IR presenta ventajas debido a su bajo coste tanto en el diseño del emisor como del receptor. Otra ventaja es la existencia de estándares para su utilización. Pero a diferencia de la radiación UV, la IR necesita de visión directa para la comunicación, pero que al ser algo ya requerido en VLC, no presenta una desventaja en su integración conjunta.

1.4.2. Necesidad de iluminación constante

Desde sus inicios, la tecnología VLC se ve ligada a los sistemas de iluminación, donde siempre que haya iluminación podrá haber posibilidad de comunicación. El problema surge cuando se quiere transmitir información independientemente de que el sistema de iluminación esté activo o no. En sistemas híbridos de VLC con RF o UV/IR se podría solucionar el problema apagando la parte VLC y emitiendo en las otras bandas fuera de la luz visible. Pero en sistemas únicamente VLC resulta un reto difícil de abordar. Existen algunas soluciones basadas en emisión de pulsos muy rápidos y en cortos espacios de tiempo, donde el ojo humano no es capaz de ver el efecto de la luz media emitida, si esta se mantiene suficientemente por debajo de la luz ambiente [53], [54].

1.4.3. Interferencias

Aunque es un problema mucho menor que en otros sistemas de comunicaciones inalámbricas, las fuentes de interferencia han de ser siempre tenidas en cuenta. Sistemas de iluminación artificial como tecnologías incandescentes, fluorescentes, halógenas y LED, junto con la luz natural solar, pueden generar grandes interferencias a baja frecuencia y un efecto limitado en un rango de frecuencias más altas [55]. Si bien el efecto de estas fuentes en las frecuencias de comunicación es limitado, su alto nivel en baja frecuencia puede llegar a saturar los receptores, llegando a impedir la comunicación. Fuentes como el sol varían lentamente y de forma predecible, mientras que el resto de las fuentes pueden cambiar su nivel rápidamente al ser encendidas o apagadas. Por ello, sistemas de filtrado y medición de luz ambiente resultan necesarios para adaptar la función de comunicación en sistemas VLC ante variaciones de la luz en el entorno. Sistemas de iluminación basados en LED tam-

bién pueden ser fuentes de interferencias de alta frecuencia proveniente de posible ruido interno de la circuitería de control, que puede interferir directamente en la función de transmisión por estar incluido en las bandas bajas de los esquemas de modulación utilizadas. Por otra parte, también pueden aparecer interferencias entre sistemas VLC. La compatibilidad de diferentes tecnologías VLC simultaneas deberá ser tomada en cuenta en los respectivos estándares, mientras que la interferencia entre transmisores usando la misma tecnología también puede ser un problema. Si bien una de las ventajas de la luz es que es fácilmente bloqueada por objetos opacos, las interferencias pueden aparecer en espacios grandes donde sean necesarios varios transmisores en la misma red. Sistemas de coordinación, multiplexación o de canales independientes deberán de implementarse para mitigar ese problema.

1.4.4. Flicker

La presencia de *flicker* o variaciones rápidas de la intensidad lumínica pero perceptibles para el ojo humano es uno un problema a tener en cuenta en sistemas de iluminación, y por extensión, es también un problema de la tecnología VLC. Dependiendo del esquema de modulación, de la frecuencia de transmisión y de la intermitencia entre periodos de transmisión y periodos de inactivos, las variaciones podrían ser visibles y percibidas por el ojo humano. Estas variaciones o ruido pueden causar molestia e incluso efectos adversos en la salud [56]. El ojo humano se muestra sensible hasta frecuencias cercanas a los 3 kHz, por lo tanto, los cambios de amplitud debidos a la comunicación (ya sean cambios graduales o de estado encendido/apagado) han de estar necesariamente por encima de dicha frecuencia. En sistemas que usan esquemas de modulación complejos, como las de portadora única o multi-portadora, debido a que tienen intrínsecamente valor medio nulo, no existe efecto en el valor medio independientemente de si se está o no transmitiendo. Por lo tanto, la presencia de *flicker* desaparece intrínsecamente a frecuencias menores que las de portadora. En cambio, en los esquemas de modulación en banda base, donde se utilizan pulsos, si puede existir tal problema. En estas modulaciones, el valor medio puede cambiar en función si se está o no transmitiendo señal o dependiendo de la proporción de unos y ceros del mensaje. La utilización de codificaciones como la Manchester permiten mitigar el problema de la proporción de unos y ceros del mensaje, mientras que mantener la transmisión de un patrón de reposo durante los periodos de inactividad evita las diferencias entre estados de transmisión y no transmisión, como se usa en el estándar VLC IEEE 802.15.7 [11].

1.4.5. Control de nivel de iluminación o *dimming*

La capacidad de control sobre el nivel de iluminación o *dimming* es una característica deseable en sistemas de iluminación inteligentes basados en SSL. Como se ha explicado anteriormente, la capacidad de *dimming* se ve limitada por la integración de la función de comunicación, el *driver* VLC implementado en el transmisor y por el esquema de modulación utilizado. El primer factor es la relación de compromiso entre nivel de iluminación y potencia de señal que se puede alcanzar en un sistema VLC. La figura 1.3 representa el comportamiento de un LED en tensión, corriente y su luz emitida se puede ver esta relación de compromiso. El nivel medio de tensión y corriente impuesto sobre el LED es el que determina el nivel de polarización e ilu-

minación, pero también la zona de trabajo efectiva para la señal de comunicaciones. Si dicho nivel está en el punto medio de la relación lineal, dicha zona es la máxima y la potencia de señal a transmitir también se ve maximizada. Cualquier cambio en el valor medio que controla el nivel de iluminación disminuye dicha zona de trabajo y disminuye también la amplitud máxima de señal. El nivel de señal disminuye con el fin de no sobrepasar ninguno de los límites del LED. La configuración de *driver* VLC también limita la implementación del *dimming*. La posibilidad de controlar la corriente por los LEDs o de aplicar técnicas digitales de *dimming* vienen limitadas por el tipo de control del *driver* VLC. Además, como se dijo anteriormente, algunos esquemas de modulación son incompatibles con cambios del valor medio de señal y han de ser modificados para integrar esta funcionalidad. El soporte para *dimming* del estándar de OWC, IEEE 802.15.7 [11], se analiza en [57].

1.4.6. Efecto de la temperatura y degradación del LED

El control de la temperatura de funcionamiento del LED es un problema crucial, especialmente en LEDs de alta potencia (HB-LEDs, RGB de iluminación) o en conjuntos de LEDs. El cambio de la temperatura de la unión del LED afecta a la tensión de codo del LED, a la cantidad de flujo luminoso emitido y a la componente dominante del espectro de emisión VLC [16], [58]. El efecto de los tres cambios es estudiado en [58] sobre una comunicación VLC usando un esquema de modulación OFDM. Si bien no se aprecia efecto por el cambio en la componente dominante del espectro, el cambio de tensión de codo y luminosidad afecta considerablemente la comunicación. El valor medio de corriente, la amplitud de la señal de comunicaciones, la temperatura ambiente, el calentamiento inducido por otros componentes próximos o el efecto de autocalentamiento hacen que la temperatura de la unión del LED usado en el transmisor VLC aumente, generando una degradación de la comunicación [59]. Por otro lado, una degradación permanente del LED puede ser observada si se mantienen temperaturas de unión altas durante tiempo prolongado [60]. Por esto, la temperatura y potencia disipada en los LEDs, especialmente en HB-LEDs y LEDs RGB de iluminación, ha de ser controlada y tenida en cuenta en el diseño del transmisor VLC.

1.4.7. Necesidad de línea de visión directa

En muchos de los sistemas VLC se asume que se dispone de visión directa entre transmisor y receptor. Aunque ese puede ser el caso en muchas aplicaciones, como la comunicación en interiores o la comunicación entre vehículos, la pérdida de visión directa puede degradar e incluso interrumpir la comunicación. Las ventajas del diseño de sistemas basados en visión directa son claros: mayor nivel de señal, menor retraso en la propagación, mayores tasas binarias y comunicaciones más robustas [61]. Pero en escenarios más realistas, los transmisores y receptores pueden estar moviéndose y cambiando su orientación. Una pérdida de alineamiento y/o el bloqueo parcial o total de la visión directa produce una caída muy pronunciada en la potencia de señal recibida, lo cual implica un descenso en la capacidad de comunicación o la interrupción total de la misma. Una solución es la integración de métodos adaptativos de la comunicación para compensar y adaptar el nivel de señal, la sensibilidad del receptor y el esquema de modulación a estos eventos, manteniendo los

niveles de comunicación en unos valores aceptables. Otra solución es el uso de la luz reflejada y difusa como medio de comunicación. Algunas propuestas incluyen esta opción mediante el diseño de receptores de mayor sensibilidad, mayor apertura de recepción o esquemas de modulación más robustos. Por lo general, estas soluciones implican menores tasas binarias, que es el precio a pagar por añadir la capacidad de compensa el efecto indeseado de la pérdida de visión directa.

1.5. Campos de aplicación e investigación en la tecnología VLC

Una vez presentada y descrita la tecnología VLC definiendo las razones de su investigación, fundamento técnico y limitaciones, se definen los campos de aplicación e investigación de la tecnología VLC. Se empieza analizando el proceso estandarización y los protocolos surgidos de su investigación y de la colaboración con empresas y consorcios. Más adelante se define su principal función, que es la transmisión de datos en redes inalámbricas. Además, se presentan las redes híbridas propuestas para esta tecnología, donde dos o más tecnologías de comunicación se implementan de forma conjunta. Más adelante se exploran diferentes áreas de aplicaciones de la tecnología VLC. Por último, se presentan las propuestas de plataformas de investigación de sistemas completos VLC y productos comerciales que se encuentran en la actualidad disponibles.

1.5.1. Protocolos y estandarización

Al igual que el inicio de la investigación en la tecnología VLC, los primeros esfuerzos de estandarización comenzaron también en Japón promovidos por el creciente interés que surgía en este país por esta tecnología. La primera estandarización surge en 2003 con la creación de consorcio VLCC (*Visible Light Communication Consortium*) en Japón [62]. En esos momentos las aplicaciones para las cuales se enfocaba VLC eran de en el campo del posicionamiento, comunicación en interiores y comunicación entre vehículos [63]. Los primeros estándares de VLC, CP-1221 y CP-1222, son publicados por la VLCC y aceptados por JEITA (*Japan Electronics and Information Technology Industries Association*) en 2007 [64]. El estándar CP-1221 engloba las definiciones básicas de un sistema VLC en diferentes aplicaciones y presenta los métodos básicos para prevenir interferencias entre diferentes sistemas. El estándar consideraba que el uso del espectro visible (380nm-780nm) podía ser dividido en diferentes. Además, definía un sistema de subportadora en tres rangos. El rango 1, entre 15 kHz y 40 kHz se usa para el sistema de identificación *JEITA Visible Light ID System* y definido en un estándar posteriormente publicado. El rango 2, entre 40 kHz y 1 MHz, en el que desaconsejado su uso en VLC por la presencia de ruido desde sistemas fluorescentes. El rango 3, desde 1 MHz en adelante, se usa para aplicaciones con alta velocidad de comunicaciones [63]. El estándar CP-1222 se centra en sistemas de identificación *JEITA Visible Light ID System* usado en el rango 1 anteriormente definido. Utiliza una modulación 4-PPM para transmitir la información binaria que permita la identificación entre sistemas VLC [63]. Entre los involucrados en el proceso de estandarización destacan las empresas Nakagawa Laboratories, NEC Corporation, Toshiba Corporation, Sony Corporation, Technica

Fukui, Avago Technologies y Pioneer Corporation. En 2008, el VLCC anuncia la cooperación con la IrDA (*Infrared Data Association*) [65] para la estandarización de sistemas de comunicación en interiores y entre dispositivos usando luz visible e infrarroja. En 2009 el VLCC adopta e incorpora el diseño de la capa física *PHYsical layer, (PHY)* usado en IrDA [66]. En 2013, el JEITA publica su último estándar CP-1223 sobre VLC [67]. En este define un sistema unidireccional de comunicación para balizas basado en VLC, permitiendo identificación y posicionamiento.

Debido al creciente interés en la tecnología VLC, en 2011 se publica el primer estándar IEEE 802.15.7 [11] sobre VLC cuya última revisión a fecha de hoy data de 2019. El estándar está centrado principalmente en la definición de la capa física (PHY) y la capa de control de acceso al medio (*Medium Access Control, (MAC)*). Cubre los aspectos técnicos necesarios para la transmisión de datos y con la suficiente flexibilidad para adaptar la velocidad, ancho de banda e inmunidad a errores de la transmisión en función de la aplicación. Entre las aplicaciones propuestas en el estándar se encuentra la comunicación en interiores usando la infraestructura de iluminación, la comunicación entre dispositivos móviles, la comunicación entre vehículos, etc. El protocolo incluye un amplio espectro óptico y no solamente la fracción visible del mismo. Todo el ancho de banda desde los 190 nm (UV) hasta los 10 μm (IR) está incluido y disponible para la transmisión.

	Infraestructura	Móvil	Vehículo
Fuente de alimentación	Abundante	Muy limitada	Limitada
Fuente de luz	Intensa	Baja	Intensa
Movilidad	No	Si	Si
Alcance	Corto/Largo	Corto	Largo
Tasa binaria	Alta/Baja	Alta	Baja
Coordinador central	Si	No	No

Tabla 1.1: Clasificación de dispositivos en redes VLC según el estándar IEEE 802.15.7, adaptada de [11].

El estándar divide a los dispositivos en tres categorías: infraestructura, móvil y vehículo. Las categorías y sus características se muestran en la tabla 1.1. En esta clasificación se tienen en cuenta factores como la disponibilidad de una fuente de alimentación abundante (como en una infraestructura de iluminación) o limitada donde la gestión de la energía es más crítica (como en móviles o vehículos). Otro aspecto que se aborda es la intensidad disponible para iluminar o si puede existir movimiento del dispositivo. También se tiene en cuenta si existe un coordinador de comunicación o la comunicación se hará entre pares. Finalmente otros factores como alcance o tasa binaria que son más dependientes de la aplicación son estimados mostrándose en la tabla 1.1.

De las dos capas que describe el estándar, la capa PHY define el esquema de modulación, la codificación, la velocidad de reloj y los códigos correctores de errores. Estas decisiones determinan finalmente la tasa binaria alcanzable para cada opción. La capa PHY integra además el control del *dimming*. El estándar define los siguientes casos:

- PHY I: Pensada para aplicaciones en exterior con bajas tasas binarias. Implementa esquemas de modulación OOK o VPPM con tasas binarias entre 11 kbps y 266 kbps

- PHY II: Pensada para aplicación de interior con tasas binarias moderadas. Implementa esquemas de modulación OOK o VPPM con tasas binarias entre 1.25 Mbps y 96 Mbps
- PHY III: Pensada para aplicaciones con tasas binarias moderadas y múltiples fuentes emisoras y receptoras funcionando de forma coordinada. Implementa el esquema de modulación CSK con tasa binaria entre 1.25 Mbps - 96 Mbps
- PHY IV: Pensada para fuentes de iluminación discretas con tasas binarias de hasta 22 kbps adaptando los esquemas de modulación usado.
- PHY V: Pensada para fuentes de iluminación de baja intensidad con tasas binarias de hasta 5.71 kbps adaptando el esquema de modulación usado.
- PHY VI: Pensada para usar pantallas como fuentes de luz con tasas binarias de hasta el orden de los kbps adaptando esquemas de modulación usada.

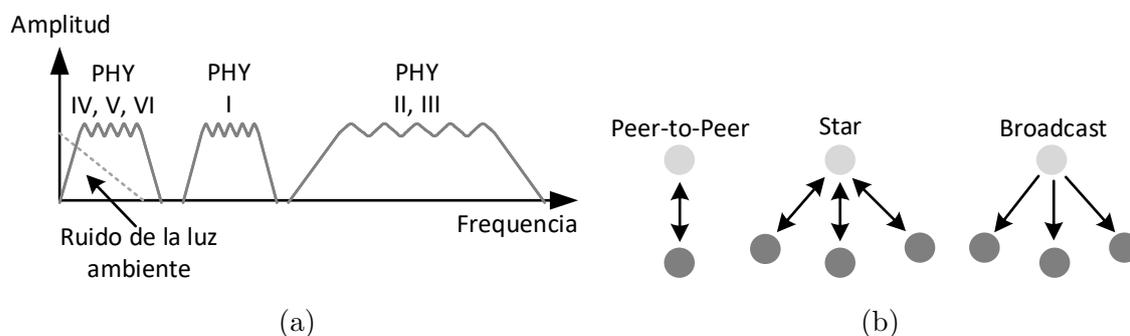


Figura 1.19: Distribución en frecuencias y topologías de red incluidos en el protocolo IEEE 802.15.7 [11]. En (a) se muestra la distribución en frecuencia de las diferentes capas PHY. En (b) se muestran las tres topologías de red descritas en el estándar. Ambas figuras están adaptadas de [11].

La capa MAC controla el acceso al medio y la interacción entre transmisores y receptores. En esta capa se define tres formas de topología de red mostradas en la figura 1.19b.

Existen tres topologías de red descritas en el estándar: El modo *peer-to-peer* es usado en comunicación entre dispositivos iguales, como puede ser entre móviles o entre vehículos. El modo en estrella (*star*), donde existe un coordinador de la comunicación. Puede ser usado en comunicaciones interiores, donde el coordinador estaría integrado en el sistema de iluminación. Y por último el sistema de tipo *broadcast*, donde existe una comunicación unidireccional y masiva hacia varios dispositivos. Este sistema puede ser interesante en las señales de tráfico donde cada señal comunicaría información a los vehículos próximos a la misma, sin la necesidad de establecer una comunicación bidireccional.

Otras opciones de la capa MAC son el control y mantenimiento de la comunicación, la seguridad, la reducción del *flicker*, el control del *dimming* y el control de la temperatura de color de la luz.

Por último, el instituto nacional americano de estándares (*American National Standards Institute, (ANSI)*) publica en 2008 con revisión a fecha de 2018 el estándar E1.11 para el control y comunicación de equipos de iluminación [68], [69]. Este

estándar resulta más básico y sencillo que el IEEE 802.15.7. El estándar regula la comunicación de baja tasa binaria y unidireccional desde equipos de control de iluminación (transmisores) a la propia infraestructura de iluminación (receptores).

1.5.2. Redes híbridas

Además del trabajo de investigación que se está llevando a cabo en la tecnología VLC como alternativa al espectro de RF o como solución de comunicación en medios donde el espectro de RF no es una opción viable, existe un conjunto de propuestas que investigan la posibilidad de implantación de redes híbridas de comunicación donde diferentes tecnologías se integren y funcionen de manera conjunta y coordinada. Esta investigación, diseño y trabajo coordinado busca aunar las ventajas de cada una de las tecnologías y paliar sus puntos débiles.

Una de las propuestas de redes híbridas en la unión de la tecnología VLC con la tecnología PLC [70]-[72]. PLC utiliza la red cableada de distribución de energía eléctrica de los hogares como infraestructura de comunicaciones. Aprovechando que los sistemas de iluminación ya se encuentran conectados a la infraestructura de distribución de energía eléctrica, la implementación de PLC en los *drivers* VLC no requeriría de nuevas conexiones. Un rediseño de parte del *driver* sería necesario de forma que la señal modulada junto con la red de distribución de energía pudiera ser extraída y añadida directamente al *driver* VLC. Existen dos formas de recuperar e integrar la señal PLC recuperada en el *driver* VLC. En [70] se propone la separación de la señal mediante filtrado paso alto y añadirla directamente al LED mediante un *driver* VLC basado en un esquema de polarización en T, permitiendo la implementación directa sin un excesivo rediseño del *driver* de LEDs usado en iluminación. Como contrapartida, dicha señal no está diseñada para albergar *dimming* ni está optimizada para el ancho de banda y respuesta del LED. La otra opción consiste en aplicar una demodulación a la señal PLC en el *driver* VLC y posteriormente usar un esquema de modulación adaptado para VLC. Esto complica y encarece el diseño, exigiendo más etapas en la integración, pero aumenta las prestaciones de la comunicación.

En [71], [72], además de la integración con la red PLC, se propone la integración con sistemas RF, obteniendo una red híbrida PLC-RF-VLC. En [73] se propone la integración con 5G y en [74] la integración con WiFi y 5G. La idea detrás de la integración es la expuesta anteriormente de unificar y explotar las ventajas de cada una de las tecnologías y permitir la adaptación de la comunicación a las condiciones cambiantes del entorno y del usuario. La red PLC serviría de red de distribución cableada de la comunicación tanto a puntos de acceso VLC como WiFi, además de ser usada para la coordinación a más alto nivel. La red VLC sería principalmente usada como canal descendente (desde punto de acceso hasta el usuario) gracias a su mayor ancho de banda y facilidad de integración del transmisor en la infraestructura de iluminación. El canal ascendente (desde el usuario hasta el punto de acceso) sería implementado por RF, evitando la necesidad de implementar emisores de luz en dispositivos móviles.

1.5.3. Áreas de aplicación

Además de sustituir y de servir como complemento a otras tecnologías de comunicación inalámbrica, especialmente en interiores, la tecnología VLC ha sido propuesta como tecnología de comunicación en diferentes áreas y/o situaciones. Las áreas de aplicación de mayor interés para la tecnología VLC son aquellas donde ya hay una infraestructura de iluminación existente basada en LEDs o donde se aprovecha una de las ventajas inherentes de la tecnología VLC como, por ejemplo, aplicaciones con altas restricciones respecto a EMI y/o seguridad. A continuación, se enumeran y se desarrolla el funcionamiento básico de las más importantes:

Posicionamiento en interiores

Servicios basados en localización, especialmente integrados en móviles han experimentado un gran crecimiento en los últimos años. Las tecnologías de posicionamiento están basadas en su mayoría en *Global Positioning System*, (*GPS*) en exteriores. Sin embargo, la imposibilidad de una localización precisa en interiores mediante GPS abre la posibilidad de explorar otras tecnologías. Sistemas basados en WiFi han sido propuestos, donde la intensidad de señal recibida desde diferentes nodos de la red es usada para triangular posiciones en interior [9]. El alto precio debido a la necesidad de infraestructura multi-punto WiFi y la pérdida de precisión por fenómenos de multi-trayecto y/o interferencias son las mayores desventajas de esta tecnología. El uso de la infraestructura SSL, y en especial la que incluye sistemas VLC se presenta como una solución añadida para posicionamiento en interiores. La amplia cobertura en edificios que tiene la infraestructura SSL y la posibilidad de implementar algoritmos de localización basados en el nivel de señal, tiempo de propagación y ángulo de incidencia hacen que la precisión de los sistemas de posicionamiento basados en VLC supere la de sistemas basados en el espectro RF como WiFi [10].

Comunicación inter-vehicular

Otra de las posibles aplicaciones de la tecnología VLC es en la comunicación entre vehículos (*Vehicle-to-Vehicle*, (*V2V*)) y de vehículo a infraestructura (*Vehicle-to-Infrastructure*, (*V2I*)) y viceversa. En esta propuesta se aprovecha la disponibilidad de alumbrado ya desplegado tanto en infraestructura urbana de señales de tráfico e iluminación en exteriores, como en vehículos (faros de iluminación y posición), ya que una gran parte de la infraestructura están actualmente basada en tecnología SSL. La comunicación V2V y V2I permite el envío de información con el objetivo de aumentar la seguridad en la conducción y de una gestión más eficiente del tráfico, trabajando conjuntamente con ciudades inteligentes o *Smart Cities* [75], [76]. En cuanto al receptor, se propone el uso de fotodiodos o de sensores de imagen. Los fotodiodos permiten comunicaciones con mayor tasa binaria, pero son más sensibles a saturación por luz ambiente y a no diferenciar diferentes fuentes de luz. Los sensores de imagen permiten recibir desde varias fuentes de información de forma independiente, pero se ven limitados a tasas binarias lentas. Esta última opción resulta la más interesante en vehículos autónomos, donde los sensores de imagen son necesarios de forma inherente a los sistemas ya instalados en los vehículos y la introducción de la comunicación no supone un rediseño importante.

Comunicación submarina

Las comunicaciones inalámbricas submarinas es una aplicación prometedora para la tecnología VLC. El principal problema de las comunicaciones submarinas es la gran atenuación del agua en la banda de RF. La utilización de ondas sonoras para la comunicación resulta poco eficiente energéticamente y tiene efectos negativos sobre la fauna marina, en especial delfines y ballenas [77]. Por el contrario, la tecnología VLC parecen más apropiada para la comunicación por este medio. Estas comunicaciones aprovechan la ventana de baja absorción del agua entre los 400 nm a los 500 nm, donde la atenuación es mucho más reducida que la de las otras dos tecnologías anteriormente mencionadas. Aplicaciones como comunicación con vehículos submarinos no tripulados [78] o comunicación con submarinistas [79] han sido propuestas y exploradas.

Ambientes restrictivos en EMI o seguridad

Aprovechando las ventajas de la tecnología VLC de generar menores niveles de ruido inducido y conducido, y de ser fácilmente confinable en entornos controlados, esta se perfila como una solución para comunicaciones inalámbricas en entornos con normativa EMI muy restrictiva, como hospitales, industria aeroespacial e industria espacial. También pueden ser utilizadas en entornos con peligro de explosión como industrias petrolíferas o químicas, donde las comunicaciones RF están prohibidas [9]. Otro de los entornos de aplicación es en lugares donde la seguridad y confidencialidad de la comunicación sea crítica, como edificios gubernamentales, militares y nuevamente hospitales, donde la seguridad en entornos controlados es una de las ventajas inherentes de la tecnología VLC. Como, por ejemplo, existen sistemas de comunicación bidireccional óptico para el interior de aviones [80] o sistemas híbridos VLC/PLC para ambientes de hospital [81].

Smart cities y smart homes

El termino de *Smart cities* y *Smart homes* se refiere al hecho de introducir mayor componente tecnológica en la infraestructura de ciudades y edificios, ofreciendo mejores servicios para aumentar la comodidad de los usuarios. En el caso de de las *Smart cities* se busca la recolección, análisis y distribución de información a lo largo de la infraestructura de la ciudad y de los diferentes servicios que la conforman [82]. Para ello resulta básico el uso de comunicaciones inalámbricas. Debido a la heterogeneidad de las redes que pueden tener cabida en las *Smart cities* y lo saturado que puede estar el espectro RF en lugares con alta densidad de población, el uso de la ya existente infraestructura de iluminación de las ciudades puede aliviar e integrar la creciente necesidad de mejores sistemas de comunicación para las *Smart cities* [83]. Un caso particular de esta integración fue anteriormente mencionado en las comunicaciones V2I. En el caso de las *Smart homes*, debido a la tendencia actual de añadir conectividad a cada vez más objetos y electrodomésticos del hogar, la demanda de comunicación inalámbrica en este se ve incrementada. En la comunicación dentro de hogares se pueden aprovechar las ventajas de facilidad de confinamiento y seguridad, además de que en muchos dispositivos la comunicación puede ser unidireccional, desde el punto de acceso al electrodoméstico.

1.5.4. Plataformas de investigación

Gracias al interés de distintas áreas de investigación sobre la tecnología VLC, han surgido en los últimos años diferentes plataformas y comunidades de investigación para la promoción, colaboración, investigación y comercialización de la tecnología VLC, algunas de ellas de código abierto (*OpenSource*). Las plataformas se resumen en función de sus características más importantes, como el *hardware* usado, el tipo de *software* que proveen, así como las diferentes características técnicas, como distancia, tasa binaria y esquema de modulación utilizado. Como se puede observar a continuación, las plataformas están compuestas por una parte *hardware* que sirve de *driver* del LED, generador de señal y receptor, además del *software* necesario como interfaz de comunicación.

iDropper

La plataforma *iDropper* [50] es presentada en 2003 y desarrollada por el *Mitsubishi Electric Research Laboratories* en Estados Unidos.

La plataforma presenta una implementación muy simple. Una de sus principales características es el uso del LED tanto como transmisor de luz e información como receptor de información (comunicación LED-to-LED), demostrando la capacidad del LED de iluminación de funcionar como fotodiodo siempre que se polarice correctamente. El LED se controla directamente mediante su conexión directa a un puerto E/S del microcontrolador *PIC16LF628* utilizado, sin ninguna circuitería de *driver* VLC específica. El bajo consumo del LED en emisión y en recepción permiten el control directo desde puertos E/S, cambiando la función del puerto para emitir o recibir información. Entre las funciones que se proponen, la principal es la sustitución de sistemas de identificación RFID o comunicaciones de baja tasa binaria entre pares.

El sistema muestra una baja tasa binaria de transmisión (250 bps) mediante el uso de un esquema de modulación OOK a una distancia de hasta 10 cm.

Shine

La plataforma *Shine* [84] es presentada en 2015 y desarrollada por la *Delft University of Technology* en los Países Bajos.

Su propuesta, basada en un transmisor compuesto por 20 LEDs y un receptor compuesto por 4 fotodiodos, permite una transmisión y cobertura de recepción unidireccional. El control del LED se realiza mediante un *driver* VLC basado en transistores conmutando los LEDs mostrados anteriormente en las figuras 1.17 y 1.18. En esta implementación, el transistor se encuentra conectado en serie con el LED y la puerta controlada directamente por una salida digital del microcontrolador *Atmel Mega 328p*. Entre sus funcionalidades está la posibilidad de generar redes multi-nodo, donde varios transmisores se comuniquen entre ellos generando una red colaborativa.

El sistema muestra una tasa binaria de transmisión relativamente baja (1 Kbps) mediante el uso del esquema de modulación OOK a una distancia de hasta 1 m.

DLit's

La plataforma *DLit's* [85] es presentada en 2015 y desarrollada por la *University of Wisconsin* en Estados Unidos y la *University of Electronic Science and Technology* en China. La plataforma *DLit's* difiere en cuanto a concepto con las anteriores. Se implementa en una *Field Programmable Gate Array, (FPGA) WARP v3*, para la cual se ha adaptado el sistema de *software-defined radio* de RF a VLC. Gracias a la versatilidad del *hardware* y *software*, el sistema implementa una versión preliminar del estándar IEEE 802.15.7 de VLC. El transmisor permite el uso de diferentes focos LED de relativa alta potencia que, mediante un sistema de polarización en T, que permiten añadir la señal de comunicaciones a los LEDs y polarizarlos externamente. El receptor está basado en un fotodiodo, un módulo analógico-digital y el esquema de modulación está implementado en el propio *software-defined radio*. Al realizarse la transmisión, modulación, demodulación y recepción en el mismo *software*, la plataforma permite evaluar la calidad de la transmisión, así como la obtención de métricas de la misma de forma sencilla.

El sistema muestra una alta tasa binaria de transmisión (4 Mbps) mediante el uso del esquema de modulación OOK a una distancia de hasta 1m.

modBulb

La plataforma *modBulb* [86] es presentada en 2015 y desarrollada por la *Uppsala University* en Suencia y *Swedish Institute of Computer Science* en Suecia.

La plataforma *modBulb* es una plataforma de código abierto y modular de un transmisor VLC. Ambas características le confieren la flexibilidad suficiente para adaptarse a diferentes aplicaciones donde se quiera introducir la tecnología VLC, como la posibilidad del uso de diferentes plataformas de control (microcontrolador TI CC3200 o FPGA Microsemi AGLN250) o con diferentes *drivers* de LEDs (regulador lineal o fuente conmutada). Para aplicaciones de bajo coste y tamaño reducido, el transmisor se puede implementar con un microcontrolador y un *driver* de LEDs basado en un regulador lineal. Esto hace que tanto el rendimiento del transmisor como la máxima tasa binaria se vean reducidas. Si por otro lado se quiere maximizar el rendimiento y tasa binaria se puede usar una implementación basada en una FPGA como controlador y un *driver* de LEDs basado en un convertidor CC-CC conmutado. La posibilidad de usar *drivers* basados en convertidores CC-CC conmutadas permite el uso de focos LED de mayor potencia, y por tanto mayor alcance. También esta plataforma permite la posibilidad de introducir funcionalidades adicionales de comunicación como WiFi, añadiendo la posibilidad de generación de redes híbridas VLC-WiFi. La modulación esta generada mediante el uso de *drivers* VLC basados en transistores conmutando los LEDs con posibilidad de usar el transistor tanto en serie como paralelo, permitiendo diferentes esquemas de modulación.

El sistema muestra una alta tasa binaria de transmisión (1 Mbps) mediante el uso de los esquemas de modulación OOK, BFSK o PPM a una distancia de hasta 1m.

enLighting

La plataforma *enLighting* [87] es presentada en 2016 y desarrollada por el *Disney Research* en Suiza y el *Swiss Federal Institute of Technology* en Suiza.

La plataforma *enLighting* es una plataforma de comunicación bidireccional y modular, basada en el uso de cargas LED comerciales adaptadas para proveer de capacidad de comunicación. La plataforma está compuesta por una carga LED y un fotodiodo que hacen las funciones de transmisor y receptor. Ambos están controlados por un microcontrolador *ATmega328p* mediante un *firmware* que implementa las funciones de comunicación de bajo nivel. Este microcontrolador se comunica con el controlador *Atheros SoC AR9331*, donde se implementan las siguientes capas de la comunicación. El *Atheros SoC AR9331* utiliza una distribución del *software* de comunicaciones inalámbricas *OpenWrt* [88] sobre un sistema Linux embebido. Sobre este software se construyen funcionalidades como las de redes multi-punto o de localización. Los LEDs se controlan directamente mediante una conexión directa a un puerto E/S del microcontrolador, sin ninguna circuitería de *driver* VLC específica.

El sistema muestra una baja tasa binaria de transmisión (600 bps) mediante el uso del esquema de modulación OOK a una distancia de hasta 5m.

OpenVLC

La plataforma *OpenVLC* [89] es presentada en 2015 y desarrollada en el *IMDEA Networks Institute* de Madrid, la Universidad Carlos III de Madrid y *University of Applied Sciences* en Suiza. Esta es una plataforma de propósito general y código abierto compuesta por plataforma *software* y *hardware* para la comunicación VLC bidireccional.

El *hardware* del transmisor propuesto en *OpenVLC* está formado por una *BeagleBone Black* como microcontrolador, dos LEDs de diferente potencia y banda (un HB-LED y un LED monocolor de baja potencia), y de un fotodiodo. La utilización de cada uno de los LEDs es controlada por el software de comunicaciones, permitiendo comunicación LED-a-Fotodiodo o LED-a-LED. El *driver* dispone de un convertidor CC-CC necesario para polarizar el HB-LED debido a su mayor potencia. El software de comunicaciones se implementa en una versión embebida de Linux sobre el controlador. Este *software* controla las capas físicas y de acceso al medio y provee de flexibilidad para controlar el alcance y tasa binaria en función de la aplicación donde se integre.

En [90], como extensión a la plataforma, se propone una topología de receptor mejorada para ser utilizada junto con la plataforma *OpenVLC*. El receptor propuesto, *REAL-VLC (Reliable and Adaptive receiver for VLC)*, explora la utilización de fotodiodos y LEDs (operando como fotodiodos) al mismo tiempo combinando sus respuestas y aprovechando que la plataforma *OpenVLC* soporta ambas comunicaciones LED-a-LED y LED-a-Fotodiodo. Las diferentes características del fotodiodo y de los LEDs como el nivel de saturación, direccionalidad y espectro se combinan para mejorar el alcance, ruido, saturación y direccionalidad del receptor.

En su última versión, *OpenVLC 1.3* [91], se introducen una serie de rediseños y mejoras a la plataforma. La potencia de los LEDs usados se aumenta y además se añaden lentes en los fotodiodos de recepción. Ambos cambios están enfocados a aumentar el alcance. La circuitería del receptor es mejorada añadiendo etapas de filtrado en los fotodiodos, permitiendo así reducir el ruido y eliminar las componentes de continua de la iluminación ambiente. Debido al aumento de potencia del transmisor, se propone el uso de un *driver* VLC basado en transistores que conmutan el LED para generar los esquemas de modulación, lo cual ayuda a aumentar la tasa binaria al poder conmutar los LEDs más rápidamente.

Esta última versión del sistema muestra una alta tasa binaria de transmisión (400 kbps) mediante el uso del esquema de modulación OOK a una distancia de hasta 3.5m.

PurpleVLC

La plataforma *PurpleVLC* [92] es presentada en 2018 y desarrollada en la *University of Houston* en Estados Unidos.

PurpleVLC comparte muchas de las ideas con *OpenVLC*. Es una plataforma de código abierto que utiliza el mismo microcontrolador *BeagleBone Black* e implementa el *software* de control en una versión embebida de Linux. La plataforma está compuesta por su implementación *hardware* y *software*, permitiendo comunicación VLC bidireccional. Entre sus diferencias destacan la utilización de canales independientes en la comunicación mediante el uso de filtros polarizados, aumentando así la capacidad del canal. El sistema está enfocado en aumentar la fiabilidad de la comunicación y proveer de una comunicación VLC robusta con bajo coste. Ambos tipos de comunicación, LED-a-Fotodiodo y LED-a-LED están integrados y tiene soporte para utilizar tanto HB-LEDs como LEDs RGB. Los LEDs son controlados mediante un *driver* VLC basado en transistores que conmutan el LED, donde la puerta es controlada directamente mediante el microcontrolador.

El sistema muestra una alta tasa binaria de transmisión (100 kbps) mediante el uso del esquema de modulación OOK a una distancia de hasta 6m.

SmartVLC

La plataforma *SmartVLC* [93], [94] es presentada en 2017 y desarrollada en el *Simula Research Laboratory* en Noruega, la *KU Leuven* en Bélgica, la *University of Massachusetts* en Estados Unidos y la *Delft University of Technology* en los Países Bajos.

Se presenta como una plataforma flexible para ayudar a la estandarización y adaptación de diversas aplicaciones, y así poder introducir una comunicación VLC. La plataforma implementa tanto transmisor como receptor, en una comunicación LED-a-Fotodiodo unidireccional VLC (el canal de retorno se implementa sobre un módulo WiFi), todo ello implementado en un microcontrolador *BeagleBone Black*. La plataforma está enfocada para ser integrada en sistemas inteligentes de iluminación inteligentes, donde la iluminación se adapta a las demandas del usuario o a la luz ambiente. La diferencia principal de esta plataforma con respecto a las demás es la comparación e implementación de diferentes esquemas de modulación con control de la iluminación, donde esquemas de modulación OOK y MPP son modificados para mejorar su integración con el *dimming*. Además del fotodiodo presente en el receptor, el transmisor dispone de un fotodiodo para medir iluminación ambiente (no usado en comunicación) que adapta el nivel medio de iluminación al ambiente y adapta la comunicación al mismo. Los LEDs son controlados mediante un *driver* VLC basado en transistores que conmutan el LED, donde la puerta es controlada directamente mediante el microcontrolador.

El sistema muestra una alta tasa binaria de transmisión (105 kbps) mediante el uso de los esquemas de modulación OOK y MPP a una distancia de hasta 3.3m.

DarkLight

La plataforma *DarkLight* [53] es presentada en 2016 y desarrollada por el *Dartmouth College* en Estados Unidos.

Una de las principales diferencias de la plataforma *DarkLight* con respecto a las demás es su capacidad para transmitir información en situaciones de muy baja iluminación y de forma casi imperceptible para el ojo humano. Aprovechando la lenta respuesta del ojo humano con respecto a la de algunos fotodiodos, y mediante el uso de pulsos de muy corta duración, se consigue una comunicación en intervalos de tiempo muy cortos. El esquema de modulación utilizado es *Overlapping Pulse Position Modulation (OPPM)*, una mejora del esquema PPM. El transmisor utiliza una FPGA *Xilinx Artix-7* por la necesidad de altas frecuencias de reloj debido a los pulsos usados de corta duración (del orden de los pocos μs). Los LEDs son controlados mediante un *driver* VLC basado en transistores que conmutan el LED, donde la puerta es controlada directamente mediante la FPGA. El transmisor dispone de un fotodiodo para medir iluminación ambiente y adaptar la comunicación a la misma. El receptor dispone de un fotodiodo y un sistema de acondicionamiento. Las capas altas de la comunicación son implementadas en el software radio *GNU radio*.

El sistema muestra una baja tasa binaria de transmisión (1.6 kbps) mediante el uso del esquema de modulación OPPM a una distancia de hasta 1.3 m.

LocalVLC

La plataforma *LocalVLC* [95] es presentada en 2019 y desarrollada por la *Technical University of Munich* en Alemania y la *Delft University of Technology* en los Países Bajos.

La plataforma *LocalVLC* presenta varias diferencias con respecto a las anteriores plataformas. La arquitectura está totalmente integrada en un sistema de iluminación LED comercial y centrada en la eficiencia eléctrica, en la reducción de coste y en la mitigación de *flicker* por la comunicación. La plataforma implementa tanto transmisor como receptor, en una comunicación LED-a-Fotodiodo unidireccional VLC (el canal de retorno se implementa sobre un módulo WiFi o Bluetooth), todo ello implementado en un microcontrolador *BeagleBone Black*. Una de sus principales diferencias se encuentra en la alimentación. La plataforma se alimenta desde la red de distribución de energía eléctrica, y además dispone de batería para su uso sin red eléctrica. En cuanto al transmisor, esta plataforma utiliza LEDs comerciales de iluminación controlados mediante un *driver* VLC basado en transistores que conmutan el LED, cuya puerta es controlada directamente desde el microcontrolador. El receptor incluye el fotodiodo y la circuitería de acondicionamiento de señal. Una de las peculiaridades de esta plataforma es la utilización de la codificación Morse en la transmisión. Las capas más altas de la comunicación se implementan sobre *software-defined radio* en un sistema operativo Linux embebido.

El sistema muestra una baja tasa binaria de transmisión (1.4 kbps) mediante el uso del esquema de modulación OOK a una distancia de hasta 10 m.

1.5.5. Productos comerciales y empresas involucradas

Además del esfuerzo y trabajo de investigación en la tecnología VLC, varias empresas se han interesado en esta tecnología y en el futuro de sus aplicaciones. El

consorcio LiFi creado con la colaboración de un grupo de empresas del sector busca promocionar la tecnología y fomentar su investigación y el desarrollo de futuros productos. El consorcio publica un informe del estado y progreso de la tecnología VLC bajo el nombre LiFi, donde incluye un análisis resumido de las ventajas, aplicaciones, empresas y productos comerciales [96]. Entre las empresas que colaboraron inicialmente en el consorcio se encuentran: General Electric (United States), Koninklijke Philips N.V. (the Netherlands), Oledcomm (France), PureLiFi Limited (United Kingdom), Panasonic Corporation (Japan), Acuity Brands, Inc. (United States), LightPointe Communications Inc. (United States), Velmenni (Tartu), LightBee Corporation (United States) y FSONA Networks (United Kingdom).

Existen hoy en día una serie de productos, ya en comercialización, entre los que destacan los de las siguientes empresas:

- **PureLiFi:** Ofrece kits de evaluación y desarrollo de su tecnología VLC, dispositivos para la integración VLC en dispositivos móviles y adaptadores USB para añadir conectividad VLC [97].
- **Oledcomm:** Ofrece también kits de evaluación y desarrollo de su tecnología VLC, además de dispositivos transmisores y receptores para el despliegue de redes VLC en interiores y exteriores [98].
- **VLNcomm:** Ofrece transmisores para interior, además de receptores USB para añadir conectividad VLC [99].
- **Signify:** Ofrece receptores USB y de red para añadir conectividad VLC a equipos y redes [100].

1.6. Objetivos y organización

Como se ha presentado y desarrollado en este capítulo, la tecnología VLC resulta una alternativa muy interesante a otras tecnologías de comunicación inalámbrica, teniendo áreas de aplicación muy prometedoras. Si bien existe un amplio trabajo de investigación y desarrollo en muchas áreas de la tecnología, se encuentra muy poco trabajo en la investigación sobre como implementar transmisores VLC y, en particular, como aumentar la eficiencia en los *drivers* VLC en sistemas que manejan altos niveles de potencia. La mayor parte del trabajo centrado en transmisores está enfocado en esquemas de modulación de banda base basados en pulsos, pero muy poco trabajo se puede encontrar en transmisores de alta eficiencia energética utilizando esquemas de modulación más eficientes espectralmente, como son los de portadora única y multi-portadora. La implementación de dichos esquemas de modulación exige de la utilización de *drivers* especializados de gran ancho de banda y de respuesta rápida. Estos *drivers* pueden ser integrados añadiendo circuitería adicional trabajando conjuntamente con un *driver* de LEDs de iluminación, o rediseñando el propio *driver* de LEDs de iluminación para que integre la función de comunicación. Por lo tanto, el objetivo de esta Tesis es la investigación y propuesta de soluciones, arquitecturas y técnicas que mejoren el rendimiento energético en diferentes implementaciones de *drivers* VLC. Se exploran y proponen soluciones basados en las diferentes Topologías de *drivers* VLC introducidas en este capítulo como: *drivers*

VLC integrados, *drivers* VLC basado en circuitería especializada y *drivers* VLC basados en la división de la potencia.

Los siguientes capítulos están organizados de la siguiente manera:

- El capítulo 2 estudia más en profundidad el uso del LED y su control en un sistema VLC. Se exploran los diferentes tipos de LEDs que pueden ser utilizados en VLC, los efectos de la temperatura en la respuesta del LED, el ancho de banda del LED y la caracterización de este.
- El capítulo 3 se centra en el estudio de los *drivers* VLC basados en circuitería especializada, y su implementación utilizando amplificadores conmutados. Además, se exploran y proponen técnicas de mejora del rendimiento en esos *drivers* VLC, ya sean nuevas técnicas basadas en el concepto de la suma de luces o la adaptación de otras técnicas tradicionales de mejora del rendimiento. Técnicas como *outphasing* y ayuda lineal son adaptadas a VLC, analizadas en detalle e implementadas.
- El capítulo 4 se centra en estudio de los *drivers* VLC basados únicamente en convertidores CC-CC. Se proponen diferentes formas de implementar *drivers* VLC integrados basados en las diferentes modificaciones del convertidor reductor de respuesta rápida. Además, se proponen diferentes formas de implementar *drivers* VLC basados en la división de la potencia, donde dos convertidores CC-CC son diseñados para trabajar conjuntamente, dividiéndose la potencia y permitiendo un diseño más específico de los convertidores. Todas estas modificaciones tienen como objetivo el aumento de la eficiencia y de la capacidad de la comunicación de los *drivers* VLC.
- Y finalmente en el capítulo 5 se presentan y discuten las conclusiones obtenidas tras este trabajo y se propone trabajo futuro como continuación de lo propuesto en esta Tesis.

Capítulo 2

Estudio del LED como emisor de luz en sistemas VLC

En este capítulo se estudian en más detalle las características del LED de iluminación como transmisor de información en la tecnología VLC. En los sistemas de iluminación basados en LEDs, el objetivo principal es la obtención de un nivel de iluminación constante. Este nivel puede ser controlado mediante aplicando *dimming*, donde se aplican variaciones de dinámica lenta y controlada. Por ello, los LEDs de iluminación son diseñados principalmente para esta función, donde factores como el coste, la vida útil, la eficiencia y espectro de emisión son los más importantes en su diseño y desarrollo. Debido a lo novedoso de la tecnología VLC, no existen en la actualidad LEDs de iluminación comerciales diseñados también para implementar en ellos la tecnología VLC, los cuales serían adaptados desde su diseño, no solamente a la tarea de iluminación, sino a los diferentes requerimientos de la tecnología VLC. Debido a esto, el estudio de las capacidades del LED de iluminación en su uso para comunicaciones se hace imprescindible, donde la respuesta del LED y su capacidad de modificar rápidamente la luz emitida se vuelven críticas. Esto permite definir, no solamente los parámetros más importantes, sino también los límites que impone la tecnología LED en VLC. Parámetros nuevos como ancho de banda y alta linealidad en el LED se vuelven cruciales en su uso para transmitir información, definiendo los límites de su uso tanto en frecuencia como eléctricos. En este capítulo se analizan las características del LED como transmisor de información además de las diferentes tecnologías y modificaciones propuestas para su adaptación a VLC.

2.1. Introducción

Este capítulo está centrado en la capacidad del LED de variar rápidamente la luz emitida y el control requerido para esto. Desde el punto de vista del dispositivo, los LEDs actuales están diseñados para aplicaciones de iluminación, donde su principal tarea es emitir una iluminación constante. Debido a esto, estos LEDs no están diseñados para ser capaces de variar rápidamente la luz emitida. Debido a esto, el estudio de la capacidad del LED de reproducir variaciones rápidas de la luz emitida en función de una señal de comunicación se hace necesario. Este estudio parte del análisis de la relación entre magnitudes eléctricas y ópticas facilitadas por el fabricante. A partir de la relación tensión-corriente y corriente-flujo luminoso se pueden definir los límites de trabajo del LED atendiendo a criterios eléctricos. Dentro de estos límites es donde las dos tareas de VLC han de trabajar: polarización y comunicación. El control de polarización controla el punto de continua de trabajo del LED, y por lo tanto, la iluminación media. Este punto puede ser cambiado lentamente, más lentamente que la señal de comunicaciones, pudiendo implementar un control de iluminación o *dimming*. La otra tarea es la de comunicación, la cual está al cargo de variar rápidamente la luz emitida por el LED. Esto es normalmente realizado mediante la superposición de la señal de comunicaciones sobre el nivel de continua de polarización. En este capítulo se incluye un análisis de los diferentes tipos de LEDs, en función del espectro de emisión y estructura interna, junto con su uso en VLC. Pero el cumplimiento de la condición de mantener tanto el nivel de polarización como la señal de comunicación dentro de los límites eléctricos del LED no asegura el correcto funcionamiento del LED en VLC. Las relaciones dadas por el fabricante son relaciones estáticas, y no tienen en cuenta el comportamiento dinámico del LED. Por ello se vuelve necesario el estudio en función de la frecuencia del LED, obteniendo como varían las relaciones tensión-corriente y corriente-flujo luminoso del LED en función de la frecuencia, obteniendo así su ancho de banda. Efectos como la capacidad de la unión, el efecto del fosforo del LED son factores que limitan el ancho de banda máximo del LED. Esta limitación, junto con factores como la linealidad y temperatura son tenidos en cuenta y se analiza su efecto en la comunicación.

2.2. Diferentes tipos de LED

En esta sección se introducen los diferentes tipos de LEDs utilizados en VLC. Dentro de los diferentes tipos de LEDs que existen actualmente, solamente una porción de ellos son adecuados para VLC. Esto es debido a que en VLC el LED ha de acometer la tarea de iluminación y comunicación, donde cada una de ellas impone una serie de restricciones. Es por ello por lo que en esta sección solamente son consideradas tecnologías LED que sean capaces de producir niveles alto de iluminación con alta eficacia luminosa (lm/w) y que tengan rapidez suficiente para variar la luz acorde con la señal a transmitir (tarea de comunicación).

Dentro de los LEDs utilizados en VLC, estos pueden ser divididos atendiendo a criterios de espectro de luz emitido y de estructura interna del mismo. Atendiendo al espectro de emisión, el LED puede estar diseñado para emitir en un espectro de luz muy estrecho, clasificándolos como monocromáticos, en los cuales el color de emisión depende principalmente del material semiconductor utilizado. En cambio, el LED puede estar diseñado para emitir un espectro ancho de color, generalmente blanco. Hay varias formas de conseguir dicha emisión blanca en los LEDs. LEDs con capa de fósforo *phosphor-converted LED (pc-LED)* generan la emisión blanca a partir de una luz monocromática (generalmente azul) y mediante capas de fósforo se consigue conformar el espectro total de emisión blanca. Por otro lado, la emisión blanca puede ser obtenida mediante la suma de la emisión de diferentes LEDs monocromáticos. Estos LEDs están formados por 3 o 4 LEDs individuales diferentes y son denominados Multi-chip LED. En cuanto a los diferentes tipos de LEDs usados en VLC en función de la estructura interna, destacan los μ -LED y los OLEDs. A continuación se enumeran y resumen las diferentes tecnologías de LEDs en función de su espectro de emisión de luz.

2.2.1. LEDs monocromáticos

El espectro de emisión del LED depende del ancho de banda prohibida, el cual depende del material con el que esté fabricado el LED. La combinación de diferentes materiales semiconductores permite la fabricación de LEDs en diferentes espectros de color de emisión y diferente nivel de iluminación. Aunque existen muchas combinaciones de materiales con diferentes espectros de emisión, muchos de ellos solamente son válidos para LEDs de bajo brillo [101], los cuales quedan descartados para aplicaciones VLC. Los principales materiales usados en la fabricación de LEDs de iluminación monocolor son los siguientes:

- Nitruro de galio e indio (InGaN): Para LEDs azul, verde y UV
- Fosfuro de aluminio galio e indio (AlGaInP): Para LEDs amarillos, naranjas y rojos
- Arseniuro de aluminio y galio (AlGaAs): Para LEDs rojos e IR
- Fosfuro de galio: Para LEDs amarillos y verdes

2.2.2. LEDs blancos

La utilización de los LEDs en sistemas de iluminación es una de las principales aplicaciones de esta tecnología. Es por ello por lo que ha habido un gran avance

en la obtención de formas eficientes de generar espectros de emisión blanca en los mismos. A continuación se introducen las dos tecnologías de LED con la posibilidad de iluminación y generar un espectro blando de emisión más utilizadas en VLC.

PC-LEDs

Una de las formas de obtener un LED de espectro de emisión blanco y muy eficiente es mediante el uso de un LED monocromático azul con una capa de fósforo [102]. La emisión del LED está centrada en el espectro de emisión azul. De esta luz, parte atraviesa la capa de fósforo sin sufrir cambios, pero el resto sufre un fenómeno llamado desplazamiento de Stokes al excitar la capa de fósforo [101]. Este material, al absorber fotones de una determinada energía, estos son devueltos con un nivel de energía menor. Como energía y longitud de onda están inversamente relacionados, la reducción de la energía implica un aumento en la longitud de onda. Este aumento de la longitud de onda produce que el espectro original azul se convierta en un espectro de emisión de luz de entre el verde y el rojo. En la figura 2.1a se puede ver el espectro de emisión azul del LED y el efecto del fósforo mediante el desplazamiento de Stokes.

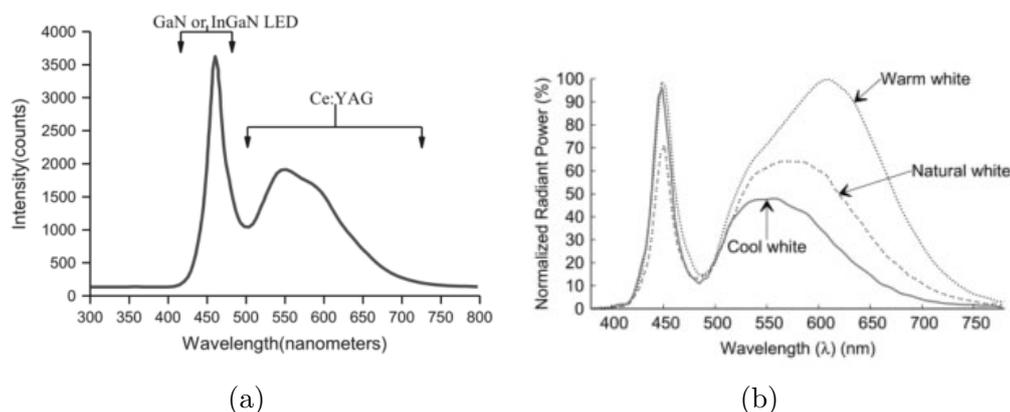


Figura 2.1: En (a) se representa el espectro de emisión azul del LED y el efecto del fósforo mediante el desplazamiento de Stokes. En (b) se muestran ejemplos de diferentes temperaturas de color de la luz blanca.

La suma del espectro original con el espectro del fósforo es la que genera el espectro blanco de emisión. En función del material de la capa de fósforo y la relación entre la intensidad del espectro azul y la del fósforo se puede modificar la temperatura de color (forma de clasificar el color emitido basado en la relación entre componente azul y amarilla) de la luz blanca. En HB-LEDs de iluminación, el fósforo más usado es el YAG:Ce+ ($Y_3Al_5O_{12}$) dopado con iones de cerio (Ce^{3+}) debido a su ancho espectro de emisión en amarillo. Este espectro puede ser adaptado añadiendo elementos, como el galio o usando tierras raras, como el terbio, gadolinio, con el fin de ajustar la temperatura de color del LED, como se muestra en la figura 2.1b.

La mejora de la eficacia de estos LEDs radica en la mejora del fósforo utilizado. En la actualidad, la mayor limitación está en la energía perdida en el proceso de desplazamiento de Stokes, por lo tanto, gran parte de la investigación está centrada en nuevos componentes o modificaciones de los fósforos utilizados. Además, esta capa de fósforo tiene un impacto directo en la rapidez con la que el LED puede variar la intensidad de luz emitida, como se verá en el siguiente apartado.

Multi-chip LEDs

Otra manera de obtener un espectro de emisión blanco es mediante la combinación de la emisión de LEDs monocromáticos de diferentes bandas de color, como se observa en la figura 2.2. Esto se consigue colocando varios LEDs en el mismo encapsulado, formando lo llamado Multi-chip LEDs. Mediante el control de la intensidad de cada uno de ellos, se puede controlar el color emitido por el conjunto. Cada uno de los LEDs que forman el Multi-chip LEDs están basados en los materiales introducidos anteriormente para LEDs monocromáticos.

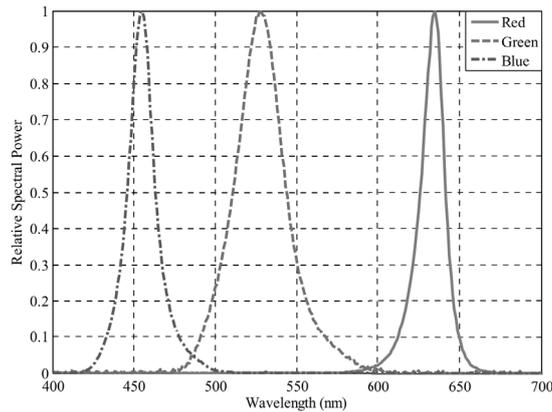


Figura 2.2: Espectro de emisión de un Multi-chip LED basado en RGB.

Las combinaciones más habituales son de rojo, verde y azul (RGB-LED), aunque también puede encontrarse rojo, amarillo, verde y azul (RYGB-LED) [6]. En comparación con los PC-LEDs, los Multi-chip LEDs tienen un coste más elevado y una dificultad añadida en su control. El control se vuelve especialmente difícil debido a la utilización de diferentes tipos de LEDs, con diferentes curvas características y diferentes comportamiento térmico. El uso de detectores externos integrados, como eléctricos, térmicos u ópticos, permiten mitigar la variabilidad de este tipo de LEDs. En cambio, y como se explicará más adelante, la ausencia de capa de fosforo puede resultar una ventaja al no sufrir la misma limitación de velocidad en el cambio de la intensidad lumínica emitida, como si sucede en los PC-LEDs.

2.2.3. Estructura de los LEDs

Además de los PC-LEDs y Multi-chip LEDs explicados anteriormente, el uso de μ -LED y los OLED ha sido reportado como posibles tecnologías LED donde integrar sistemas de comunicación VLC.

μ -LED

Como se explicará en el siguiente apartado, la mayor limitación en la rapidez de los LEDs vienen determinadas por la lenta respuesta del fosforo en el caso de los PC-LEDs. Si bien este efecto es evitado en LEDs monocolor o Multi-chip LEDs, en estos la limitación de la rapidez viene impuesta por el tamaño del LED. Una de las maneras de mejorar la rapidez es reducir el área activa del propio LED, reduciendo la capacidad de la unión y, por lo tanto, mejorando la rapidez del LED [103]. El tamaño de estos μ -LED varía en el rango de las decenas de μm .

Debido a su reducido tamaño, la contribución lumínica de un único μ LED es limitada, y por tanto no apta para una función de iluminación. Un método común de fabricación de LEDs de iluminación basados en μ LEDs es el agrupamiento de varios en un mismo sustrato, donde cada μ LEDs puede ser controlado de forma individual (complicando el enrutado y control) o ser conectados en forma de matriz, donde los μ LEDs comparten conexión por columnas y filas [103], [104].

OLED

La estructura básica de un OLED está formada por una fina capa de un semiconductor orgánico entre dos capas de electrodo conductor, formando ánodo y cátodo. En este caso, en lugar de la utilización de materiales semiconductores dopados con diferentes elementos, se utilizan estructuras orgánicas, las cuales determinan el espectro de emisión del OLED [105]. Si bien presentan menores eficiencias y menor rapidez que otras tecnologías, su coste, tamaño y posibilidad de integración han atraído la atención sobre su uso en VLC. Además, actualmente los OLEDs son utilizados en monitores y pantallas, facilitando esto la integración de VLC en estos elementos.

2.3. Características del LED

En esta sección se analizan las características más importantes del LED y su relación con VLC. Algunas de estas características son importantes en ambas tareas de iluminación y comunicación, como la eficiencia lumínica y el comportamiento térmico, y otras se vuelven más críticas al añadir la tarea de comunicación, como la linealidad. En cambio, el ancho de banda surge como un parámetro nuevo que no era tenido en cuenta en aplicaciones de iluminación, resultando crítico en sistemas VLC. Las características son brevemente introducidas, donde se analiza el impacto sobre la aplicación de VLC en las diferentes tecnologías de LED introducidas anteriormente, realizando una comparación entre ellas.

2.3.1. Generación eficiente del espectro de luz

Debido a que en VLC se aúnan las tareas de iluminación y comunicación, el LED ha de ser capaz de generar ambas tareas con alta eficiencia, y ambas tareas exigen al LED tener alta eficiencia en convertir potencia eléctrica en potencia lumínica. Por un lado, la función de iluminación se beneficia de forma directa de la alta eficiencia, ya que es necesaria menos energía eléctrica para conseguir el mismo nivel de iluminación. Por otro lado, la comunicación se beneficia aumentando el alcance de la transmisión para una misma potencia eléctrica de señal. En cuanto a la generación de la luz se tienen que tener varios parámetros en cuenta de forma simultánea, habiendo relaciones de compromiso entre ellos. El nivel de potencia óptima emitida es un factor importante, limitando la máxima iluminación que se puede extraer de un único LED. En cuanto a la calidad del espectro de luz, temperatura de color (*Correlated Color Temperature, (CCT)*) e índice de renderizado de color (*Color Rendering Index (CRI)*) son parámetros importantes en sistemas de iluminación. CCT es una medida del tipo de blanco que emite el LED, variando entre blanco frío o blanco cálido en función de la proporción de espectro azul y amarillo del LED. Este parámetro es medido en Kelvin [K] y se basa en la temperatura que tendría que tener un cuerpo negro para radiar una luz determinada. Por otro lado, CRI mide la capacidad del LED de reproducir de forma exacta un espectro determinado, siendo 100 el mayor valor posible, lo cual implica la reproducción más fiel posible. Por ejemplo, la radiación del sol presenta una temperatura de color de 5780 k, donde una luz de dicha temperatura de color se asemejaría a la luz del sol. En cambio, CRI mediría como de bien en LED reproduce la distribución espectral de emisión del sol, mostrada en la figura 2.3a. El último parámetro importante es la eficacia lumínica (*luminous efficacy, (LE)*), siendo esta una medida de como de eficiente es la conversión eléctrico/óptica en el LED, medida en lúmenes por W [lm/W]. El lúmen es una medida de intensidad lumínica adaptada a la respuesta del ojo humano al espectro visible, mostrada en la figura 2.3b. Esto implica que LEDs con longitud de onda en los 550 nm conseguirán valores más altos de LE que los que se encuentran en longitudes de onda mayores o menores. Además, la observación del espectro solar y del de respuesta humana permite definir la relación de compromiso entre CRI y LE. Un CRI alto implica reproducir todo el espectro solar de la figura 2.3a, donde gran parte del espectro está fuera de las zonas de mayor sensibilidad del ojo humano, implicando una reducción de LE.

Además, aunque el parámetro LE es muy útil y utilizado en el diseño de LEDs

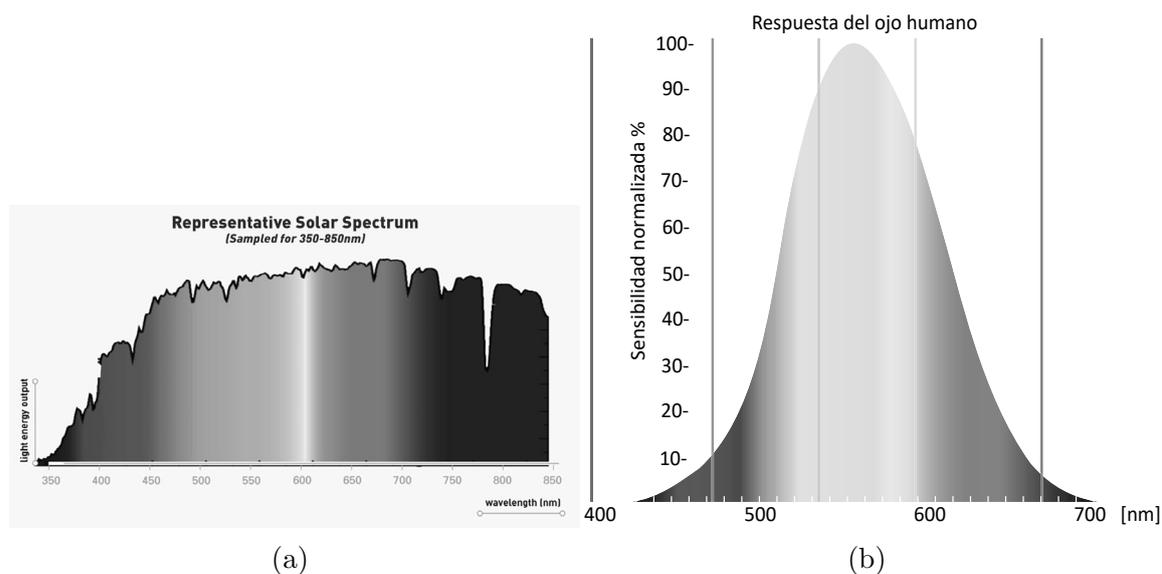


Figura 2.3: En (a) se muestra el espectro de emisión de luz visible del Sol. En (b) se muestra la representación espectral de la respuesta del ojo humano a la luz visible.

de iluminación, no resulta el más adecuado en sistemas VLC. La función de nuestro ojo en un sistema VLC la realiza un fotodiodo, el cual generalmente tiene una respuesta bastante diferente a la respuesta espectral del ojo humano. Una LE alta no implica necesariamente una mejor recepción de la señal, a menos que la respuesta del fotodiodo fuera idéntica a la del ojo humano. A pesar de esto, incluso en aplicaciones VLC, se utiliza el parámetro LE como figura de mérito del LED, sin definir otro parámetro más adaptado a VLC. Con lo que se ha de tener en cuenta que LE mide directamente como de eficiente es la iluminación producida por ese LED.

Analizando el parámetro LE de las diferentes tecnologías de LED usadas en VLC nos encontramos los siguientes valores:

Los PC-LEDs alcanzan la mayor LE de todas las tecnologías LED actuales, reportando 200 lm/W [106], donde el fosforo que recubre el LED permite conformar el espectro de emisión y definir así la temperatura de color de emisión del mismo. En el caso de multi-chip LED, el parámetro LE varía en función de la intensidad emitida por cada uno de los diferentes LEDs monocromáticos, dado que unas bandas del espectro contribuyen más que otras a generar iluminación. En [107] se reportan LE de 32.02, 32.78 y 37.22 para temperaturas de color de 7141 K, 6104 K y 2401 K. Se observa una bajada considerable del parámetro LE en este tipo de LEDs, implicando que para generar el mismo nivel de iluminación haría falta más energía eléctrica. Los OLED presentan niveles de LE mayores, en [108], [109] se reportan 90 lm/W se un OLED de emisión blanca. Por último, en el caso de los μ -LEDs el parámetro LE no suele ser reportado, probablemente debido a su etapa de desarrollo temprana o que están principalmente desarrollados para VLC, donde la iluminación es un factor secundario. En [110] se reportan 40 lm/W.

2.3.2. Ancho de banda

El ancho de banda del LED mide la respuesta en frecuencia entre la potencia eléctrica y la potencia óptica emitida en un LED. Como se explicó anteriormen-

te, debido a que la mayor parte de los LEDs son diseñados para aplicaciones de iluminación, la respuesta entre tensión/corriente y corriente/luz de un LED son relaciones estáticas (o a baja frecuencia), las cuales pueden variar cuando la señal que se aplica es de frecuencias altas. Debido a que este no es un parámetro facilitado por los fabricantes, existe un amplio trabajo de caracterización del ancho de banda de las diferentes tecnologías LED y su efecto en la comunicación. Este ancho de banda impone una limitación en la frecuencia de señal que puede ser aplicada al LED, y por tanto, en los esquemas de modulación utilizados en el mismo. La tecnología más utilizadas para LEDs de iluminación son los PC-LEDs, formados por un LED monocromático azul y una capa de fosforo. El factor limitante más importante del ancho de banda en los PC-LEDs es la lenta respuesta del fosforo. En [111] se realiza un análisis de diferentes fosfuros y el modelado de su respuesta. Esta limitación impuesta por el fosforo reduce el ancho de banda de los PC-LEDs ente los 2 MHz a los 5 MHz [112]-[114]. La variabilidad del ancho de banda viene dada por la proporción entre la emisión del LED azul y la emisión debida al fosforo en los PC-LEDs. Ajustando la cantidad de fosforo de un PC-LEDs se consigue controlar la temperatura de color, variando entre blanco frio a blanco cálido en función de si tiene menos o más componente de espectro debida al fosforo. Cuanto menor sea esta componente (blanco frio) menor será el efecto limitante del fosforo y, por lo tanto, mayor el ancho de banda. Por otro lado, el filtrado completo en recepción de las componentes del fosforo mediante filtrado óptico azul permite mejorar el ancho de banda de los PC-LEDs hasta los 13 MHz [114], pero con la desventaja de reducir la potencia óptica en recepción.

Los LEDs multi-chip son también utilizados en sistemas de iluminación, aunque con menor frecuencia que los PC-LEDs. Estos generan el espectro mediante suma de diferentes contribuciones de LEDs monocromáticos, así que no requieren del uso de fosforo. Esto resulta ser una ventaja en cuanto al ancho de banda de estos LEDs, los cuales alcanzan anchos de banda de 20 MHz para cada uno de los LEDs monocromáticos [115]. La limitación del ancho de banda en estos LEDs viene dada por el tamaño de la unión del LED, incrementando la capacidad y la constante de tiempo de la unión p-n [116]. Aún con una limitación clara en el ancho de banda, estos LEDs poseen una ventaja clara. Tanto los RGB-LEDs como los RYGB-LEDs poseen 3 y 4 canales de comunicación independientes respectivamente con hasta 20 MHz de ancho de banda. Esto es debido a que las emisiones de cada color pueden ser controladas y recibidas de forma independiente. Este ventaja permite implementar en ellos esquemas de modulación usando el espectro de luz [117], aumentando claramente la capacidad de comunicación.

De entre las nuevas tecnologías de LED propuestas para VLC destacan los μ -LEDs. En estos la limitación del ancho de banda debida a la capacidad y constante de tiempo de la unión p-n se soluciona reduciendo significativamente el tamaño del LED. Los anchos de banda reportados por esta tecnología superan las centenas de MHz, llegando a los 400 MHz [118] o los 980 MHz [116]. La reducción del tamaño implica una reducción obvia de la potencia óptica por elemento [119], haciendo necesaria la interconexión de varios μ -LEDs en matrices para alcanzar niveles de iluminación comparables con las tecnologías anteriores. El efecto en la reducción de la capacidad por elemento en función del tamaño y la capacidad total de diferentes agrupaciones de μ -LEDs es reportado en [118] con su efecto sobre el ancho de banda.

Otra tecnología emergente en VLC son los OLEDs, los cuales muestran los anchos

de banda más reducidos de todas las tecnologías aquí estudiadas. Anchos de banda de 270 kHz y 350 kHz [120] son reportados, donde la mayor limitación viene de las estructuras orgánicas usadas como semiconductor, donde se proyecta que puedan llegar a mejorarse hasta alcanzar anchos de banda del orden de 1 MHz.

Para las dos tecnologías con anchos de banda más limitados se presentan modelos de ecualización con el objetivo de incrementar el ancho de banda efectivo de los PC-LED [112] y OLED [121] a costa de modificar la amplitud de la señal en función de la frecuencia de forma contraria a la respuesta del LED, y así obtener una respuesta plana en frecuencia en un mayor ancho de banda.

2.3.3. Linealidad

La obtención de una respuesta lineal entre magnitudes eléctricas y ópticas resulta imprescindible a la hora de utilizar el LED como elemento de transmisión. Una respuesta no lineal en el LED, además de introducir distorsión y empeorar su capacidad de comunicación, complica la generación de señal. Si bien la respuesta del LED puede ser considerada altamente lineal, las no linealidades del LED han de ser tenidas en cuenta en transmisiones con esquemas de modulación donde la amplitud tenga información y donde haya grandes fluctuaciones en la amplitud (OFDM) [122]. Especialmente crítico en OFDM debido a su alto ratio entre potencia de pico y potencia media (*Peak-to-Average Power Ratio, (PAPR)*), lo cual complica la elección del rango de trabajo adecuado para la modulación y el cálculo de la distorsión [122], [123]. En estos casos, el modelado del LED permite estimar la distorsión del LED y su efecto en la comunicación, además de servir como guía de diseño en la elección de la amplitud máxima de señal. En [124]-[126] se presentan métodos de corrección de la linealidad de la respuesta del LED en OFDM, explorando métodos de pre ecualización, post ecualización y métodos de corrección en el receptor. Esto permite extender el rango de amplitudes útiles del LED en modulaciones de amplitud, permitiendo aprovechar más rango dinámico del LED.

2.3.4. Tasa binaria

Las grandes diferencias entre diferentes tecnologías LED dificultan la comparación directa en cuanto a su capacidad de comunicación en sistemas VLC. Además las tasas binarias reportadas en la literatura son alcanzadas con modulaciones y diseños dispares, que impiden una comparativa justa y directa entre ellas. Además de la tasa binaria, parámetros como nivel de iluminación y eficiencia en emisión afectan directamente a la comunicación, con un impacto directo en el alcance de la misma. Analizando el estado de arte, se observa la relación esperada entre ancho de banda y tasa binaria, donde los μ -LED alcanzan las mayores tasas binarias, de hasta 10 Gbps [116]. Por otro lado, Los OLED las más bajas, de 51.6 Mbps [127]. Los más utilizados y reportados son los PC-LEDs y multi chip LEDs. Si se aplica filtrado azul al PC-LED, estos alcanzan anchos de banda del mismo orden de magnitud que los multi chip LEDs. Se reportan 1 Gbps para PC-LED [32] y 3 Gbps para multi chip LED [117]. En estos casos es generalizado el uso de OFDM como método de maximizar el uso del espectro limitado de los LEDs. Un caso particular sucede en los multi-Chip LEDs, donde se presentan propuestas basadas en esquemas de modulación que aprovechan la capacidad de controlar de forma independiente la

emisión de cada uno de los LEDs monocromáticos, ya sea con esquemas de modulación cromáticas [117], [128] o tratando cada canal como un canal independiente, modulando cada color con OFDM, alcanzando 15 Gbps [129].

2.4. Conclusiones

En este capítulo se han estudiado las características del LED de iluminación más importantes en su uso como transmisor de información en VLC. En un sistema de iluminación que está tradicionalmente basado en LEDs, el objetivo principal es la obtención de un nivel de iluminación medio constante. En el caso particular de implementar control de la iluminación (*dimming*), los LEDs cambiarán la iluminación media emitida, pero de manera lenta y controlada. Debido a que la mayor parte de los LEDs están diseñados para sistemas de iluminación, factores como coste, tamaño, vida útil, eficiencia y espectro de emisión son los más importantes en su diseño y desarrollo. En cambio, en un sistema VLC se busca la posibilidad de variar la luz emitida rápidamente sin ser estas variaciones percibidas por el ojo humano. Dicha variación en torno a un nivel de iluminación medio (que es lo realmente percibido por el ojo humano) reproduce la señal de comunicaciones utilizada. Este capítulo se ha centrado en las tecnologías de LED utilizadas en VLC, donde la capacidad de alcanzar altos niveles de iluminación y ancho de banda se hacen necesarios. La división de los tipos de LEDs utilizados en VLC puede hacerse ateniéndose a criterios basados en el espectro de emisión (monocromáticos o blanco) y dentro de los de emisión blanco, a como se consigue conformar la emisión blanca, si por el uso de una capa de fósforo o mediante el uso de varios LEDs monocromáticos. También pueden clasificarse por la estructura interna del LED, donde se encuentran los μ -LED y los OLED. Estas divisiones permiten diferenciar las diferentes características de cada una de las tecnologías LEDs disponibles para VLC, donde las más importantes son la linealidad, eficiencia lumínica, ancho de banda y comportamiento térmico. Como de lineal es el LED en su relación entre magnitudes eléctricas y ópticas resulta imprescindible a la hora de diseñar el *driver* VLC y el esquema de modulación utilizado. Aunque en general la linealidad del LED es bastante alta, existen propuestas de métodos de ecualización y linealización con el objetivo de mejorar este comportamiento en los LEDs. Por otro lado, la eficiencia lumínica es un parámetro importante tanto en iluminación como en comunicación, donde cuanto mayor sea mejor será la eficiencia global del sistema y el alcance del mismo. Este es un parámetro que varía mucho entre diferentes tecnologías de LED y ha de ser tenido en cuenta a la hora de elegir el tipo de LED utilizado. Otro parámetro muy dependiente de la tecnología del LED es el ancho de banda. Los OLEDs muestran el menor ancho de banda, donde su uso queda limitado a comunicaciones de baja tasa binaria. En el caso de los PC-LEDs, se observa un claro descenso del ancho de banda por el uso de capas de fósforo en los con respecto al ancho de banda del LED monocromático en el que están basados. El filtrado de luz permite mejorar el ancho de banda de estos PC-LEDs, aproximándolo al del LED monocromático, aunque con la desventaja de recibir menor nivel de señal. LEDs RGB obtienen el mismo ancho de banda que el LED monocromático al no usar capas de fósforo. En este caso la limitación viene impuesta por la capacidad de la unión, directamente relacionado con el tamaño del mismo. Es por esto por lo que los μ -LED alcanzan anchos de banda mucho mayores al reducir el tamaño del LED. Esto reduce el nivel de iluminación de cada uno de los LEDs, y por tanto exige de integración de matrices de μ -LED con el objetivo de alcanzar niveles de iluminación adecuados. Por último se estudia el efecto de la temperatura sobre el LED. Están reportados efectos significativos sobre la variación de la tensión de codo, de la eficiencia de iluminación y de la componente de emisión.

Si bien esta última no tiene un efecto significativo sobre la comunicación, las dos primeras pueden resultar en una degradación de la comunicación si no son controladas. Además, efectos de degradación y envejecimiento del LED en su uso en VLC han de ser tenidos en cuenta. En cuanto al diseño y elección del tipo de LED a utilizar, la eficiencia lumínica requerida vendrá determinada por la aplicación y por la función de iluminación necesaria en la misma. El ancho de banda y linealidad limitará el esquema de modulación y frecuencias usadas en la comunicación, teniendo estas que ser diseñadas acorde con el LED. Por último, los efectos térmicos determinarán el control sobre los niveles de polarización y comunicación que se apliquen al LED.

Capítulo 3

Técnicas para la mejora de la eficiencia en transmisores VLC basados en amplificadores de potencia

En este capítulo se presentan diferentes soluciones de *drivers* VLC basados en el uso de circuitería especializada. Como se vio anteriormente, la elección de la topología del *driver* VLC está estrechamente relacionada con el esquema de modulación utilizado. Los *drivers* VLC basados en transistores conmutando los LEDs resultan ser las implementaciones más sencillas para esquemas de modulación basados en pulsos, pero no los más indicados para esquemas de modulación más complejas de portadora única o multi-portadora. Estos esquemas consiguen mejores capacidades de comunicación, a costa de complicar la implementación del *driver* VLC. Los *drivers* basados en el uso de circuitería especializada son la implementación más sencilla para añadir la función de comunicación a un *driver* de LEDs que pueda implementar esquemas de modulación complejos. La función de polarización es implementada mediante el uso de un *driver* de LEDs tradicional, mientras que la función de comunicación es generada mediante el uso de RFPA. En este capítulo se exploran las diferentes propuestas de implementación de estos *drivers* VLC, poniendo especial interés en parámetros como la linealidad, el ancho de banda y la eficiencia de los RFPA. Además, se analizan diferentes técnicas que mejoran su eficiencia y linealidad de estos RFPA, y que pueden ser utilizadas y adaptadas a VLC.

3.1. Introducción

El diseño del *driver* VLC es uno de los mayores retos a la hora de implementar la tecnología VLC. El *driver* VLC está al cargo de dos tareas: polarización y comunicación. La función de comunicación consiste en el control de la corriente media por el conjunto de LEDs, con el fin de controlar la iluminación media emitida, mitigar efectos de calentamiento del LED, y de mantener controlada la zona de trabajo para la señal de comunicación. Por otro lado, la función de comunicación consiste en generar y aplicar una señal de comunicaciones sobre el conjunto de LEDs. Tradicionalmente, la mayor parte de la investigación en VLC ha sido enfocada en otros ámbitos, como el procesado de señal, diferentes esquemas de modulación, modelado y diseño del LED para comunicaciones [8]-[10]. Además, la evaluación experimental de los mismos se realiza en prototipos de baja potencia y eficiencia [130]-[133]. En otras palabras, el esfuerzo principal se ha visto enfocado en mejorar la capacidad de comunicación en sistemas VLC con el fin de alcanzar tasas binarias de transmisión cada vez más altas. En cambio, una de las dificultades principales en la implementación de *drivers* VLC no está teniéndose en cuenta: la eficiencia del *driver* VLC. En el cálculo de la eficiencia global del *driver* VLC se ha de tener en cuenta, no solo la eficiencia de la circuitería que polariza, sino también la eficiencia de la circuitería adicional que genera la señal [24].

Como se vio anteriormente, una manera de implementar un *driver* VLC es mediante el uso de circuitería especializada y diseñada para desempeñar una de las funciones en VLC: polarización y comunicación. La polarización es controlada mediante un convertidor CC-CC diseñado como *driver* de LEDs, permitiendo la utilización directa de topologías de *driver* de LEDs tradicionales en VLC. Por otro lado, la función de comunicación es desempeñada por un RFPA, cuya función es la generación de la señal de comunicaciones. La ventaja principal de estos *drivers* VLC es la posibilidad de aplicación casi directa de circuitería especializada desde otras aplicaciones (*drivers* de LEDs y RFPA) a VLC. Además, en cuanto a capacidad de comunicación, estos *drivers* VLC permiten la utilización de esquemas de modulación complejos, alcanzando tasas binarias altas. En cambio, su mayor desventaja es la eficiencia, principalmente debido a la baja eficiencia de los RFPA utilizados. Estas soluciones están basadas en el uso de RFPA lineales (clase A, B y AB) con el objetivo de alcanzar alta linealidad y gran ancho de banda, siendo su baja eficiencia su principal desventaja. La eficiencia de estos RFPA lineales depende directamente de las variaciones en la amplitud de la señal de salida, habitualmente medido como el ratio entre la potencia de pico y potencia media (*Peak-to-Average Power Ratio*, (*PAPR*)). En los RFPA lineales, a mayor PAPR, menor eficiencia. Este problema es especialmente importante teniendo en cuenta que las modulaciones más complejas (y por tanto de mayor tasa binaria) habitualmente tienen niveles de PAPR altos, como es el caso de OFDM [3], [4]. Esta baja eficiencia afecta directamente a la eficiencia global del *driver* VLC [24].

Por ello, este capítulo está centrado en el uso de RFPA en *drivers* VLC basados en circuitería especializada, donde el objetivo es el aumento de la eficiencia de la circuitería que genera la señal de comunicación, y por tanto, el aumento de la eficiencia global del *driver* VLC. Una posible solución se basa en la utilización o adaptación de técnicas usadas tradicionalmente en RFPA para obtener alta eficiencia y comportamiento lineal. Estas pueden ser divididas en técnicas basadas en la mejora de

la eficiencia en RFPA lineales, o en la linealización de RFPA no lineales (los cuales intrínsecamente ya alcanzan alta eficiencia).

La organización de este capítulo es la siguiente: Se empieza con un estudio simplificado de los diferentes tipos de RFPA utilizados, clasificados en función de sus parámetros más importantes, como su eficiencia, ancho de banda y linealidad. Estos parámetros se utilizan para definir las desventajas de la utilización directa de estos RFPA como circuitería especializada en el *driver* VLC. A partir de esto, se introducen las diferentes técnicas de mejora de la eficiencia y de la linealidad de estos RFPA utilizadas tradicionalmente. Este estudio permite dar el siguiente paso, basado en el posible uso de estas técnicas en VLC. Se estudia y propone el uso de las diferentes técnicas en VLC teniendo en cuenta las peculiaridades de las comunicaciones VLC. Esto permite adaptar, e incluso simplificar enormemente, algunas de las técnicas en su uso en VLC. Finalmente, se diseñan una serie de prototipos como prueba de concepto del uso de estas técnicas (y su adaptación) a VLC. Terminado el capítulo con unas conclusiones generales del mismo.

3.2. Introducción a los diferentes tipos de RFPA

Este apartado sirve como breve introducción a las diferentes clases de RFPA y sus parámetros más importantes. Sobre este análisis se apoyan los siguientes apartados de este capítulo, donde se presentan técnicas cuyo objetivo la mejora del comportamiento de los RFPA, ya sea en temas de eficiencia o de linealidad. El estudio empieza definiendo el diagrama de bloques general de un RFPA, sobre el cual se definirán las diferentes formas de controlarlo, definiendo así las diferentes clases de RFPA. Sobre cada una de ellas se hace una resumida mención a sus características más destacadas, como ancho de banda, linealidad y eficiencia. Los parámetros de ancho de banda y linealidad afectan directamente a la capacidad de comunicación. A mayor ancho de banda, mayores tasas binarias pueden ser alcanzadas. Por otro lado, si el RFPA tiene un comportamiento lineal permite la utilización de esquemas de modulación más complejos, aumentando también la tasa binaria. Los esquemas de modulación, donde la información esté en la amplitud de la señal, requieren necesariamente de RFPA lineales.

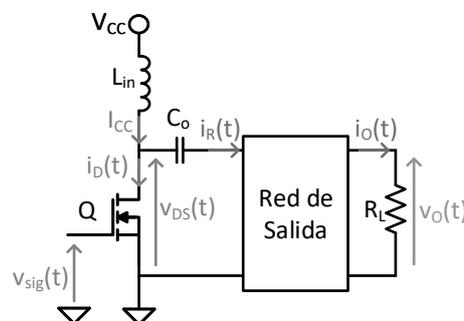


Figura 3.1: Diagrama de bloques genérico de un RFPA.

El esquema más general y sencillo de RFPA es el mostrado en la figura 3.1. El elemento principal es el transistor Q , cuya puerta está controlada por la señal $v_{sig}(t)$. El transistor es polarizado desde la tensión de alimentación V_{cc} por medio de la bobina de polarización L_{in} . El objetivo de la bobina L_{in} es mantener la corriente

I_{cc} continua, sin componentes de alta frecuencia. El condensador de salida C_o tiene el objetivo de no dejar pasar corriente continua, evitando que parte de la polarización pase a la red de salida y carga R_L .

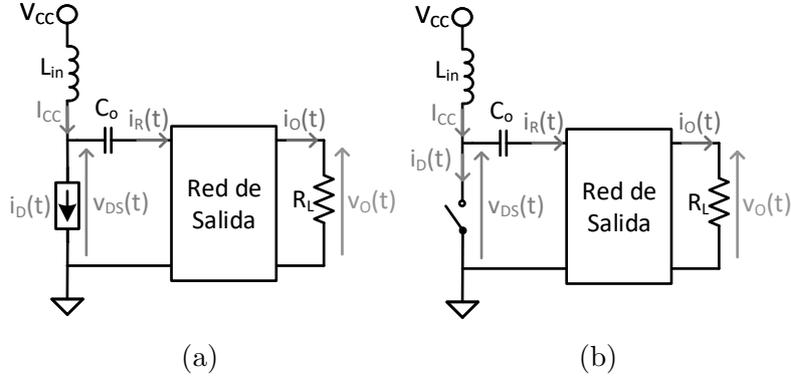


Figura 3.2: Diagramas de bloques de un RFPA en función del control del transistor. En (a) el transistor funciona como una fuente de corriente. En (b) el transistor funciona como un interruptor.

Las diferentes clases de RFPA dependen de la señal $v_{sig}(t)$ de control de puerta utilizada y del diseño de la red de salida. La primera clasificación puede realizarse en función del punto de operación del transistor Q, controlado por la señal $v_{sig}(t)$. El transistor puede comportarse como una fuente de corriente dependiente de $v_{sig}(t)$, como se muestra en la figura 3.2a, o como un interruptor como se muestra en la figura 3.2b.

En la figura 3.2a, la corriente de drenador $i_D(t)$ es controlada directamente por $v_{sig}(t)$ y por el punto de operación del transistor. Este esquema incluye las clases A, B, AB y C de RFPA, que se explican más adelante.

En la figura 3.2b, el transistor actúa como un interruptor, conmutando entre cerrado y abierto en función de $v_{sig}(t)$. En este caso, la corriente de drenador $i_D(t)$ y la tensión drenador fuente $v_{DS}(t)$ no dependen directamente de la señal de control $v_{sig}(t)$, sino que también dependen de la red de salida del RFPA. Este esquema incluye las clases de amplificadores conmutados, como el clase D, y conmutados resonantes, como el clase E y F, que se explican más adelante.

3.2.1. Clases de los RFPA

Las diferentes clases de RFPA representadas por el esquema de la figura 3.2a pueden clasificarse o por función del ángulo de conducción del transistor 2Θ . En la figura 3.3 se encuentran representadas ejemplos de corrientes de drenador $i_D(t)$ para las diferentes clases A, AB, B y C. Por simplicidad en el análisis se ha supuesto que la corriente es una señal senoidal. Los ángulos de conducción 2Θ para cada clase de RFPA son los siguientes:

- Clase A:

$$2\Theta = 2\pi. \quad (3.1)$$

- Clase AB:

$$2\pi > 2\Theta > \pi. \quad (3.2)$$

- Clase B:

$$2\Theta = \pi. \quad (3.3)$$

- Clase C:

$$2\Theta < \pi. \quad (3.4)$$

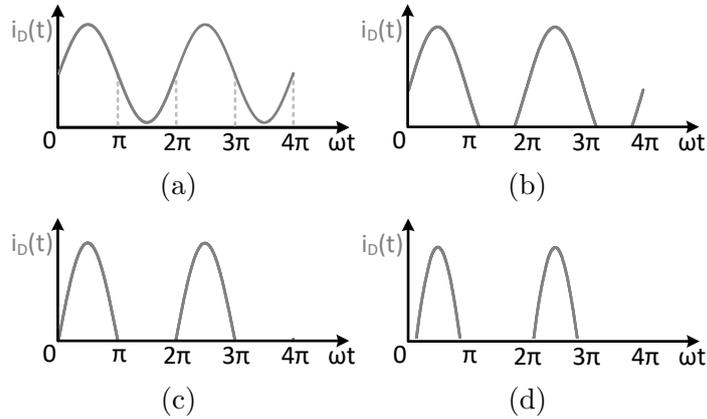


Figura 3.3: Diferentes formas de onda de la corriente de drenador $i_D(t)$ de un RFPA no conmutado en función del ángulo de conducción 2Θ , definiendo la clase del RFPA. En (a) clase A. En (b) clase AB. En (c) clase B. En (d) clase C.

El efecto en la eficiencia, linealidad y ancho de banda es explicado a continuación. En el caso de los RFPA conmutados, el transistor funciona como un interruptor como se muestra en la figura 3.2b. La diferencia en la implementación entre las diferentes clases está en el diseño de la red de salida del convertidor, la cual limita el ancho de banda alcanzado por estas implementaciones. En el caso del clase D [134], la red de salida es un filtro paso banda cuyo objetivo de filtrar el ruido de conmutación y dejar suficiente ancho de banda para la señal de comunicaciones. En cambio, los RFPA clase E [135] y F [136] están basados en circuitos resonantes, lo cual reduce aún más el ancho de banda. En el clase E, la red de salida está compuesta por un filtro resonante con el objetivo de filtrado y de dar forma la tensión y corriente en el transistor. Esto último permite obtener menos pérdidas de conmutación, aumentando la eficiencia. En el clase F, la red de salida está compuesta por varios circuitos resonantes con el mismo objetivo que el clase E, filtrar y dar forma a la tensión y corriente en el transistor, aumentando así la eficiencia.

3.2.2. Características de los RFPA

Los diferentes RFPA pueden ser clasificados atendiendo a las siguientes características:

Eficiencia

La eficiencia máxima de los RFPA no conmutados depende directamente del ángulo de conducción 2θ . Debido a que el transistor soporta tensión cuando conduce, este siempre disipa potencia cuando conduce. Por lo tanto, cuanto mayor es este ángulo, más tiempo está el RFPA conduciendo durante un ciclo de la señal de

comunicación, y más pérdidas se producen. El análisis entre el ángulo de conducción y la eficiencia del RFPA no conmutado puede encontrarse en [137], [138], obteniendo

$$\eta_{max} = \frac{\theta - \sin(\theta)\cos(\theta)}{2\sin(\theta) - 2\theta\cos(\theta)}. \quad (3.5)$$

Usando los valores de 2θ mostrados en (3.1), (3.2), (3.3) y (3.4) en la ecuación (3.5), se puede obtener la eficiencia máxima η_{max} para las diferentes clases A, AB, B y C, mostrado en la figura 3.4.

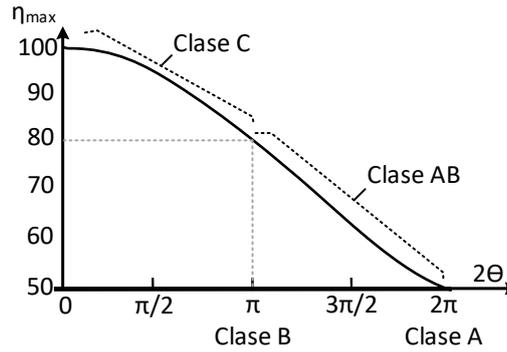


Figura 3.4: Eficiencia máxima de las diferentes clases de los RFPA no conmutados usando (3.5).

La eficiencia de los RFPA conmutados es teóricamente del 100 %, siendo en la práctica menor al considerarse no idealidades y efectos parásitos. El funcionamiento como interruptor del transistor permite alcanzar este máximo de 100 %, donde se evita la convivencia de tensión corriente en su funcionamiento, siendo esta la principal fuente de pérdidas en los RFPA no conmutados. En la realidad, pérdidas de conmutación y conducción en el transistor y pérdidas en los circuitos resonantes hacen que la eficiencia efectiva de los RFPA conmutados descienda. Aun así, alcanzan eficiencias superiores a los RFPA no conmutados.

Ancho de banda

El ancho de banda de un RFPA viene determinado principalmente por la red de salida del este. En el caso de los RFPA no conmutados, la reducción del ángulo hace aumentar el contenido armónico de la señal resultante. A medida que se reduce el ángulo de conducción, se vuelve más necesario el diseño de una red de salida de banda más estrecha, con el fin de eliminar los armónicos producidos. Esto implica que el mayor ancho de banda lo tiene el RFPA clase A, donde los requerimientos sobre la red de salida son menos restrictivos. A medida que se reduce el ángulo de conducción 2θ (pasando de clase AB, B a C), el filtro de salida se vuelve más restrictivo, y por tanto su ancho de banda se reduce. A efectos prácticos, el RFPA clase C es considerado de banda estrecha.

Por otro lado, en el caso de los RFPA conmutados todos ellos son de de banda estrecha. Las formas de onda de conmutación poseen altos niveles de armónicos que han de ser eliminados por medio de la red de salida, haciéndolos intrínsecamente de banda estrecha. Además, debido al uso de filtros resonantes muy selectivos en los RFPA clase E y F, estos poseen anchos de banda más estrechos.

Linealidad

Uno de los precios a pagar por el aumento de la eficiencia en las diferentes clases de RFPA es la pérdida de linealidad. La linealidad mide la relación entre la señal de control del RFPA y la señal de salida.

En sentido estricto, el único RFPA con comportamiento completamente lineal es el Clase A. Al igual que pasa con el ancho de banda sucede con la linealidad. En los RFPA no conmutados, a medida que se reduce en ángulo de conducción, se reduce la linealidad de del RFPA. A efectos prácticos, el RFPA clase C es considerado no lineal, y es utilizado como RFPA de amplitud constante. Por otro lado, los RFPA conmutados tienen un comportamiento no lineal por definición. El transistor funciona como interruptor, conmutando entre dos niveles en función de la señal de entrada. Estos RFPA son utilizados habitualmente con señales de amplitud constante a la salida.

3.3. Técnicas de mejora de la eficiencia o de la linealidad de RFPA

Como se vio anteriormente, el uso directo de RFPA para generar la señal de comunicación en un *driver* VLC presenta una serie de desventajas en cuanto a eficiencia, linealidad y ancho de banda, además de limitación en los esquemas de modulación que pueden ser implementados. RFPA Clase A, Clase B y Clase AB pueden ser diseñados para reproducir modulaciones complejas, donde la amplitud no sea constante, pero con eficiencia baja. Esta desventaja limita la máxima eficiencia del *driver* VLC. Por otro lado, RFPAs no lineales (Clase C), y conmutados, (Clase D, E y F), se encuentran en el otro extremo, pudiendo alcanzar eficiencias mayores (teóricamente 100% en el caso de los RFPAs conmutados), pero con limitaciones en ancho de banda y en esquemas de modulación que pueden reproducir (limitados a esquemas de modulación de amplitud constante) debido a su baja linealidad. Debido a esta situación se han ido desarrollado técnicas con el objetivo de solucionar las desventajas anteriormente mencionadas de los RFPAs, con el fin de alcanzar simultáneamente alta eficiencia y linealidad. La tabla 3.1 resume las técnicas tradicionales que, o bien mejoran la eficiencia de los RFPAs lineales, o bien linealizan los RFPAs no lineales y conmutados. Las técnicas pueden dividirse en técnicas que modulan la alimentación del RFPA, o en técnicas basadas en la conexión de varios RFPAs.

Tabla 3.1: Clasificación de las técnicas para mejorar la eficiencia o la linealidad en RFPA.

	RFPAs lineales	RFPAs no lineales
Alimentación modulada	<i>Envelope Tracking</i>	<i>Envelope Elimination and Restoration</i>
Conjunto de RFPAs	Doherty	<i>Outphasing</i>

3.3.1. *Envelope Tracking*

La primera de las técnicas es la técnica de *Envelope Tracking*, (*ET*) [139], basada en la modulación de la alimentación en RFPA lineales. El esquema de esta técnica es el mostrado en la figura 3.5.

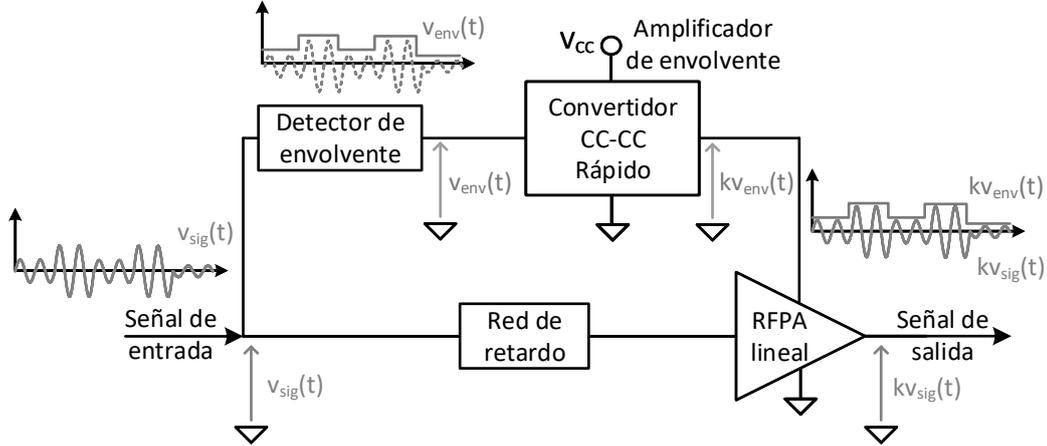


Figura 3.5: Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de ET.

La eficiencia de un RFPA lineal alcanza un máximo cuando la amplitud de la señal de salida del RFPA es igual a la tensión de alimentación del RFPA [137]. Mientras que este máximo es alcanzable en esquemas de modulación donde la amplitud no varía, en esquemas con modulación de amplitud la eficiencia del RFPA se ve reducida. Una manera de alcanzar alta eficiencia en RFPA lineales es modular la alimentación del RFPA en función de la amplitud de la señal de salida, de forma que el RFPA trabaje siempre en un punto de alta eficiencia independientemente de la amplitud de la señal de salida. En la figura 3.5 se muestra el esquema de implementación de la técnica de ET. La señal de entrada $v_{sig}(t)$ sigue dos caminos: el camino superior obtiene y amplifica la envoltura de la señal, mientras que el camino inferior amplifica la señal. El camino de amplificación de envoltura está basado en un bloque de detección de envoltura, obteniendo la envoltura positiva $v_{env}(t)$ de la señal de entrada $v_{sig}(t)$. Esta tensión es amplificada por un convertidor CC-CC rápido funcionando como amplificador de envoltura. Este convertidor ha de ser diseñado para poder variar su tensión de salida rápidamente, siendo capaz de reproducir los cambios de la envoltura $v_{env}(t)$, obteniendo $kv_{env}(t)$, donde k es la ganancia del sistema. La tensión de salida $kv_{env}(t)$ es la usada como alimentación del RFPA lineal, de forma que la diferencia entre la señal de salida del RFPA y su alimentación sea la mínima posible, maximizando así la eficiencia. El convertidor CC-CC de respuesta rápida está implementado mediante el uso de un convertidor reductor y sus variantes [140]-[145], lo cual permite obtener linealidad en su control y alta eficiencia en la generación de la alimentación de la RFPA. Estos convertidores pueden alcanzar anchos de banda en la variación de la tensión de salida del orden de las decenas de MHz. El análisis y diseño de estos convertidores de respuesta rápida puede encontrarse explicado en el capítulo 4 de esta Tesis.

El segundo camino que recorre la señal de entrada $v_{sig}(t)$ pasa por una red de retardo antes de ser introducida en el RFPA lineal. La red de retardo es necesaria para compensar el retardo que introduce el detector de envoltura y el convertidor

CC-CC rápido, de forma que tanto la señal de entrada como la envolvente estén sincronizadas en el RFPA lineal. De esta manera, la alimentación $kv_{env}(t)$ sigue las variaciones de la envolvente de la señal de salida del RFPA lineal $kv_{sig}(t)$, maximizando la eficiencia. Un detalle sobre la reproducción de la envolvente ha de ser tenido en cuenta. La envolvente $kv_{env}(t)$ ha de mantenerse próxima a la amplitud de la señal de salida $kv_{sig}(t)$ y por encima, pudiendo dejarse un margen entre ambas. La amplitud exacta de la señal de salida es controlada mediante el RFPA.

3.3.2. *Envelope Elimination and Restoration*

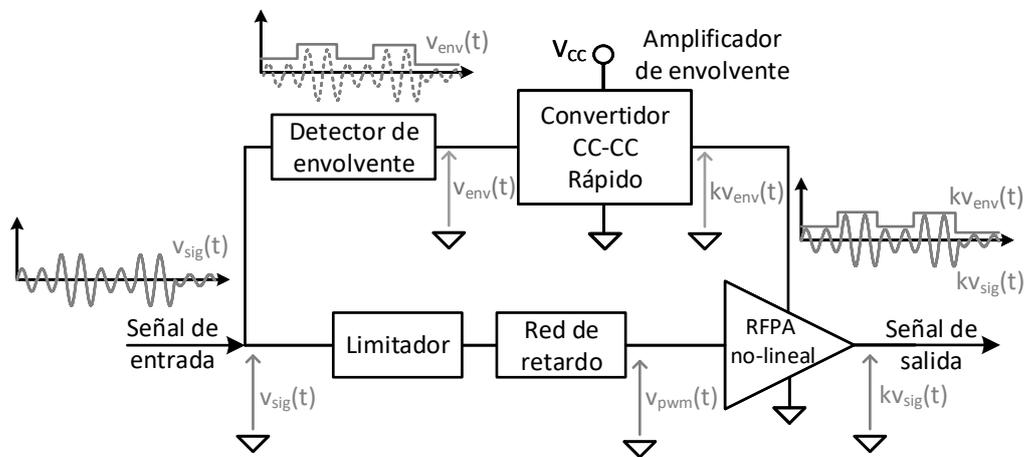


Figura 3.6: Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de EER.

La técnica de *Envelope Elimination and Restoration*, (*EER*), o Técnica de Kahn, es otra técnica basada en la modulación de la alimentación, pero para RFPA no lineales [139], [146]. A diferencia de ET, en este caso el objetivo es obtener un comportamiento lineal de un amplificador no lineal mediante el cambio de su tensión de alimentación. EER aprovecha la alta eficiencia de los amplificadores no lineales, y mediante la modulación de la tensión de alimentación del RFPA, se consigue obtener una señal de comunicaciones con variaciones de amplitud de forma eficiente. El esquema de esta técnica es el mostrado en la figura 3.6, donde se observan las claras similitudes con el esquema de ET de la figura 3.5.

EER está basado en generar las modificaciones de fase mediante el RFPA, utilizando un limitador en la cadena de amplificación, así se eliminan las variaciones de amplitud, de forma que el RFPA solamente procesa los cambios de fase, alcanzando una eficiencia alta en el RFPA no lineal. Los cambios de amplitud son reproducidos por la cadena de amplificación de portadora, que es idéntica a la usada en ET, y que genera la tensión $kv_{env}(t)$ con la que se alimenta el RFPA. El amplificador de envolvente es implementado mediante un convertidor CC-CC rápido, al igual que el usado en ET. A diferencia de lo que sucede en ET, la amplitud de la señal de salida $kv_{sig}(t)$ es controlada directamente mediante $kv_{env}(t)$. Esto implica que no hay el margen que existe en ET y, por lo tanto, la implementación es más sensible a la precisión y a la rapidez del convertidor CC-CC, siendo más crítico su diseño.

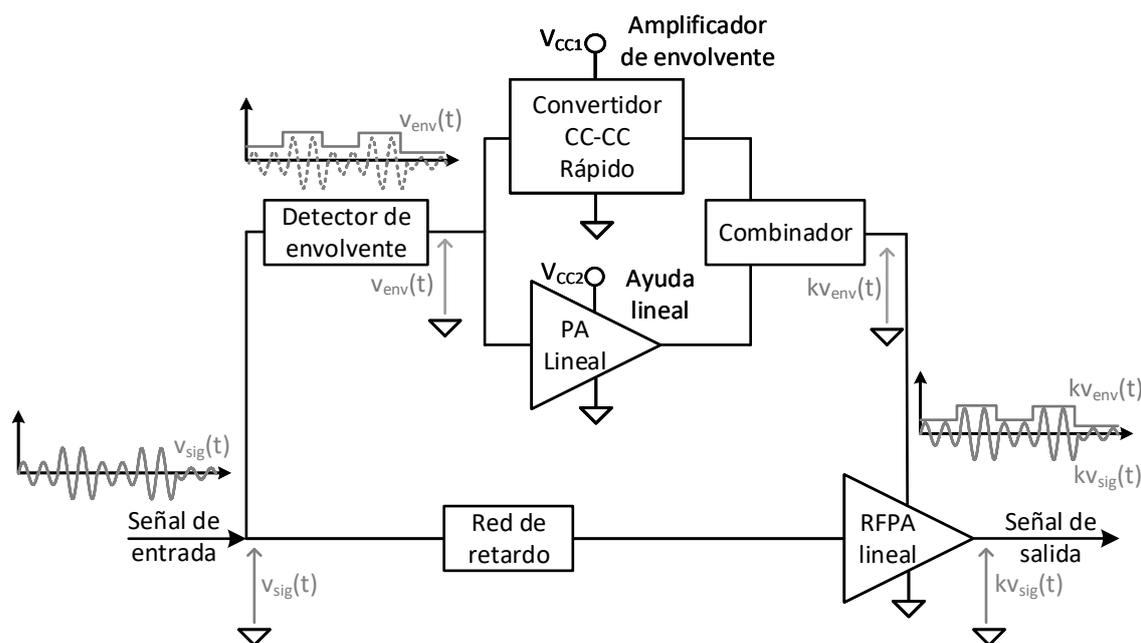


Figura 3.7: Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de ayuda lineal en ET.

3.3.3. Ayuda lineal

Tanto en ET como en EER, el ancho de banda de la técnica está limitado por el ancho de banda del convertidor CC-CC rápido. Este está al cargo de generar las variaciones rápidas de la envolvente de la señal de comunicaciones, pero a veces dichas variaciones pueden tener tiempos de subida o bajada muy rápidos, siendo el convertidor incapaz de reproducirlos. Estos cambios rápidos, aunque aislados e infrecuentes, pueden generar distorsión en la señal de comunicaciones. Además, EER es más sensible a dichas variaciones, debido a que la amplitud de la tensión de salida es directamente controlada por el convertidor CC-CC. Para mitigar este efecto se propone la utilización de la técnica de ayuda lineal *Linear Assistance* aplicada tanto a ET y mostrada en las figuras 3.7 como a EER en la figura 3.8. Diferentes implementaciones de la ayuda lineal en ET y EER han sido propuestas en [147]-[150], donde se exploran diferentes implementaciones del convertidor CC-CC rápido, diferentes formas de combinar las señales y de definir una relación de compromiso entre eficiencia y rapidez.

En ambas implementaciones se añade un amplificador lineal junto con el convertidor CC-CC rápido. Mediante un combinador se juntan las contribuciones del amplificador y el convertidor CC-CC. Este se diseña con el fin de que el amplificador solamente entregue potencia en aquellos momentos donde las variaciones de la envolvente sean más rápidas que las entregadas por el convertidor CC-CC rápido, corrigiendo su respuesta. Esto permite obtener una relación de compromiso entre eficiencia y distorsión en la señal. El objetivo es maximizar la potencia de portadora entregada por el convertidor CC-CC rápido, maximizando la eficiencia, y que el amplificador lineal, de menor eficiencia, solamente entregue potencia de manera limitada.

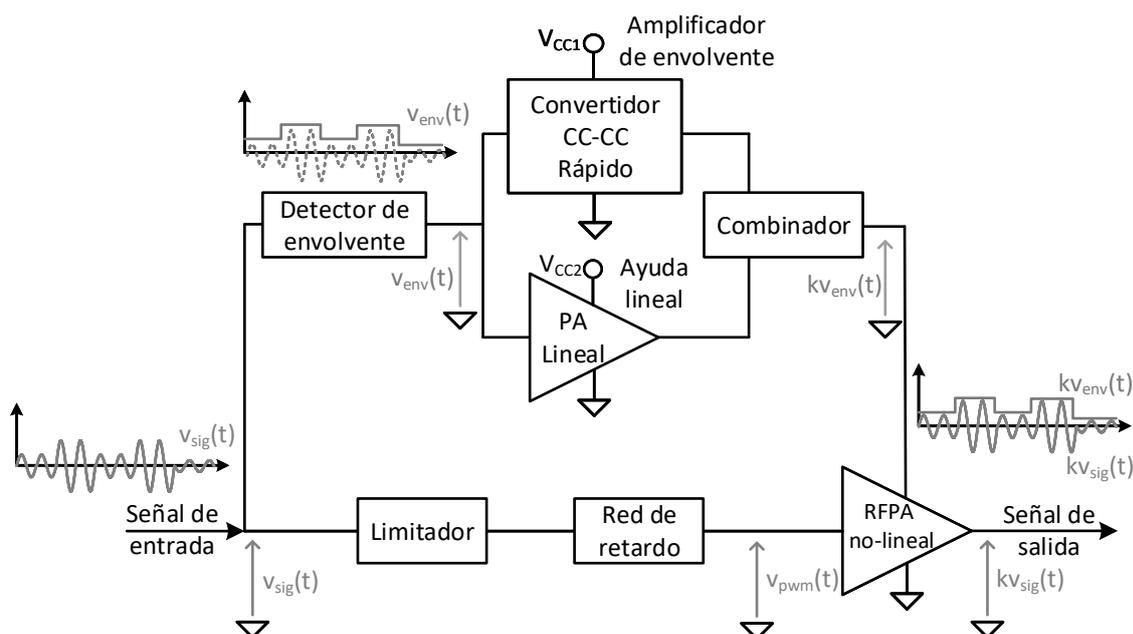


Figura 3.8: Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de ayuda lineal en EER.

3.3.4. Doherty

Otra de las técnicas recogidas en la tabla 3.1 es la técnica de de Doherty, mostrada en la figura 3.9. Esta técnica está basada en la conexión de dos RFPA lineales [151], [152], en el que cada uno es responsable de funcionar en un rango determinado de potencia de salida. Uno de estos RFPA, llamado amplificador de portadora, es diseñado para funcionar a niveles bajos de la señal de entrada, mientras que el amplificador de pico es diseñado para no generar señal a estos niveles. A un nivel determinado de amplitud de señal de entrada, el amplificador de pico empieza a funcionar, mientras que el amplificador de portadora alcanza su máximo nivel de señal en este punto. Este hecho puede ser observado en la figura 3.9, donde la tensión de salida del amplificador de portadora $v_{carrier}$ alcanza y satura a un nivel determinado de amplitud, y es en ese nivel donde el amplificador de pico entrega potencia, por medio de la corriente i_{peak} . Esto permite que, para niveles de señal mayores al nivel fijado, el amplificador de portadora trabaje en su punto de mayor eficiencia, obteniendo una mejora de la eficiencia global. La implementación de esta técnica implica el diseño del separador de entrada, red de retardo e inversor de impedancia de salida. Estos elementos, Y en especial el inversor de impedancia de salida, resultan ser los más limitantes de la implementación práctica de esta técnica. Además, la red de retardo y el inversor de impedancia limitan el ancho de banda de la técnica, siendo esta una técnica de ancho de banda estrecho en la práctica.

3.3.5. Outphasing

La técnica de *outphasing* es propuesta en [153], [154] como una técnica implementada mediante la conexión de dos RFPA y basada en el siguiente principio: la suma de dos señales senoidales de igual frecuencia, amplitud constante y moduladas en fase dan como resultado una señal senoidal de igual frecuencia, y donde la

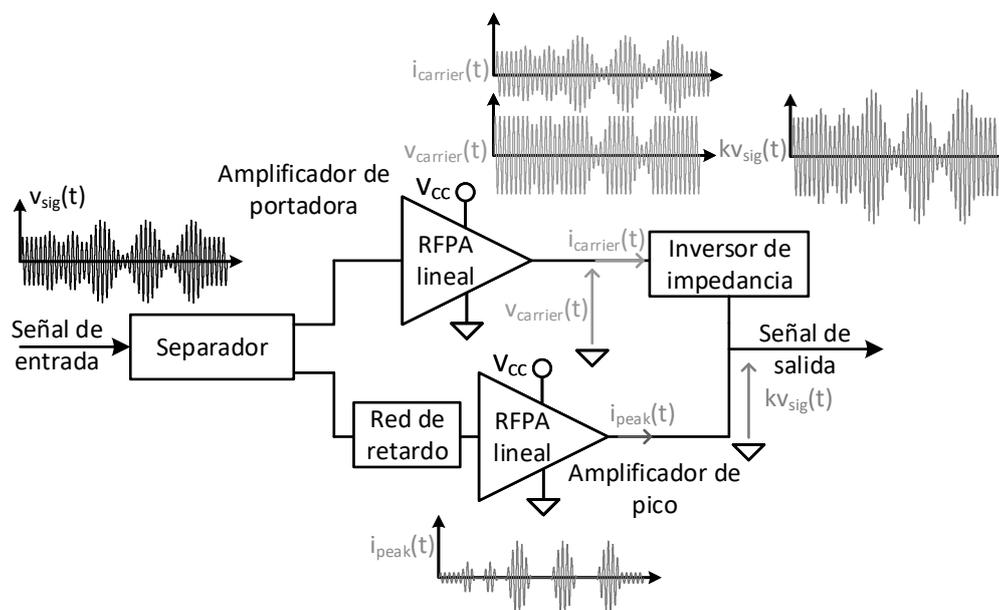


Figura 3.9: Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de Doherty.

amplitud y la fase pueden ser controladas de forma independiente. En la figura 3.10 se muestra el esquema de implementación de la técnica de *outphasing*.

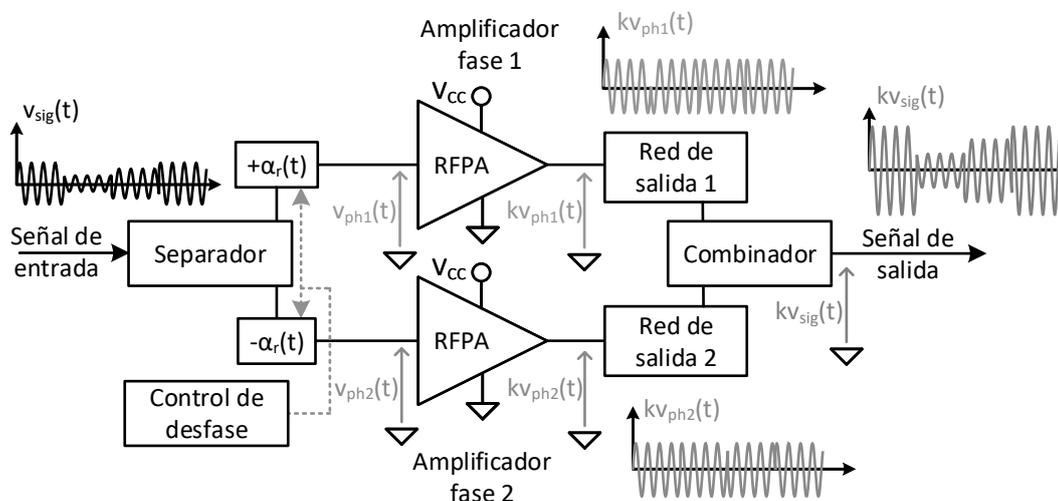


Figura 3.10: Diagrama de bloques de la implementación de la técnica de *outphasing*.

Este esquema está compuesto por un separador y circuitería de control de desfase en la entrada, dos RFA denominados amplificadores de fase, y unas redes de salida y combinador a la salida de los RFA. Como idea general del funcionamiento, el separador de entrada y circuitería de control están al cargo de generar dos señales de amplitud constante y moduladas en fase, cuya suma es la señal de entrada. Sobre estas señales se aplica la amplificación por separado mediante los dos RFA. Debido a que la amplificación se realiza sobre señales de amplitud constante, se consigue maximizar la eficiencia del amplificador. Las salidas de ambos RFA están conectadas por medio de redes de salida y un combinador, obteniendo a la salida una versión amplificada de la señal de entrada. La dificultad en la implementación

de la técnica de *outphasing* reside principalmente en el diseño de las redes de salida y combinador.

3.4. Aplicación de las técnicas de mejora de la eficiencia o de la linealidad de RFPA a VLC

El objetivo principal de este apartado es la utilización y análisis de las técnicas recogidas en la tabla 3.1 en *drivers* VLC. La forma general de adaptación es la mostrada en la figura 3.11, donde cada técnica sustituiría al RFPA en el *driver* VLC basado en circuitería especializada.

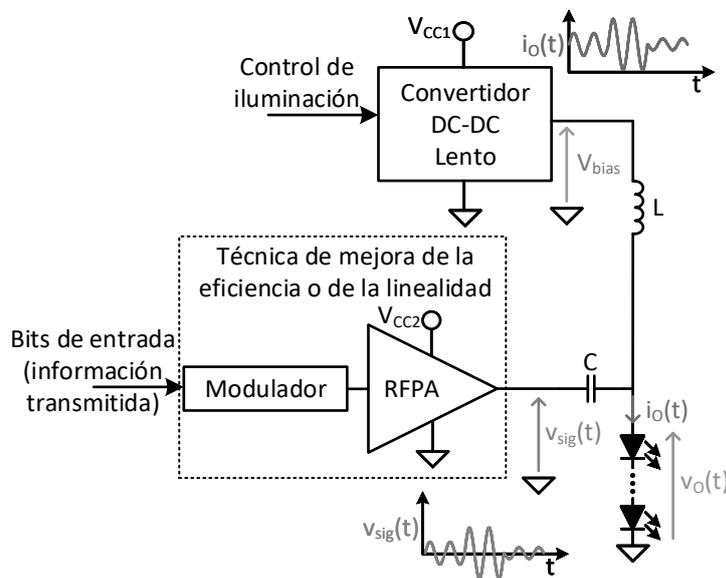


Figura 3.11: Adaptación directa de las técnicas de mejora de la eficiencia y la linealidad en RFPA a VLC en un *driver* VLC basado en circuitería especializada.

Las técnicas buscan generar la señal de comunicaciones $v_{sig}(t)$ con mejoras en la eficiencia y linealidad de los RFPA. Si bien cualquiera de las técnicas anteriores puede ser adapta y usada siguiendo el esquema de la figura 3.11, primero se analizan los aspectos más importantes de un *driver* VLC con el fin de contextualizar las adaptaciones:

- Como se analizó en el capítulo anterior, el ancho de banda del LED en su respuesta eléctrica/óptica es un factor limitante a tener en cuenta. En ancho de banda de los HB-LEDs, compuestos mediante un LED GaN azul y una capa de fosforo, ronda los 3-5 MHz. La capa de fosforo está diseñada para la conformación del espectro blanco de emisión a partir de la luz monocromática azul del LED de GaN. Esta está optimizada para una conversión eficiente del espectro de luz, pero no para maximizar el ancho de banda del LED. Sin el efecto limitante del fosforo, los LEDs monocromáticos alcanzan anchos de banda que rondan los 10-20 MHz. Por otro lado, el ancho de banda del LED se encuentra también limitado por debajo por razones de seguridad. Con el propósito de eliminar daños adversos en la salud y que los cambios de la luz no sean apreciados por el ojo humano, la frecuencia mínima de variación de la

luz ha de mantenerse por encima de los 3 kHz. Estos límites superior e inferior definen el rango de actuación del LED en frecuencia. Este hecho limita el ancho de banda máximo del RFPA usado en VLC.

- Si se quiere aprovechar todo el ancho de banda efectivo de LED, se puede, o bien utilizan un esquema de modulación multi-portadora que ocupe buena parte del ancho de banda de LED, o bien compartimentar el ancho de banda entre varias modulaciones independientes mono-portadora. El uso en esquemas multi-portadora exige del uso de RFPA, o de técnicas, de gran ancho de banda que puedan procesar todo el espectro de señal. En cambio, el uso de esquemas de modulación independientes mono-portadora permite la generación de cada una de las modulaciones mediante RFPA independientes de banda más estrecha. Estos RFPA de banda estrecha, aún siendo más sencillos de diseñar, el coste de implementación de varios hace difícil la justificación de su uso.
- La necesidad de RFPA de gran ancho de banda (mayor al 10 % de la frecuencia central) funcionando a frecuencias relativamente bajas (debido al ancho de banda efectivo del LED) dificulta y limita la implementación de alguna de las técnicas de la tabla 3.1. Por ejemplo, algunos RFPA tienen limitado su ancho de banda por el uso de filtros paso banda (Clase D) o circuitos resonantes (Clase E y F). Esto hace que la técnica de EER sea muy difícil de adaptar a VLC, donde se busca usar todo el espectro disponible en el LED.
- Por otra parte, en el caso de la técnica de *outphasing*, el ancho de banda está limitado por el ancho de banda de la implementación del bloque combinador necesario a la salida. A las frecuencias de funcionamiento del LED, estos elementos son típicamente implementados mediante componentes discretos, y su funcionamiento está limitado a anchos de banda estrecho, haciendo muy difícil su implementación directa para grandes anchos de banda.
- En la técnica de Doherty, el ancho de banda está limitado por la implementación de los inversores de impedancia que componen el separador y combinador necesarios, sufriendo la misma limitación que la técnica de *outphasing*.
- De las técnicas anteriores, solamente ET permitiría el uso de RFPA de gran ancho de banda que cubra el ancho de banda efectivo del LED. Esto permitiría utilizar esquemas de modulación multi-portadora de gran ancho de banda con un único RFPA. Para el resto de las técnicas, una solución posible sería dividir el ancho de banda del LED en diferentes bandas e implementar varios RFPA, uno para cada banda.

Teniendo en cuenta estas características, en los siguientes apartados se estudian las adaptaciones y simplificaciones de algunas de las técnicas recogidas en la tabla 3.1. De entre todas las técnicas, es la técnica de Doherty la única que no puede ser adaptada a VLC más allá de aplicar directamente el esquema de la figura 3.11 obteniendo el diagrama de bloques de su implementación en VLC de la figura 3.12.

Las principales desventajas de la aplicación de la técnica de Doherty a VLC vienen impuestas por el rango de frecuencias y por la necesidad de amplificadores de gran ancho de banda. En frecuencias altas de RF, la red de retardo e inversor

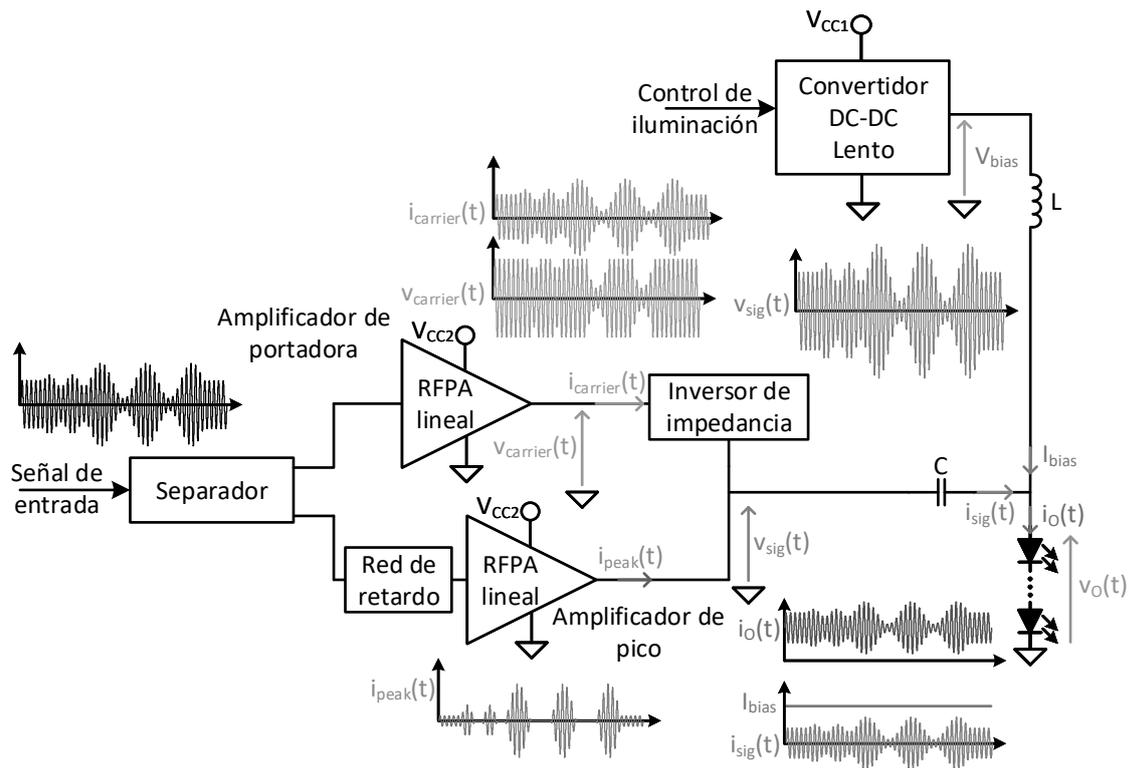


Figura 3.12: Ejemplo de adaptación directa de las técnicas de Doherty a VLC en un *driver* VLC basado en circuitería especializada.

de impedancias son implementadas mediante líneas de transmisión, facilitando su integración. A frecuencias más bajas, como las de trabajo del LED, estas redes han de ser implementadas mediante elementos discretos (condensadores y bobinas), donde la tolerancia de los elementos y el coste dificultan su implementación. Además, tanto la red de retardo como el inversor de impedancias limitan el ancho de banda de la técnica, pudiendo alcanzar solamente anchos de banda estrechos. Todo esto hace que la técnica de Doherty no sea la técnica más adecuada para *drivers* VLC.

3.5. Simplificación de las técnicas de modulación de la alimentación a VLC

Como se explica anteriormente, las técnicas de ET y EER pueden ser adaptadas a VLC de forma directa aplicando el esquema de la figura 3.11. En la figura 3.13 se muestra ejemplificado utilizando la técnica de ET, siendo equivalente su adaptación usando la técnica de EER.

Esta adaptación, aunque válida en concepto, puede no tener justificación práctica en la realidad si se tiene en cuenta el ancho de banda de funcionamiento del LED. Si el ancho de banda del LED está limitado a los 20 MHz como máximo (menor en el caso de HB-LEDs), la máxima frecuencia de señal que se aplique ha de estar necesariamente dentro de este ancho de banda. En la actualidad, los convertidores CC-CC rápidos utilizados como amplificadores de envolvente en ET y EER pueden llegar a anchos de banda de ese orden, haciendo innecesario el uso de RFA. Estos convertidores CC-CC rápidos son capaces de generar directamente la señal de

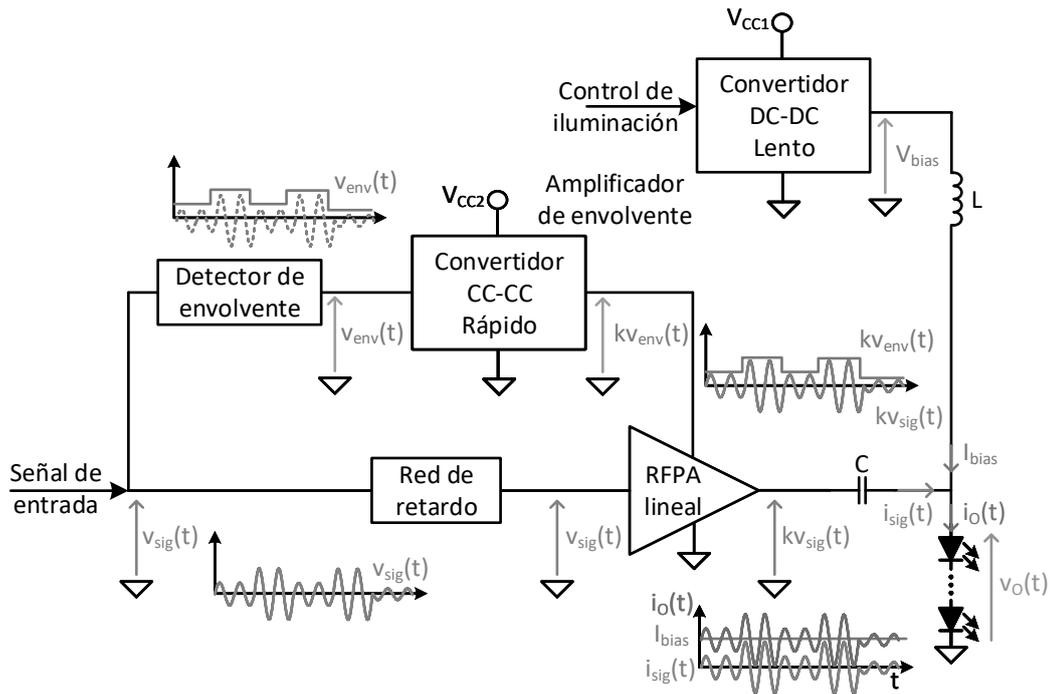


Figura 3.13: Ejemplo de adaptación directa de las técnicas de ET a VLC en un *driver* VLC basado en circuitería especializada.

comunicaciones que se aplique sobre el LED, aprovechando también su mayor eficiencia en comparación con los RFA. De esta modificación se obtienen los *drivers* VLC basados en convertidores CC-CC introducidos en el capítulo 1 de esta Tesis. Si tanto la polarización como la generación de señal son implementadas en convertidor CC-CC rápido se obtiene el *driver* VLC integrado. En cambio, si se mantiene el convertidor CC-CC lento al cargo de la polarización y el convertidor CC-CC rápido genera la señal, se obtiene la propuesta de *driver* VLC basado en la división de la potencia. Este último caso requiere de un estudio más en detalle sobre como conectar ambos convertidores CC-CC juntos, no siendo el esquema de polarización en T el más indicado. En el capítulo 4 de esta Tesis se analizan más en detalle estas propuestas.

Por otro lado, la misma simplificación se puede aplicar a las técnicas de ayuda lineal mostradas en las figuras 3.7 y 3.8, donde hay conectado un RFA lineal al convertidor CC-CC rápido. Este añadido se puede implementar tanto en el *driver* VLC integrado como en el *driver* VLC basado en la división de la potencia. Para ejemplificar esta adaptación, se muestra en la figura 3.14 las dos opciones de implementación de la técnica de ayuda lineal en un *driver* VLC integrado.

La propuesta se basa en la siguiente idea: la mayor parte de la potencia es entregada por el convertidor CC-CC, mientras que las variaciones muy rápidas y las componentes de mayor frecuencia (mayores que el ancho de banda del convertidor CC-CC rápido) serán entregadas por el RFA lineal. De esta forma, la mayor parte de la potencia es procesada con una eficiencia alta, y solamente la estrictamente necesaria para la correcta reproducción de la señal de comunicaciones es procesada por el RFA lineal, con menor eficiencia. Las soluciones más comunes de ayuda lineal respecto a la conexión de la salida del convertidor CC-CC rápido y el RFA lineal son las mostradas en la figura 3.14. En la figura 3.14a muestra la conexión

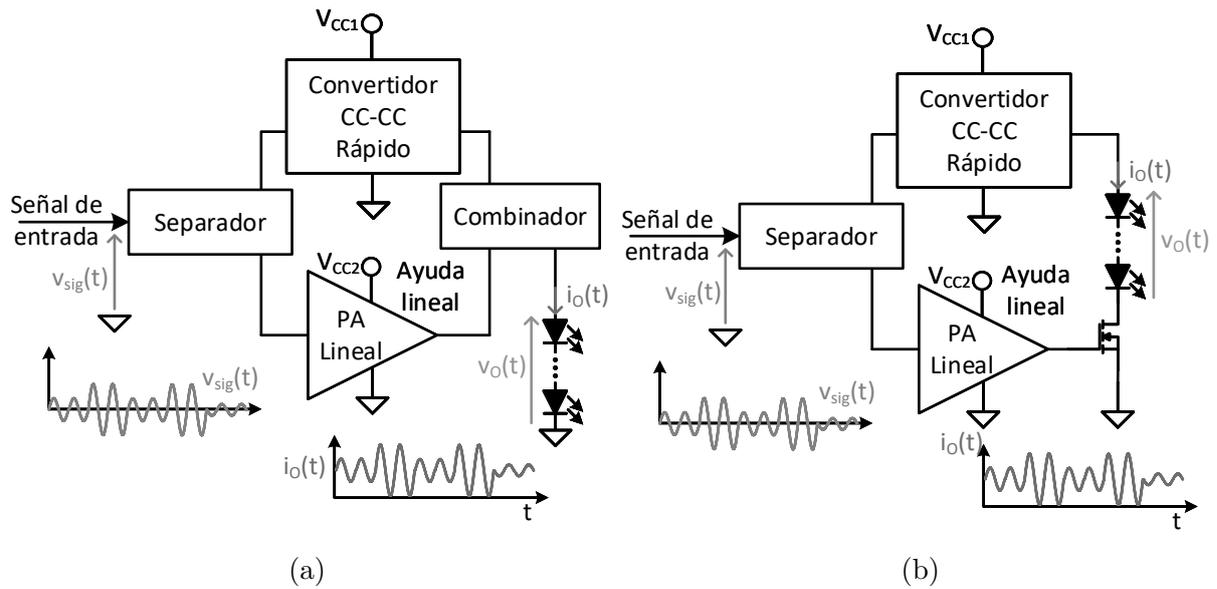


Figura 3.14: Simplificación de la técnica de ayuda lineal en las técnicas de ET y ERR implementando un *driver* VLC integrado con ayuda lineal. En (a) la ayuda lineal se aplica en paralelo con la salida del convertidor CC-CC rápido. En (b) la ayuda lineal se aplica en serie con la salida del convertidor CC-CC rápido.

en paralelo, donde la circuitería para combinar ambas señales se hace necesaria [148], [149]. En la figura 3.14b muestra la conexión en serie, donde un transistor funcionando en su zona lineal es conectado en serie con el conjunto de LEDs y controlado desde el amplificador. La conexión en serie es habitualmente considerada menos eficiente, debido a la circulación de toda la corriente del conjunto de LEDs $i_o(t)$ por el transistor, aunque mediante un diseño preciso puede superar la eficiencia de la conexión en paralelo [150]. Además, en una implementación tradicional [147], [150], el transistor no está referenciado a la masa del circuito, complicando el diseño del controlador de puerta. En VLC esta desventaja es eliminada aprovechando que el conjunto de LEDs puede no estar referenciado a la masa del circuito.

3.6. Simplificación de las técnicas basadas en conjuntos de RFPAs en VLC

El objetivo de este apartado es presentar y analizar las simplificaciones basadas en el concepto de la suma de luces de alguna de las técnicas anteriores introducidas, que forman parte directa de las contribuciones de esta Tesis. El concepto de la suma de luces es presentado en [155], [156], donde se propone como forma de simplificar la implementación de las técnicas de *outphasing* y ayuda lineal en VLC. Esta simplificación puede ser implementada en sistemas VLC donde se realice, en alguna parte del circuito, una suma de señales de forma eléctrica, como sucede en *outphasing* y ayuda lineal. Esto permite simplificar enormemente el proceso de suma de señales, eliminando la necesidad de circuitería especializada para ello y realizando dicho proceso de forma aislada. Posteriormente, en [34], [35] se amplía el análisis de la técnica de suma de luces.

A continuación, se analizan el fundamento técnico de las técnicas de *outphasing*

y ayuda lineal, para así introducir sus respectivas adaptaciones basadas en la suma de luces en VLC.

3.6.1. Outphasing

Partiendo del diagrama de bloques de la técnica de *outphasing* de la figura 3.10, se presenta fundamento matemático detrás de la técnica, con el fin de de sentar las bases para las modificaciones siguientes y la introducción del concepto de suma de luces aplicado a *outphasing*.

Análisis matemático

En análisis matemático se basa en el proceso que sigue la señal en el diagrama de bloques de la figura 3.10. Se define la señal de entrada $v_{sig}(t)$ como

$$v_{sig}(t) = A_{in}(t)\sin[2\pi f_s t + \alpha_{sig}(t)], \quad (3.6)$$

donde f_s es la frecuencia de la portadora, $A_{in}(t)$ es la modulación en amplitud y $\alpha_{sig}(t)$ la modulación en fase. A partir de los bloques separador y de control del desfase se obtienen las señales $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ de amplitud constante y moduladas en fase. Estas señales se definen como

$$v_{ph1}(t) = A_{ph}\sin[2\pi f_s t + \alpha_{ph1}(t)], \quad (3.7)$$

$$v_{ph2}(t) = A_{ph}\sin[2\pi f_s t - \alpha_{ph2}(t)], \quad (3.8)$$

cuya suma satisface en todo momento

$$v_{sig}(t) = v_{ph1}(t) + v_{ph2}(t). \quad (3.9)$$

Ambas señales $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ tienen la misma frecuencia f_s que la señal de entrada. La amplitud de ambas es igual y constante, de valor A_{ph} . La diferencia entre ambas es la fase, donde a la fase 1 se le aplica un desfase $\alpha_{ph1}(t)$ y a la fase 2 un desfase $\alpha_{ph2}(t)$. En la figura 3.15a se representa en el diagrama fasorial las señales $v_{sig}(t)$, $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$.

Se puede observar el proceso de desfase de $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ con respecto a $v_{sig}(t)$. Además, se observa el cumplimiento de la condición impuesta sobre la suma en (3.9). Las fases $\alpha_{ph1}(t)$ y $\alpha_{ph2}(t)$ pueden ser escritas en función de la fase de la señal de entrada $\alpha_{sig}(t)$ y del desfase relativo $\alpha_r(t)$ como

$$\alpha_{ph1}(t) = \alpha_{sig}(t) + \alpha_r(t), \quad (3.10)$$

$$\alpha_{ph2}(t) = \alpha_{sig}(t) - \alpha_r(t). \quad (3.11)$$

Aprovechando que las señales $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ son de amplitud constante, se diseñan los dos RFPA para trabajar en su punto de máxima eficiencia a dicha amplitud. Siendo la ganancia de ambos RFPA k , se obtienen las señales $kv_{ph1}(t)$ y $kv_{ph2}(t)$ respectivamente de cada RFPA.

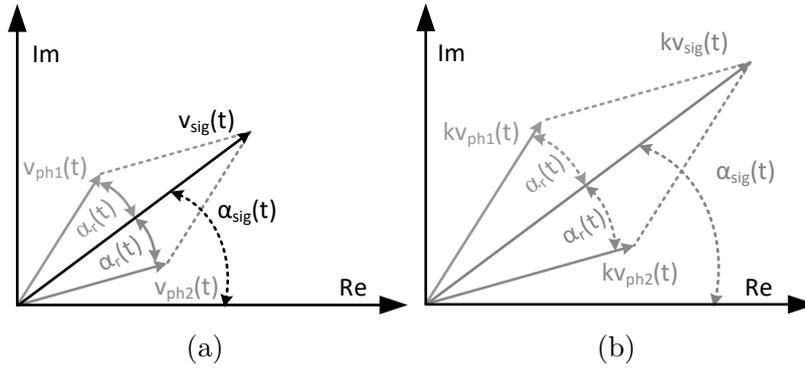


Figura 3.15: Representación fasorial de la técnica de *outphasing*. En (a) se muestra el proceso de generación de las fases a la entrada del RFPA mediante el separador y el control de desfase. En (b) se muestra la combinación de las señales de salida mediante las redes de salida y el combinador.

A través de las redes de salida y combinador, la señal de salida $v_{out}(t)$ es el resultado de la suma de las salidas de cada uno de los RFPA, obteniendo

$$v_{out}(t) = kv_{ph1}(t) + kv_{ph2}(t). \quad (3.12)$$

Reordenando la ecuación (3.12), y sustituyendo (3.9) en (3.12), se obtiene

$$v_{out}(t) = k[v_{ph1}(t) + v_{ph2}(t)] = kv_{sig}(t), \quad (3.13)$$

donde se observa que la señal de salida $v_{out}(t)$ es una versión amplificada de la tensión de entrada $v_{sig}(t)$ con ganancia k . Este hecho se ve representado mediante el diagrama fasorial de las señales $v_{out}(t)$, $kv_{ph1}(t)$ y $kv_{ph2}(t)$ en la figura 3.15b.

Si se define la señal de salida $v_{out}(t)$ como

$$v_{out}(t) = A_{out}(t) \sin[2\pi f_s t + \alpha_{sig}(t)], \quad (3.14)$$

donde $A_{out}(t)$ es la amplitud y $\alpha_{sig}(t)$ es la fase. A partir del diagrama fasorial de la figura 3.15b y mediante trigonometría, se puede calcular la amplitud $A_{out}(t)$ en función del desfase $\alpha_r(t)$ obteniendo

$$A_{out}(t) = 2kA_{ph} \cos[\alpha_r(t)]. \quad (3.15)$$

En resumen, la amplitud de la señal de salida $A_{out}(t)$ depende de la ganancia k y puede ser controlada mediante el desfase $\alpha_r(t)$. La fase de la señal de salida coincide con la fase de la señal de entrada $\alpha_{sig}(t)$ gracias al cálculo de las fases de $\alpha_{ph1}(t)$ y $\alpha_{ph2}(t)$ de (3.10) y (3.11).

Implementación de la técnica de *outphasing*

La mayor dificultad de la implementación de la técnica de *outphasing* son las redes y combinador de salida, las cuales están al cargo de conectar las salidas de ambos amplificadores juntos y de sumar sus señales [137], [157]. La linealidad, eficiencia y ancho de banda de estos elementos afecta directamente al transmisor que implemente la técnica de *outphasing*. La conexión de las salidas de los amplificadores no puede hacerse directamente debido a que la impedancia de salida de un RFPA depende

de su punto de funcionamiento, y este cambio afectaría al punto de funcionamiento del otro RFPA, generando un efecto indeseables de influencia cruzada entre ellos. La técnica de *outphasing* puede ser implementada usando RFPA lineales (como fue propuesta en sus inicios) o mediante amplificadores conmutados. Como se explicó anteriormente, la técnica consigue que el amplificador trabaje siempre próximo a su punto de mayor eficiencia, y el valor máximo de eficiencia depende del tipo de RFPA usado. En teoría, los RFPA clase A y B podrían trabajar con eficiencias próximas al 50% y 78% respectivamente. Por otro lado, en RFPA conmutados, la eficiencia teórica asciende hasta el 100%. En la práctica, la eficiencia del amplificador será menor al tener en cuenta pérdidas adicionales en el propio RFPA y en las redes de salida y el combinador. Además, en los amplificadores resonantes (clase E y F), la eficiencia depende enormemente del correcto sintonizado de los circuitos resonantes de salida. Al aplicar la técnica de *outphasing* a estos amplificadores, el diseño de las redes de salida y combinador se vuelve mucho más complejo. Por este lado, existe un amplio trabajo en el análisis del combinador de salida y la propuesta de diferentes modificaciones del mismo con el fin de reducir la influencia entre RFPA y de mejorar la eficiencia [158]-[163].

Otro punto importante es el diseño del separador y control de desfase a la entrada. En implementaciones de *outphasing* basadas en RFPA lineales, esta circuitería está al cargo de generar directamente las señales moduladas en fase vistas anteriormente y cuya suma es la señal que se quiere transmitir. En cambio, se puede aprovechar que la entrada de los RFPA conmutados es controlada digitalmente e implementar todo el sistema de separación de señal y desfase en una plataforma digital, simplificando enormemente el diseño y control [164]. En el caso de RFPA lineales, el separador y control de desfase tiene que generar directamente las señales analógicas que han de ser aplicadas a la entrada de los RFPA y amplificadas, complicando el diseño.

Simplificación de la técnica de *outphasing* basada en la suma de luces

La técnica de *outphasing* puede ser adaptada a VLC de manera directa como se realizó anteriormente en ET y EER añadiendo la señal y la polarización mediante un esquema de polarización en al conjunto de LEDs. Esta forma de aplicar *outphasing* sigue teniendo las mismas dificultades de diseño mostradas anteriormente en el diseño de las redes de salida y combinador. En cambio, en un sistema VLC se puede aprovechar que las señales que se transmiten son señales de luz, y se puede trasladar la función de sumar de señales eléctricas a hacerlo con señales de luz. En la figura 3.16 se muestra el esquema de *outphasing* adaptado a VLC basado en la suma de luces. El primer efecto que se observa es la eliminación de las redes de salida y el combinador. A la salida de cada uno de los RFPA se ha conectado un conjunto de LEDs mediante un sistema de polarización en T. Cada conjunto de LEDs tiene su propio sistema de polarización en T conectado a una salida de un convertidor CC-CC lento que implementa la función de polarizar en cada conjunto de LEDs independientemente. Esta adaptación puede ser vista como una división del conjunto de LEDs en dos, donde cada subconjunto es polarizado por el mismo convertidor, pero la señal de cada un subconjunto es la salida de uno de los RFPA.

Para ilustrar el funcionamiento, se representan las corrientes por el conjunto de LEDs en la figura 3.17a y las señales de luz emitida en la figura 3.17b.

Las corrientes de salida de cada RFPA $i_{sig-ph1}(t)$ y $i_{sig-ph2}(t)$ se suman a la corriente I_{bias} de cada conjunto de LEDs generando las corrientes $i_{o-ph1}(t)$ y $i_{o-ph2}(t)$,

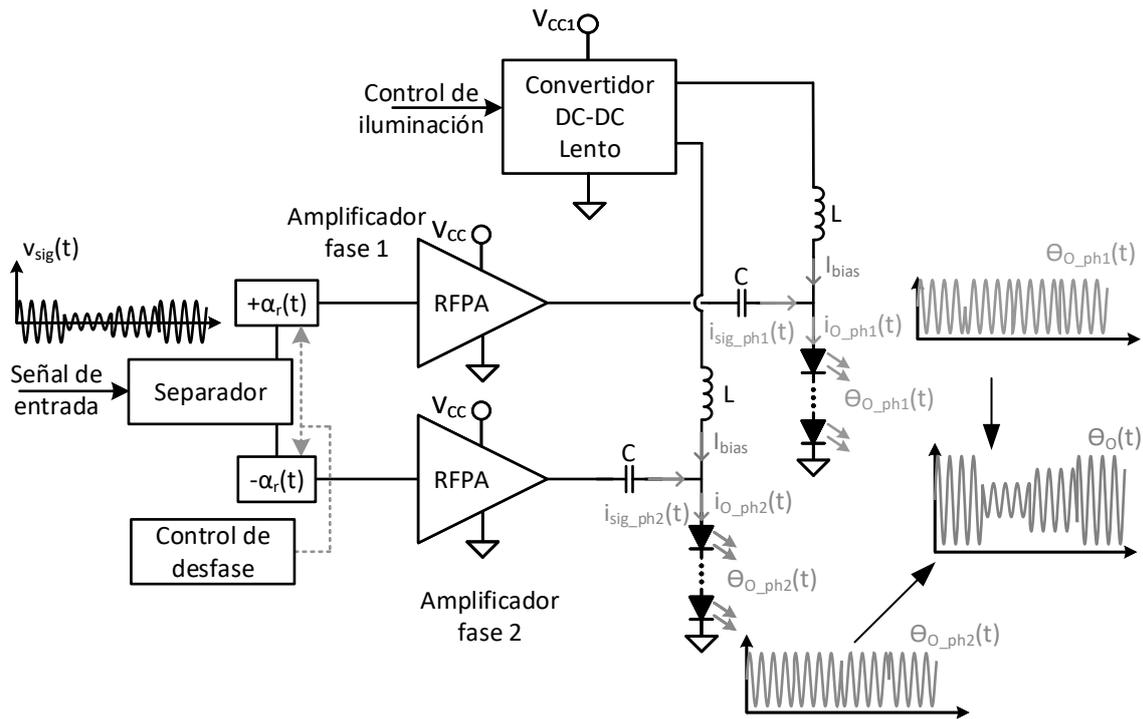


Figura 3.16: Simplificación de la técnica de *outphasing* basada en la suma de luces en VLC.

que circulan por cada conjunto de LEDs de forma independiente. Estas corrientes pueden verse representadas en la figura 3.17a. Ambas corrientes son siempre positivas y se diseñan para estar siempre dentro de la zona de funcionamiento del LED. Se observa que ambas corrientes son de amplitud constante y moduladas en fase, como lo eran las señales a la entrada del combinador en la implementación tradicional de *outphasing*. Si la frecuencia de señal está dentro del ancho de banda del LED y la amplitud está dentro del rango de funcionamiento de este, la luz emitida por el conjunto de LEDs es proporcional a la corriente que circula por los mismos. Este efecto puede observarse en la figura 3.17b, donde se muestran las señales de luz emitidas por el conjunto de LEDs $\Theta_{o-ph1}(t)$ y $\Theta_{o-ph2}(t)$. Si estas señales son recibidas por igual por un receptor óptico, la señal $\Theta_o(t)$ es el resultado de la suma de las contribuciones de luz $\Theta_{o-ph1}(t)$ y $\Theta_{o-ph2}(t)$. Para la correcta suma de luces y recepción se han de cumplir las siguientes consideraciones:

- La suma de luz es susceptible a variaciones en la respuesta del conjunto de LEDs en su relación corriente/luz. Este efecto sería equivalente a que la amplitud de cada una de las fases no fuese igual.
- Las variaciones del punto de funcionamiento son controladas por la función de polarización individual de cada conjunto de LED.
- La correcta suma de luces depende de que el receptor reciba por igual las contribuciones individuales de ambos conjuntos de LEDs. Esto implica que ambas fuentes de luz han de colocarse próximas físicamente.
- Tanto el valor de polarización como de amplitud de señal se mantienen iguales en ambos conjuntos de LEDs por requerimiento de la técnica de *outphasing*.

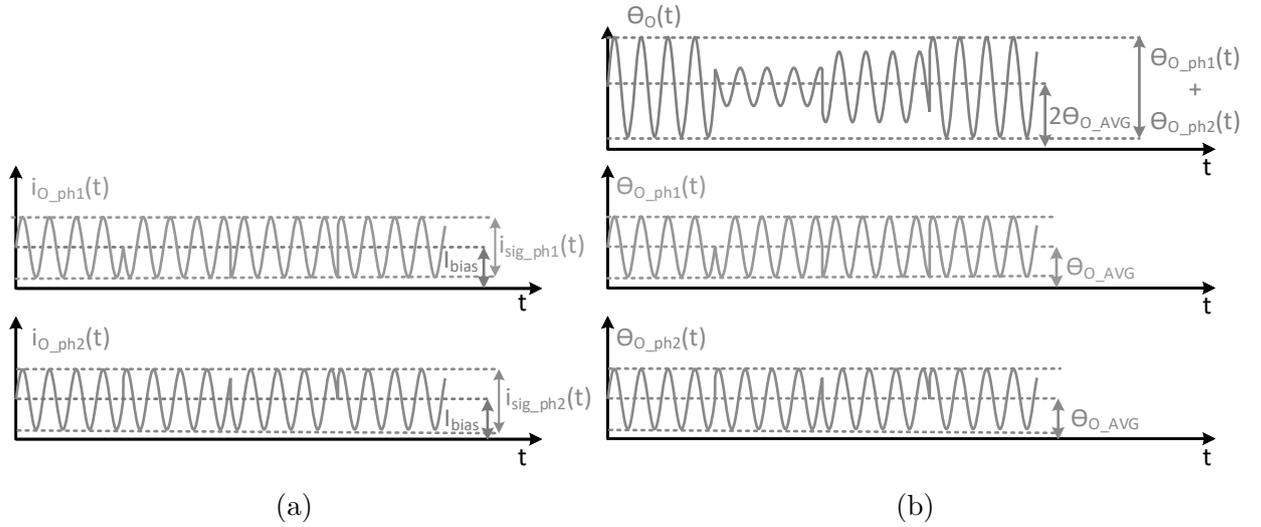


Figura 3.17: Ejemplo de funcionamiento de la técnica de *outphasing* basada en la suma de luces. En (a) se muestran las corrientes $i_{sig-ph1}(t)$ y $i_{sig-ph2}(t)$ por cada conjunto de LEDs. En (b) se muestra la luz emitida por cada conjunto de LEDs $\Theta_{o-ph1}(t)$ y $\Theta_{o-ph2}(t)$ y el equivalente a la suma de luces en el receptor $\Theta_o(t)$.

Esto implica que, al margen de diferencias en la respuesta de cada conjunto de LEDs, la potencia disipada en ambos es la misma.

Para la implementación del resto de la técnica de *outphasing* se utilizan dos RFPA clases E, debido a su alta eficiencia. Al evitar el uso de las redes de salida y combinador, se evita la desintonización de los circuitos resonantes del RFPA clase E. Además, el conjunto de LEDs actúa como una carga muy estable, lo cual, junto con la ausencia de circuitería a la salida de los RFPA, facilita enormemente el diseño del circuito resonante de salida. Además, al ser un RFPA conmutado, permite también la simplificación al implementar los bloques separador y control del desfase digitalmente en una FPGA.

Resultados experimentales

A continuación, se presenta el diseño y resultados experimentales de un prototipo de *driver* VLC aplicando la técnica de *outphasing* y basado en la suma de luces. En la figura 3.18 se muestra el prototipo construido y en la figura 3.19 el esquema circuital completo.

Como parámetros generales del diseño, el prototipo está compuesto por 2 conjuntos de 8 HB-LEDs *XLamp MX-3*. A partir de los datos del fabricante, la resistencia dinámica de cada conjunto de LEDs se estima en $R_\gamma = 17.6 \Omega$. A cada conjunto de LEDs se conecta la salida de un RFPA Clase E. Ambos RFPA son diseñados de forma idéntica y su control es implementado en una FGPA *Nexys A7*.

Se utiliza un convertidor CC-CC externo, que no forma parte del diseño del prototipo, para polarizar cada conjunto de LEDs de forma independiente. La corriente media por cada conjunto es controlada y mantenida en el nivel medio de su zona lineal de trabajo ($I_{bias} = 0,25A$).

- **Esquema de comunicación:**

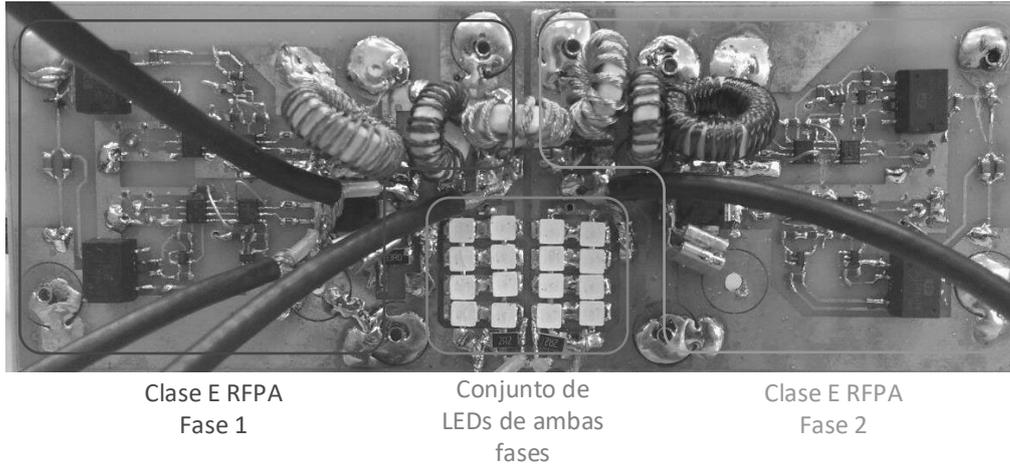


Figura 3.18: Prototipo usado en la prueba de concepto de la técnica de *outphasing* basada en la suma de luces formado por dos RFPA clase E.

Con el fin de probar las capacidades de comunicación, se elige un esquema de modulación de portadora única 16-QAM con una frecuencia de portadora de $f_{sig} = 5$ MHz. El periodo de símbolo es de 5 periodos de señal, alcanzando una tasa binaria de 4 Mbps. Una señal de 16-QAM está modulada en amplitud y fase, lo cual permite validar el concepto de la suma de luces en la técnica de *outphasing*. Un aspecto importante es la estimación del ancho de banda de la modulación elegida, lo cual afecta el diseño del filtro resonante del RFPA clase E. Una aproximación del ancho de banda mínimo BW_{min} de la modulación puede ser obtenida siguiendo [18] como

$$BW_{min} = \frac{2}{T_s} = 2MHz \quad (3.16)$$

donde T_s es el periodo de símbolo. En la figura 3.20 se muestra la constelación usada del esquema de modulación 16-QAM. Cada símbolo corresponde a una amplitud y fase determinados. A partir de estos valores, y aplicando (3.10), (3.11) y (3.15), se obtienen los desfases $\alpha_{ph1}(t)$ y $\alpha_{ph2}(t)$ de las dos señales necesarias para la técnica de *outphasing*. Los valores de las fases para cada símbolo se encuentran recogidos en la tabla 3.2.

Los valores de la tabla 3.2 son programados en la FPGA, la cual, a partir de la entrada de bits, genera los valores de fase necesarios para el funcionamiento de la transmisión.

■ Diseño del RFPA clase E

En la figura 3.19 se muestra el circuito de dos RFPA clase E. El RFPA clase E de la fase 1 está compuesto por el transistor Q_{ce-1} , la bobina de polarización L_{in-1} , y un circuito resonante formado por C_{ce-1} , C_{lc-1} y L_{lc-1} . En cuanto al esquema de polarización en T, el propio condensador de salida del clase E C_{lc-1} integra la función de bloquear componentes de continua. Por otra parte, la bobina L del esquema de polarización en T conecta el convertidor CC-CC con el conjunto de LEDs. La bobina de polarización L_{in-1} provee de

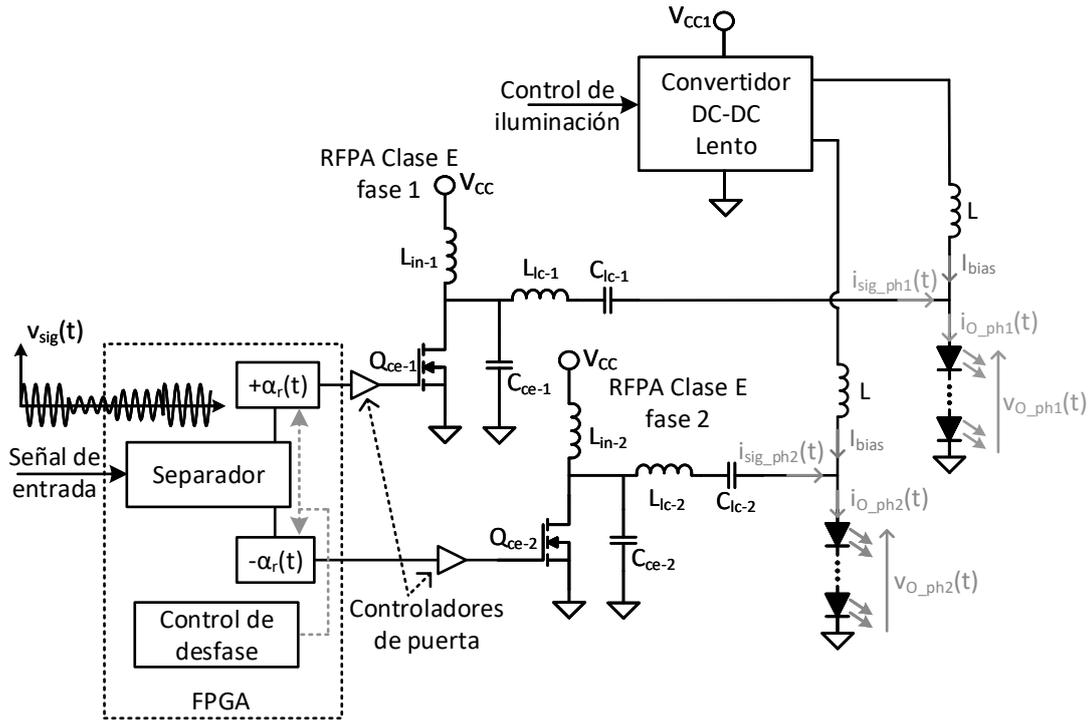


Figura 3.19: Esquema circuital del prototipo construido para la prueba de concepto de la técnica de *outphasing* basada en la suma de luces.

una corriente constante al clase E. Siguiendo las reglas de diseño de [138], el mínimo valor de la bobina L_{in-1} que mantiene el rizado de la corriente de polarización por debajo del 10% se obtiene a partir de

$$L_{in-1} = 2 \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R_\gamma}{f_{sw}}, \quad (3.17)$$

donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación del clase E. Por otro lado, el valor de la bobina de polarización L se obtiene a partir de

$$L = \frac{R_\gamma}{2\pi \frac{f_{sw}}{10}}, \quad (3.18)$$

con el objetivo de tener la frecuencia de corte del esquema de polarización en T una década por debajo de f_{sw} . Los valores de ambas bobinas de polarización son recogidos en la tabla 3.3. La frecuencia de conmutación y el circuito resonante de salida del clase E se diseña acorde con el esquema de modulación utilizado. La frecuencia de conmutación f_{sw} es igual a la frecuencia de la señal de portadora, siendo

$$f_{sw} = f_{sig} = 5MHz. \quad (3.19)$$

Por otro lado, el circuito de resonancia de salida determina el ancho de banda del RFPA clase E. Este ancho de banda ha de ser suficiente para permitir la reproducción del esquema de modulación utilizado, cuyo ancho de banda es el calculado en (3.16). El factor de calidad Q_L del filtro resonante es el que

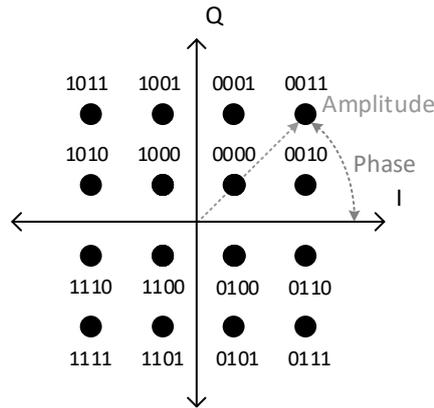


Figura 3.20: Constelación del esquema de modulación 16-QAM utilizado.

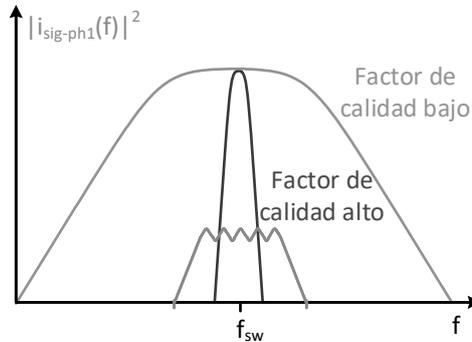


Figura 3.21: Representación del efecto del factor de calidad Q de un filtro en el ancho de banda.

determina el ancho de banda del RFPA clase E, como se observa en la figura 3.21. En esta representación se puede observar que, a mayor factor de calidad, menor ancho de banda.

Usando la definición de factor de calidad y aplicando los valores de ancho de banda y frecuencia de portadora del esquema de modulación seleccionado anteriormente se obtiene

$$Q_L = \frac{f_{sw}}{BW} = \frac{5MHz}{2MHz} = 2,5. \quad (3.20)$$

Un factor de calidad $Q_L = 2.5$ es un factor de calidad bajo, y por lo tanto no puede ser usado el diseño estándar del RFPA clase E donde se asume alto factor de calidad y corriente senoidal por el circuito resonante [138]. En cambio, y siguiendo el análisis del RFPA clase E generalizado para cualquier Q [165], se pueden obtener los valores de los elementos del circuito resonante para factores de calidad bajos. A partir de $R_\gamma = 17.6 \Omega$ y $Q_L = 2.5$, los valores de los elementos reactivos del circuito resonante C_{ce-1} , L_{lc-1} y L_{lc-1} son a

CAPÍTULO 3. TÉCNICAS PARA LA MEJORA DE LA EFICIENCIA EN TRANSMISORES VLC BASADOS EN AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Tabla 3.2: Cálculo de los desfases $\alpha_r(t)$, $\alpha_{ph1}(t)$ y $\alpha_{ph2}(t)$ para cada uno de los símbolos del esquema de modulación 16-QAM utilizado.

Código	0000	0010	0011	0001	1000	1010	1011	1001
Amplitud	0.33	0.75	1	0.75	0.33	0.75	1	0.75
Fase [°]	45	18	45	72	135	108	135	162
α_r [°]	71	42	0	42	71	42	0	42
α_{ph1} [°]	-26	-23	45	30	64	67	135	120
α_{ph2} [°]	116	60	45	113	206	150	135	203
Código	1100	1110	1111	1101	0100	0110	0111	0101
Amplitud	0.33	0.75	1	0.75	0.33	0.75	1	0.75
Fase [°]	225	198	225	252	315	288	315	342
α_r [°]	71	42	0	42	71	42	0	42
α_{ph1} [°]	154	157	225	210	244	247	315	300
α_{ph2} [°]	296	240	225	293	386	330	315	383

partir de

$$L_{lc-1} = \frac{2,85R_\gamma}{2\pi f_{sw}} \quad (3.21)$$

$$C_{lc-1} = \frac{0,7124}{R_\gamma 2\pi f_{sw}} \quad (3.22)$$

$$C_{ce-1} = \frac{0,219}{R_\gamma 2\pi f_{sw}} \quad (3.23)$$

y cuyos valores son recogidos en la tabla 3.3.

Tabla 3.3: Valores de los elementos reactivos de los RFPA clase E.

L_{in-1}	L	C_{ce-1}	C_{lc-1}	L_{lc-1}
$48\mu H$	$5,6\mu H$	$396 pF$	$1,28 nF$	$1,59 \mu H$

En cuanto a la selección de componentes, se utiliza el MOSFET de RF *PD84010S-E* como transistor y el controlador de puerta de alta velocidad *EL7155* debido a la alta frecuencia de conmutación.

■ **Diseño circuital:**

La técnica de *outphasing* se basa en la suma de dos señales de igual amplitud. Mediante un control preciso del desfase entre ellas se consigue reproducir la señal de comunicaciones deseada. Por ello, cualquier desfase introducido por asimetrías en el diseño tendría un efecto negativo en la reproducción de la señal de comunicaciones. Debido a esto, algunas consideraciones en el diseño del a circuitería han de ser tenidas en cuenta.

Por un lado, se realiza un diseño idéntico de ambos RFPAs, conjunto de LEDs y circuitos de polarización. Por otro, el diseño de las pistas en el circuito impreso mostrado en la figura 3.18 se realiza de forma totalmente simétrica, con el fin de eliminar lo máximo posible diferencias entre ambos circuitos.

En cuanto a los conjuntos de LEDs, y con el fin de obtener la suma de luces fácilmente, se han posicionado ambos conjuntos lo más próximos posibles.

■ **Formas de onda experimentales:**

El prototipo diseñado se evalúa de forma experimental mediante la reproducción de una señal de comunicaciones del esquema de modulación 16-QAM elegido. Durante su funcionamiento se obtienen las formas de onda más representativas. En la figura 3.22 se puede observar la FPGA usada para controlar el prototipo, los polímetros usados para medir el rendimiento. Además, se observa el prototipo y receptor óptico, cuya distancia es modificada para obtener medidas a diferentes distancias.

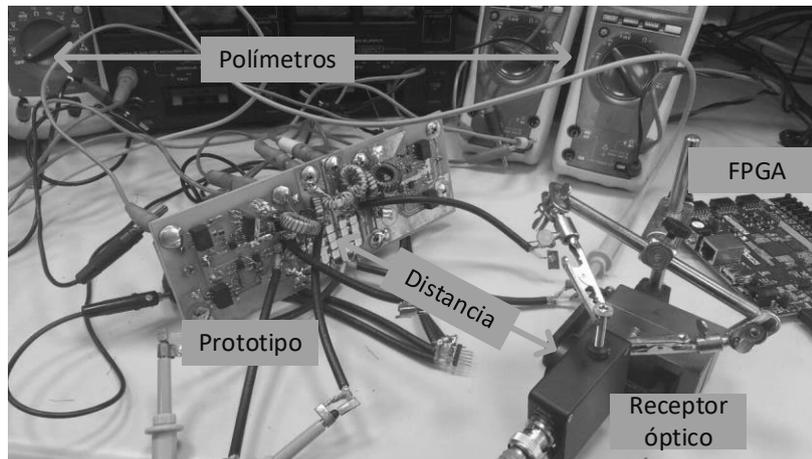


Figura 3.22: Configuración de medida del prototipo de *outphasing*.

En la figura 3.23 se muestran las corrientes $i_{o-ph1}(t)$ y $i_{o-ph2}(t)$ que circulan por cada uno de los conjuntos de LEDs y la tensión a la salida del receptor óptico $v_{rx}(t)$ Thorlabs PDA10A-E. De las dos corrientes se puede estimar la componente de luz emitida de forma individual por cada uno de los conjuntos de LEDs. La corriente media por cada uno de los conjuntos se mantiene en su valor medio de diseño 0.25 A y la amplitud de la señal es de 0.25 A, utilizando todo el rango de funcionamiento del LED. Esta corriente se mantiene con amplitud constante y está modulada en fase, como se explicó anteriormente. Por otro lado, la señal recibida por el receptor óptico muestra el proceso de suma de luces, donde se consigue la reproducción correcta de los cambios de amplitud de la señal de comunicaciones.

En la figura 3.24 se muestran las formas de onda más representativas del funcionamiento de un RFPAs clase E durante un salto de fase. En ella se muestra la tensión de control de puerta $v_{gs}(t)$ de 5 MHz, la cual controla la conmutación del transistor. Durante el control de un salto de fase, la señal de puerta es retrasada o adelantada durante un ciclo con el fin de desfazar la señal de salida. EL efecto del salto de fase puede verse representado en la tensión $v_{o-ph1}(t)$ y

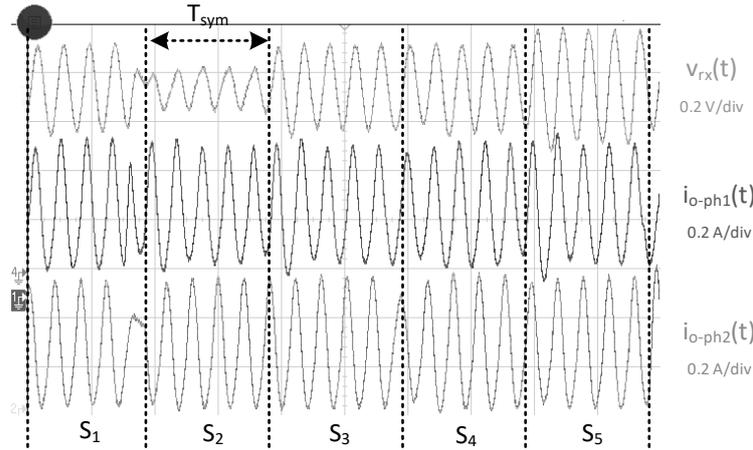


Figura 3.23: Formas de onda más representativas de la técnica de *outphasing* basado en la suma de luces. Se obtienen las corrientes $i_{o-ph1}(t)$ y $i_{o-ph2}(t)$ por cada uno de los conjuntos de LEDs. La tensión $v_{rx}(t)$ es la salida de un receptor óptico que recibe la contribución de ambos conjuntos de LEDs.

la corriente $i_{o-ph1}(t)$ de un conjunto de LEDs. Se observa que durante el salto de fase, la señal tiene visible distorsión, pero que tras un ciclo de conmutación la señal se reproduce correctamente. El correcto diseño del RFPA clase E en términos de conmutación puede ser observado en la tensión drenador fuente $v_{ds}(t)$. En esta señal se puede observar que el RFPA consigue conmutar con tensión cero antes y después del salto de fase. Durante el ciclo en el que se cambia de fase, la tensión $v_{ds}(t)$ no cumple la condición de conmutación a tensión cero. Este efecto implica un descenso de la eficiencia del RFPA clase E, debido al aumento de pérdidas de conmutación durante el ciclo del cambio de fase. Además, este descenso de la eficiencia es directamente proporcional al número de saltos de fase que se produzcan. A mayor número de símbolos emitidos por segundo, mayor número de saltos de fase por segundo, y por tanto menor eficiencia. Por otra parte, el aumento del número de símbolos por segundo aumenta la tasa binaria de transmisión.

■ Evaluación de la comunicación:

Para evaluar la capacidad de comunicación, se envía una secuencia de 256 símbolos aleatorios. El receptor óptico es colocado frente al prototipo mientras que un osciloscopio registra las corrientes por cada fase y la señal de luz del receptor, realizando esta medida se realiza a diferentes distancias. Mediante un demodulador IQ [18] implementado en MATLAB, se demodulan las señales recibidas. Utilizando los símbolos transmitidos y recibidos, se puede calcular el vector error $e_v[i]$ del i -ésimo símbolo como métrica de la comunicación definido como

$$e_v^{[i]} = v_{rx}^{[i]} - v_{id}^{[i]}. \quad (3.24)$$

El i -ésimo símbolo recibido se denota como $v_{rx}^{[i]}$, y $v_{id}^{[i]}$ denota el i -ésimo símbolo transmitido. En el caso de una secuencia de m símbolos, se obtiene el valor

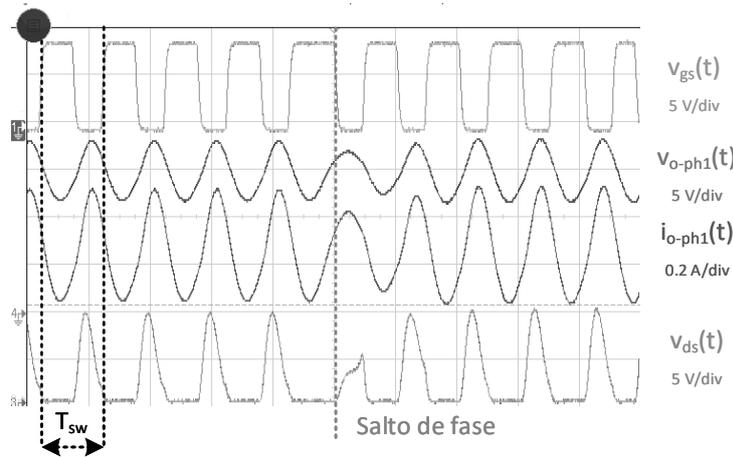


Figura 3.24: Formas de onda más representativas del funcionamiento del RFPA clase E durante un salto de fase. Se muestra la señal de control de puerta $v_{gs}(t)$, la tensión $v_{o-ph1}(t)$ y la corriente $i_{o-ph1}(t)$ de un conjunto de LED y la tensión drenador fuente $v_{ds}(t)$ del transistor.

rms del vector error $EV M_{rms}$ definido como

$$EV M_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m |v_{rx}^{[i]} - v_{id}^{[i]}|^2}{\sum_{i=1}^m |v_{id}^{[i]}|^2}}. \quad (3.25)$$

El valor de $EV M_{rms}$ es representado como porcentaje, permitiendo medir la suma de errores sobre toda la secuencia transmitida, obteniendo los valores de la tabla 3.4 en función de la distancia.

Tabla 3.4: Cálculo del valor $EV M_{rms}$ en función de la distancia obtenido de forma experimental.

<i>Distancia</i> [m]	0.15	0.30	0.50	0.70
$EV M_{rms}$	1.7 %	3.1 %	6.9 %	14.7 %

Tomando 15 % como margen habitual de error [166], la máxima distancia alcanzada es de algo más de 0.70 m.

■ **Medidas de potencia y eficiencia:**

El cálculo de la eficiencia del sistema se realiza considerando el sistema completo, obteniendo el rendimiento global, pero también considerando únicamente circuitería de generación de señal.

Considerando solamente los dos RFPA clase E, el prototipo alcanza una eficiencia del 78 %. Esta eficiencia es calculada midiendo la potencia media de entrada de alimentación de ambos RFPA. La potencia de salida es la equivalente a la potencia media de salida equivalente a la suma de las señales de salida de cada uno de los RFPA.

En el caso de considerar el sistema completo, se obtiene una eficiencia global del 92% (considerando ambos RFPA y el convertidor CC-CC). En este caso, como potencia de entrada se considera toda la potencia media de alimentación de los RFPA y el convertidor CC-CC. Como potencia de salida, a la potencia de señal considera anteriormente, se le suma la potencia de polarización de ambos conjuntos de LEDs, alcanzando 15 W.

3.6.2. Ayuda lineal

La técnica de ayuda lineal es propuesta en [147]-[150] como una técnica para mejorar la respuesta dinámica de los convertidores CC-CC rápidos usados como amplificadores de envolvente en las técnicas de ET y EER. Aunque propuesto para convertidores CC-CC, el uso de ayuda lineal no queda restringida solamente a convertidores CC-CC, pudiéndose aplicar a otras circuiterías de alta eficiencia y donde la dinámica o el ancho de banda estén limitados [137], [138]. Mediante la combinación de una circuitería de alta eficiencia, pero rapidez en la respuesta limitada, junto con una circuitería poco eficiente pero rápida, se puede definir un balance entre eficiencia y rapidez. A continuación, se estudia la implementación de la técnica de ayuda lineal a RFPA conmutados y su simplificación mediante la suma de luces en VLC, siguiendo el mismo análisis presentado anteriormente para la técnica de *outphasing*,

Adaptación de la técnica de ayuda lineal para VLC

Como se explicó anteriormente en la adaptación a VLC de la técnica de *outphasing*, aprovechando las características especiales de VLC es posible simplificar la combinación de señales realizando la suma en luz en lugar de eléctricamente. El uso de conjuntos de LEDs permite la separación de la carga, pudiendo ser dividida fácilmente entre ambos RFPA y permitiendo la generación de forma aislada de las señales que componen la técnica a aplicar, ya sea *outphasing* o ayuda lineal. Una clara ventaja de la suma de luces es la eliminación de la circuitería al cargo de combinar las señales de salida, necesaria en las implementaciones tradicionales de *outphasing* y ayuda lineal. Si bien las señales a reproducir en la técnica de *outphasing* están bien definidas, como se muestra en el análisis matemático llevado a cabo anteriormente, en el caso de la ayuda lineal no es así. La señal generada por la ayuda lineal depende del error en la generación de la señal por la circuitería principal de alta eficiencia, pero dinámica y ancho de banda limitados. En las implementaciones tradicionales, la decisión de cuando se aplica o no la ayuda lineal puede recaer enteramente sobre el combinador de salida [148], [149], o parcialmente [147], [150]. En ambos casos se vuelve imprescindible la implementación del combinador. En cambio, si se quiere simplificar la técnica de ayuda lineal aplicando la suma de luces, se ha de implementar alguna circuitería que mida o estime el error. Una opción es que la propia circuitería de control, mediante el modelado del comportamiento del RFPA principal, y teniendo en cuenta ancho de banda, linealidad y rapidez del RFPA principal, estime el error y genere la señal de error para corregirlo. Esta implementación es la mostrada en la figura 3.25, donde como amplificador principal se utiliza un RFPA no lineal.

Cada amplificador, tanto el RFPA no lineal como el RFPA lineal tienen su propio conjunto de LEDs, los cuales están polarizados de manera independiente mediante

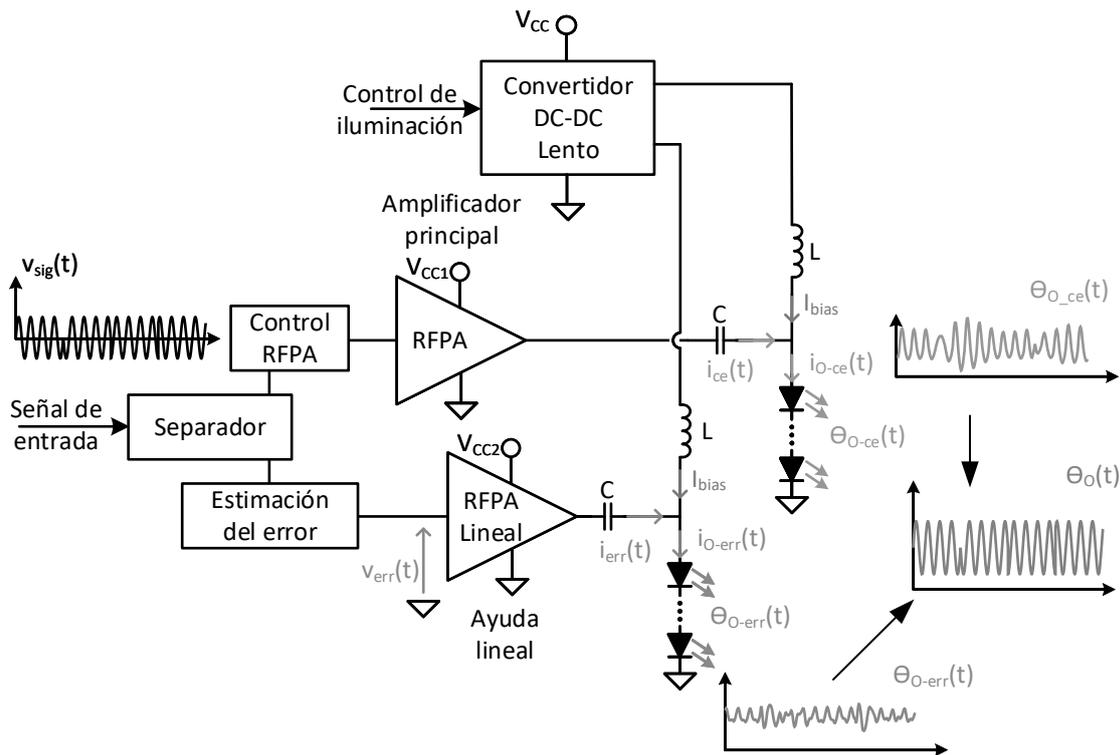


Figura 3.25: Simplificación de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces en VLC con estimación de la señal de error.

un convertidor CC-CC. Las curvas más representativas del funcionamiento están representadas en la figura 3.26. Siendo $v_{sig}(t)$ la señal de comunicaciones, el RFA principal intentará reproducir esta señal. La señal equivalente de luz emitida por el conjunto de LEDs del RFA no lineal es $\Theta_{o-ce}(t)$. Debido al ancho de banda limitado del filtro resonante de salida, se aprecia cierta distorsión, especialmente en los cambios de fase entre símbolos. La señal de error $v_{err}(t)$ es generada por la circuitería de control calculando una estimación de $\Theta_{o-ce}(t)$ mediante el modelado del comportamiento del RFA no lineal. A partir de la estimación y comparándola con la señal a reproducir, se puede calcular el error. Esta señal es amplificada por el RFA lineal, generando una luz en su conjunto de LEDs de $\Theta_{o-err}(t)$. La suma en luz de ambas contribuciones es $\Theta_o(t)$, donde se observa la corrección de la distorsión de la señal $\Theta_{o-ce}(t)$. El principal problema de esta implementación es la estimación de la señal de error a partir de un modelado del RFA no lineal. Esta estimación ha de ser implementada en la circuitería de control, complicando su implementación. Además, al no estar midiéndose la señal real emitida, no se están teniendo en cuenta posibles desviaciones del diseño debido a tolerancias en los componentes. Estas dos desventajas vuelven a esta opción poco práctica en su implementación.

Por otro lado, en la figura 3.27 se muestra la implementación de ayuda lineal a un RFA no lineal mediante la medida de la señal de error.

En esta implementación, la circuitería de control utiliza la señal a transmitir $v_{sig}(t)$ como referencia para el cálculo del error. El RFA no lineal es controlado y funciona como en el caso anterior, generando la señal de luz $\Theta_{o-ce}(t)$. Mediante una medida directa de la corriente por el conjunto de LEDs del RFA no lineal, se obtiene la señal $v_{ce}(t)$ como una estimación de la luz emitida por el mismo. La

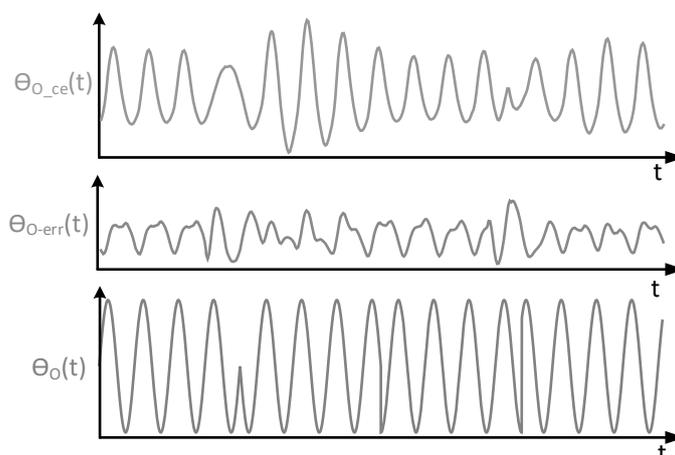


Figura 3.26: Ejemplo de funcionamiento de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces.

señal de error $v_{err}(t)$ es obtenida mediante la diferencia entre lo transmitido $v_{ce}(t)$ y la referencia $v_{sig}(t)$. La señal emitida por el conjunto de LEDs del RFPA lineal es $\Theta_{o-err}(t)$. Mediante la suma de luces se obtiene la señal $\Theta_o(t)$, donde se observa la corrección de la distorsión inicial de la señal $\Theta_{o-ce}(t)$. Esta implementación complica la circuitería, necesitando una medida de la señal emitida por el RFPA no lineal. Además, el retardo entre las señales $v_{ce}(t)$ y $v_{sig}(t)$ se vuelve crítico a la hora de calcular el error correctamente.

Resultados experimentales

En este apartado se presenta el diseño y resultados experimentales de un prototipo de *driver* VLC aplicando la técnica de ayuda lineal y basado en la suma de luces de la figura 3.27 donde se utiliza la medida directa de la señal emitida para el cálculo de la señal de error de la ayuda lineal. El uso de un RFPA clase E como amplificador principal permite alcanzar eficiencias altas a costa de ancho de banda limitado. Es esta limitación del ancho de banda la que es corregida mediante la ayuda lineal. En la figura 3.28 se muestra el esquema circuital completo del prototipo. En la figura 3.29a se muestra el circuito de cálculo de error, en la figura 3.29b se muestra el prototipo del amplificador lineal y en la figura 3.29c se muestra el prototipo construido del RFPA clase E.

Como parámetros generales del diseño, el prototipo está compuesto por 2 conjuntos de 8 HB-LEDs *XLamp MX-3*. A partir de los datos del fabricante, la resistencia dinámica de cada conjunto de LEDs se estima en $R_\gamma = 17.6 \Omega$. Cada conjunto de LEDs se conecta la salida de uno de los RFPA, uno al RFPA clase E y otro al RFPA lineal. Tanto el control del convertidor clase E, como la generación de la señal de referencia para el RFPA lineal son implementados una FGPA *Nexys A7*. Se utiliza un convertidor CC-CC externo, que no forma parte del diseño del prototipo, para polarizar cada conjunto de LEDs de forma independiente. La corriente media por cada conjunto es controlada y mantenida en el nivel medio de su zona lineal de trabajo ($I_{bias} = 0,25A$).

- **Esquema de modulación:**

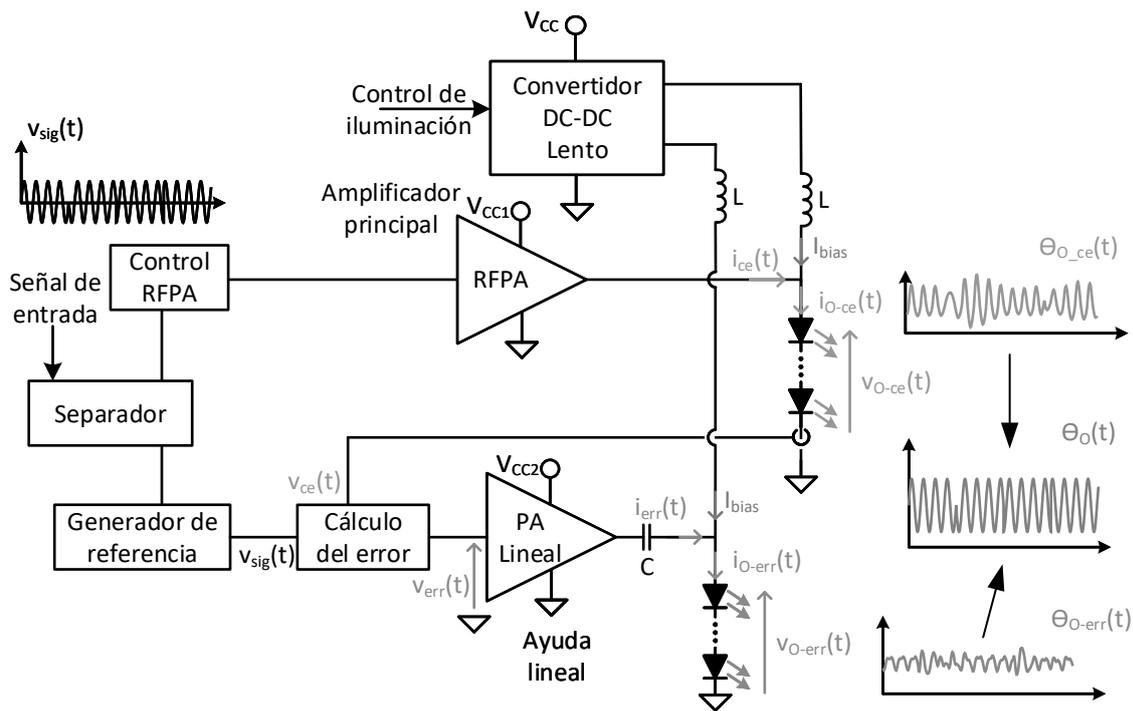


Figura 3.27: Simplificación de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces en VLC con cálculo de la señal de error.

Con el fin de probar las capacidades de comunicación, se elige un esquema de modulación de portadora única 16-PSK con una frecuencia de portadora de $f_{sig} = 1$ MHz, alcanzando una tasa binaria de 0.5 Mbps. Debido al uso de un RFA clase E, el prototipo se ve limitado a esquemas de modulación de amplitud constante. En el caso de que se quisieran usar esquemas modulados también en amplitud, se podría aplicar la técnica de ayuda lineal en combinación con la técnica de *outphasing* explicada anteriormente, pudiendo juntar ambas técnicas mediante la suma de luces de manera sencilla.

Un aspecto importante es la estimación del ancho de banda de la modulación elegida, lo cual va a limitar el diseño del filtro resonante del RFA clase E. Una aproximación del ancho de banda mínimo BW_{min} de la modulación puede ser obtenida siguiendo [18] como

$$BW_{min} = \frac{1}{T_s} = 0,25MHz \quad (3.26)$$

donde T_s es el periodo de símbolo.

■ Diseño del amplificador Clase E:

En la figura 3.28 se muestra el circuito del RFA clase E utilizado y en la figura 3.29c el prototipo construido. Para diseñar el RFA clase E se sigue el mismo proceso usado anteriormente en la técnica de *outphasing*. El RFA clase E está compuesto por el transistor Q_{ce} , la bobina de polarización L_{in} , y un circuito resonante formado por C_{ce} , C_{lc} y L_{lc} . En cuanto al esquema de polarización en T, el propio condensador de salida del clase E C_{lc} integra la función de bloquear componentes de continua. Por otra parte, las dos bobinas L del esquema de

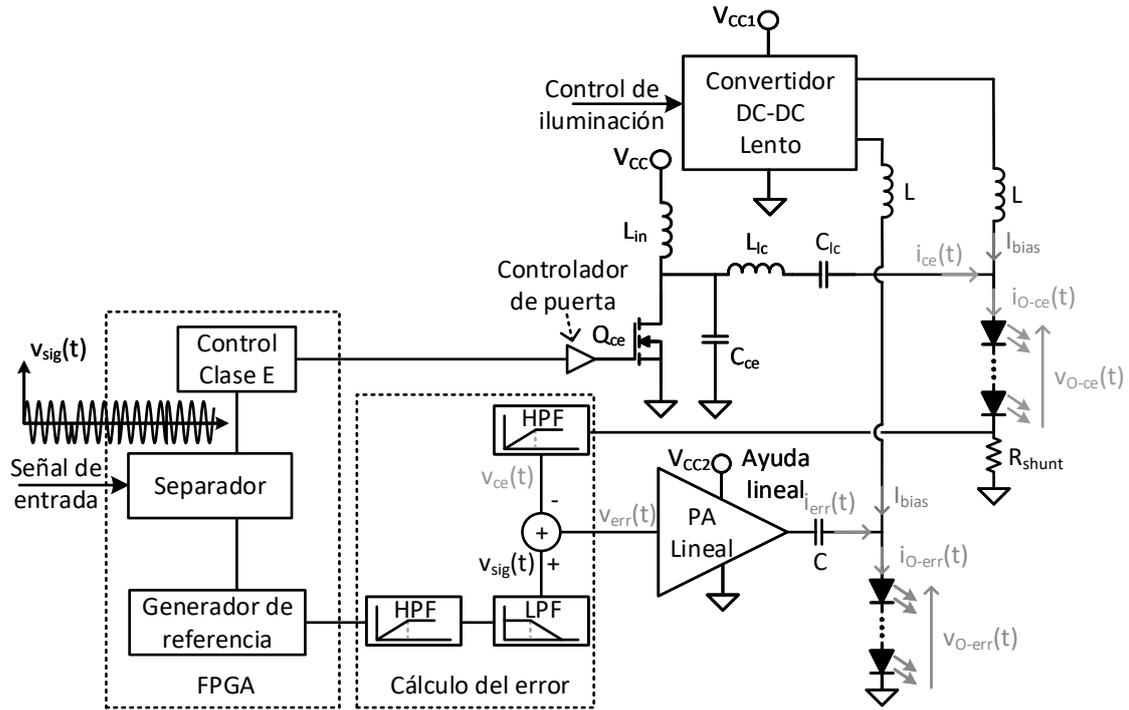


Figura 3.28: Esquema circuital del prototipo construido para la prueba de concepto de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces.

polarización en T conecta el convertidor CC-CC con ambos conjuntos de LEDs, tanto el del RFPA clase E como el del RFPA lineal. La bobina de polarización L_{in} provee de una corriente constante al clase E. Siguiendo las reglas de diseño de [138], el mínimo valor de la bobina L_{in} que mantiene el rizado de la corriente de polarización por debajo del 10% se obtiene a partir de

$$L_{in} = 2 \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R_{\gamma}}{f_{sw}}, \quad (3.27)$$

donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación del clase E. Por otro lado, el valor de las bobinas de polarización L se obtiene a partir de

$$L = \frac{R_{\gamma}}{2\pi \frac{f_{sw}}{10}} \quad (3.28)$$

con el objetivo de tener la frecuencia de corte del esquema de polarización en T una década por debajo de f_{sw} . Los valores de ambas bobinas de polarización son recogidos en la tabla 3.5.

La frecuencia de conmutación y el circuito resonante de salida del clase E se diseña acorde con el esquema de modulación utilizado. La frecuencia de conmutación f_{sw} es igual a la frecuencia de la señal de portadora f_{sig} , siendo

$$f_{sw} = f_{sig} = 1MHz. \quad (3.29)$$

Por otro lado, el circuito de resonancia de salida determina el ancho de banda del RFPA clase E. Este ancho de banda ha de ser suficiente para permitir la

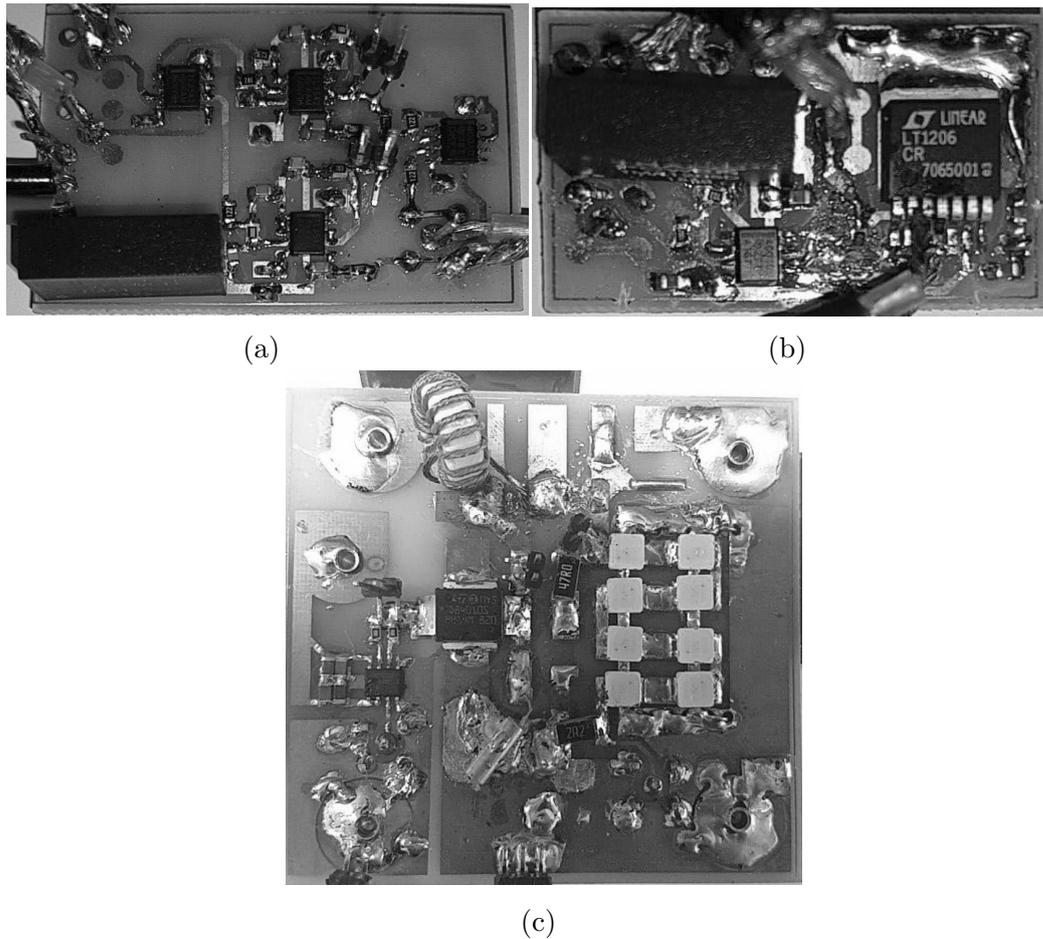


Figura 3.29: Prototipos usado en la prueba de concepto de la técnica de ayuda lineal. En (a) se muestra la circuitería de calculo del error. En (b) se muestra la circuitería del RFPA lineal. En (c) se muestra la circuitería del RFPA clase E.

reproducción del esquema de modulación utilizado, cuyo ancho de banda es el calculado en (3.26). El factor de calidad Q_L del filtro resonante es el que determina el ancho de banda del RFPA clase E. Usando la definición de factor de calidad y aplicando los valores de ancho de banda y frecuencia de portadora del esquema de modulación seleccionado anteriormente se obtiene

$$Q_L = \frac{f_{sw}}{BW} = \frac{1MHz}{0,25MHz} = 4. \quad (3.30)$$

Un factor de calidad $Q_L = 4$ es un factor de calidad relativamente bajo. Esto implica que no se puede usar el diseño estándar del RFPA clase E, donde se asume alto factor de calidad y corriente senoidal por el circuito resonante [138]. En cambio, y siguiendo el análisis del RFPA clase E generalizado para cualquier Q [165], se pueden obtener los valores de los elementos del circuito resonante para factores de calidad bajos. A partir de $R_\gamma = 17.6 \Omega$ y $Q_L = 4$, los valores de los elementos reactivos del circuito resonante C_{ce} , C_{lc} y L_{lc} son

a partir de

$$L_{lc} = \frac{3,7505R_{\gamma}}{2\pi f_{sw}} \quad (3.31)$$

$$C_{lc} = \frac{0,4166}{R_{\gamma}2\pi f_{sw}} \quad (3.32)$$

$$C_{ce} = \frac{0,215}{R_{\gamma}2\pi f_{sw}} \quad (3.33)$$

y cuyos valores son recogidos en la tabla 3.5.

Tabla 3.5: Valores de los elementos reactivos del RFPA clase E.

L_{in}	L	C_{ce}	C_{lc}	L_{lc}
$48\mu H$	$5,6\mu H$	$1,94 nF$	$3,768 nF$	$10,5 \mu H$

Finalmente se añade una resistencia de medida R_{shunt} de 0.25Ω para poder medir la corriente que pasa por el conjunto de LEDs del RFPA clase E. Esto servirá para poder calcular la señal de error que reproducirá el RFPA lineal. Esta señal de error se calcula mediante la diferencia entre la señal generada por el RFPA clase E y la señal de referencia que se quiere emitir.

En cuanto a la selección de componentes, se utiliza el MOSFET de RF *PD84010S-E* como transistor y el controlador de puerta de alta velocidad *EL7155* debido a la alta frecuencia de conmutación.

■ Diseño de la ayuda lineal:

En la figura 3.28 se muestra el esquema circuital para el cálculo de la señal de error $v_{err}(t)$ y del RFPA lineal. En las figuras 3.29a y 3.29b se muestran los prototipos construidos para el cálculo del error y del amplificador lineal respectivamente.

Al igual que en el caso del RFPA clase E, el RFPA lineal está conectado a un conjunto de 8 LEDs polarizados mediante el convertidor CC/CC a través de la bobina L . El objetivo del amplificador lineal es entregar la señal de error $v_{err}(t)$, que se calcula obteniendo el error entre la señal que entrega el amplificador clase E y una señal de referencia $v_{sig}(t)$. La señal que emite el RFPA clase E es medida con una resistencia R_{shunt} , como se muestra en la figura 3.28. Mediante el filtro paso altos (*High-Pass Filter, (HPF)*) se elimina el valor medio de la señal, dado que de lo que se quiere calcular el error es de la señal de comunicación y no del nivel de polarización, obteniendo $v_{ce}(t)$.

La señal de referencia se obtiene mediante el filtrado de una señal PWM generada por una FPGA, donde dicha señal PWM está modulada usando la señal de comunicaciones que se quiere emitir. De esta manera, mediante filtrado paso alto se elimina nuevamente la componente de continua, y mediante filtrado paso bajo (*Low-Pass Filter, (LPF)*) se eliminan las componentes de la modulación PWM, quedándose con la señal modulada $v_{sig}(t)$. Un sumador calcula

el error entre ambas señales produciendo la señal $v_{err}(t)$ y entregándola al amplificador lineal. En la tabla 3.6 se muestra la frecuencia de la señal PWM entregada por la FPGA f_{PWM} , y las frecuencias de corte f_c de los filtros HPF y LPF.

Tabla 3.6: Frecuencias de corte de los filtros del circuito de cálculo de la señal de error $v_{err}(t)$.

f_{PWM}	f_c del HPF	f_c del LPF
30 MHz	3 MHz	10 kHz

En cuanto a la selección de componentes, se utiliza el amplificador *LT1230* como RFPA lineal.

■ **Retardo de las señales en el cálculo del error:**

El retardo entre las señales $v_{ce}(t)$ y $v_{sig}(t)$ se debe minimizar con el objetivo de obtener correctamente la señal de error $v_{err}(t)$. Si bien el retardo en la obtención de $v_{ce}(t)$ no puede ser controlado, sobre la señal $v_{sig}(t)$ si hay control en el retardo. Al ser generada por medio de la FPGA, el control puede generar la señal con el retardo adecuado para que $v_{ce}(t)$ y $v_{sig}(t)$ estén sincronizadas.

El retardo en la señal en el camino de $v_{ce}(t)$ es la suma del retardo del controlador de puerta, del RFPA clase E y del filtro paso alto. Por otro lado, el retardo de $v_{sig}(t)$ es el del filtro paso alto y filtro paso bajo utilizados en su generación. A partir de los datos del fabricante, el controlador de puerta introduce un retardo de 4° . El retardo del RFPA clase E puede ser calculado a partir de [138], obteniendo 26° . por otro lado, El filtro paso bajo introduce un retardo de 20° a la señal de referencia. Con estos valores, se estima que el retardo que ha de introducirse en la generación de la señal de referencia en la FPGA es de 10° .

■ **Formas de onda experimentales:**

El prototipo diseñado se evalúa de forma experimental mediante la reproducción de una señal de comunicaciones del esquema de modulación 16-PSK elegido. Durante su funcionamiento se obtienen las formas de onda experimentales más representativas. En la figura 3.22 se puede observar la FPGA usada para controlar el prototipo, los polímetros usados para medir el rendimiento, prototipo y receptor óptico. Además, se puede observar el osciloscopio recogiendo las formas de onda más representativas para su posterior procesado.

En la figura 3.31 se muestran las formas de onda experimentales más representativas del prototipo. La tensión $v_{o-ce}(t)$ es la tensión en el conjunto de LEDs conectado al RFPA clase E. SE puede observar la señal de comunicaciones y el envío de dos símbolos y sus respectivos saltos de fase. La tensión $v_{sig}(t)$ representa la señal de referencia que se quiere enviar. Comparando ambas se puede observar cierta distorsión en la señal $v_{o-ce}(t)$, especialmente tras un salto de fase. La señal $v_{err}(t)$ es la tensión sobre el conjunto de LEDs conectado al RFPA lineal. Esta señal es la resultante del cálculo del error entre la tensión de referencia $v_{sig}(t)$ y la tensión del RFPA clase E $v_{o-ce}(t)$. El efecto de

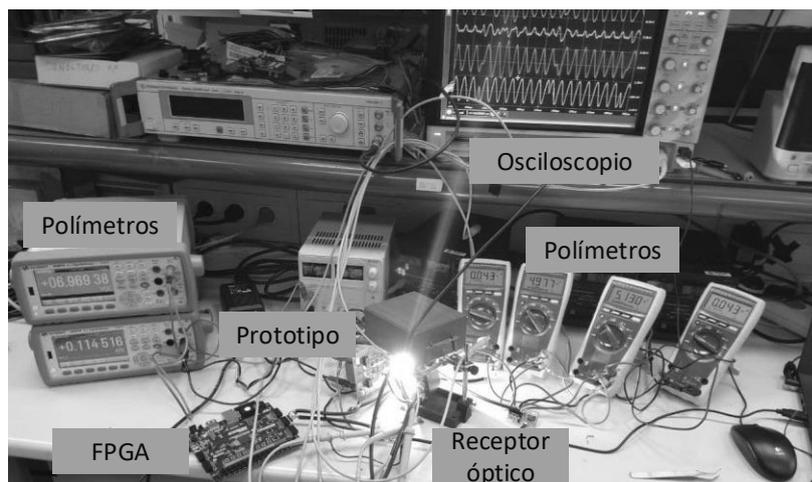


Figura 3.30: Configuración de medida del prototipo de ayuda lineal.

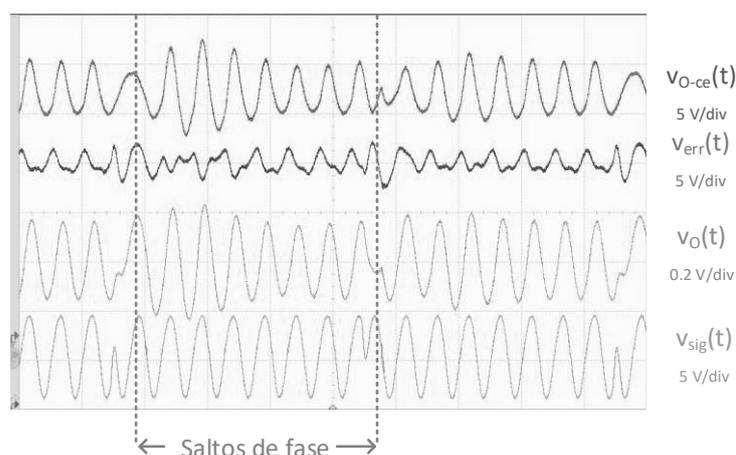


Figura 3.31: Formas de onda experimentales más representativas de la técnica de ayuda lineal basada en la suma de luces.

corrección de $v_{err}(t)$ sobre $v_{o-cc}(t)$ puede observarse al recibir la luz de ambos conjuntos de LEDs con el mismo receptor óptico. La tensión $v_o(t)$ es la salida del receptor óptico de gran ancho de banda *Thorlabs PDA10A-EC* colocado frente a ambos conjuntos de LEDs. En $v_o(t)$ se puede observar el efecto de corrección de la señal, obteniéndose una señal más próxima a $v_{sig}(t)$.

■ **Evaluación de la comunicación:**

Para evaluar la capacidad de comunicación, y así poder comparar el efecto de la ayuda lineal sobre la corrección de la señal de comunicaciones, se realiza una transmisión con y sin ayuda lineal. En la figura 3.32 se puede ver el efecto de usar y no usar ayuda lineal en una transmisión de ejemplo.

Se puede observar una mayor dispersión (mayor ruido) en los símbolos cuando no se usa ayuda lineal (No L.A.) que cuando se usa ayuda lineal (L.A.).

Otra manera de evaluar la comunicación, y de dar un valor numérico a la mejora, se obtiene mediante el vector error e_v de los símbolos de la figura 3.32

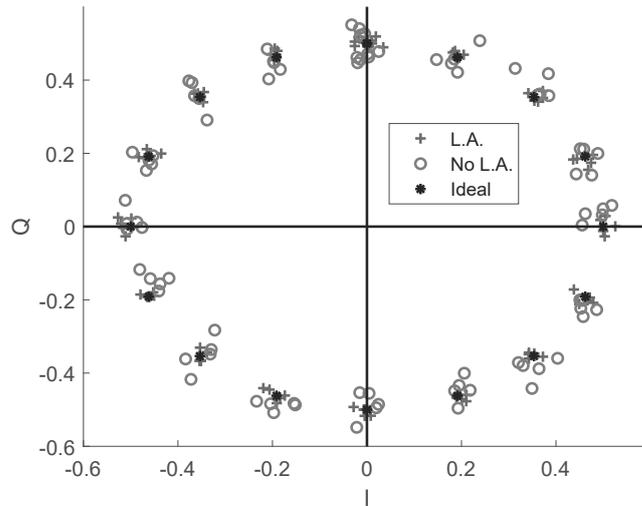


Figura 3.32: Comparación de una transmisión con ayuda lineal (L.A.) y sin ayuda lineal (No L.A.) mediante el diagrama de constelación.

[166], definido como

$$e_v^{[i]} = v_{rx}^{[i]} - v_{id}^{[i]}, \quad (3.34)$$

donde $v_{rx}^{[i]}$ es el i -ésimo símbolo recibido y $v_{id}^{[i]}$ es el i -ésimo símbolo transmitido. En el caso de una secuencia de m símbolos, se obtiene el valor rms del vector error $EV M_{rms}$ definido como

$$EV M_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m |v_{rx}^{[i]} - v_{id}^{[i]}|^2}{\sum_{i=1}^m |v_{id}^{[i]}|^2}}. \quad (3.35)$$

Aplicando el cálculo de $EV M_{rms}$ a la transmisión con y sin ayuda lineal, se obtienen los valores mostrados en la tabla 3.7. En esta se observa un claro descenso en el vector error al usar ayuda lineal. Este efecto está en línea con lo observado en la representación en el diagrama de constelación de la figura 3.32.

Tabla 3.7: Cálculo del parámetro $EV M_{rms}$ durante operación con y sin ayuda lineal.

e_{vRMS} con ayuda lineal	e_{vRMS} sin ayuda lineal
3.8 %	8.58 %

■ **Medidas de potencia y eficiencia:**

El cálculo de la eficiencia del sistema se realiza considerando por separado la circuitería de generación de señal, y por otro lado la eficiencia global del sistema.

Considerando solamente la circuitería de generación de señal (RFPA clase E y RFPA lineal), el prototipo alcanza una eficiencia del 75 %. Esta eficiencia es calculada midiendo la potencia media de entrada de alimentación de ambos RFPA. La potencia de salida es la equivalente a la potencia media de salida equivalente a la suma de las señales de salida de cada uno de los RFPA.

Por otro lado, una eficiencia global del 85 % (considerando ambos RFPA y el convertidor CC-CC). En este caso, como potencia de entrada se considera toda la potencia media de alimentación de los RFPA y el convertidor CC-CC. Como potencia de salida, a la potencia de señal considera anteriormente, se le suma la potencia de polarización de ambos conjuntos de LEDs. En este último caso, la potencia total de salida es de 12.5 W.

La eficiencia en la generación de señal alcanza el 75 % y la eficiencia total, considerando generación de señal y polarización de los LEDs es del 85 %.

3.7. Conclusiones

En este capítulo se ha explorado el uso de RFPA en *drivers* VLC basados en circuitería especializada. El uso de este tipo de *drivers* tiene ventajas claras en cuanto a su facilidad de implementación, pudiendo adaptar fácilmente circuitería de otras aplicaciones directamente a VLC. *Drivers* de LEDs pueden ser adaptados y utilizados directamente sin apenas cambios. Por otro lado, también permiten el uso directo de RFPA como generadores de señal, pudiendo ser adaptados a VLC de manera sencilla. Además, el uso de RFPA permite el uso de modulaciones complejas de portadora única o multi-portadora, aumentando la capacidad de comunicación del *driver* VLC. Estas ventajas han hecho que este tipo de *drivers* sean muy utilizados y propuestos en la literatura, especialmente útiles en áreas de investigación relacionadas con aumentar la tasa binaria de los sistemas VLC.

En cuanto al análisis de desventajas, queda patente que la baja eficiencia en el RFPA tiene un efecto negativo sobre la eficiencia global del sistema. Si bien existe muy poco trabajo enfocado al análisis y mejora de la eficiencia en sistemas VLC, este puede ser uno de los puntos débiles en su implantación masiva como sistema de comunicación. El análisis de la eficiencia del RFPA parte del estudio de las diferentes formas de implementar RFPA, o clases de amplificador. Siendo el clase A el de menor eficiencia pero mayor linealidad y ancho de banda, cualquier modificación sobre este amplificador, obteniendo diferentes clases de RFPA, busca mejorar su eficiencia. Esta mejora de la eficiencia no va exenta de desventajas, obteniendo diferentes clases de RFPA donde la linealidad y el ancho de banda se ven claramente reducidos con respecto al clase A. Esta reducción de linealidad limita los esquemas de modulación que pueden ser utilizados a aquellos de amplitud constante. Por otro lado, la limitación del ancho de banda impide el aprovechamiento de toda la banda de frecuencias que admite el LED. El LED puede ser considerado un elemento de banda ancha, debido a que su ancho de banda es más del 10 % de la frecuencia central de uso. Este hecho dificulta el aprovechamiento de todo el ancho de banda del LED mediante este tipo de circuitería, donde solamente un RFPA clase A podría cubrir la banda entera.

El problema de la eficiencia, ancho de banda y linealidad de los RFPA no es un problema nuevo y existen algunas técnicas cuyo objetivo es, o bien aumentar la

eficiencia de RFPA ya de por si lineales (Clase A, AB y B), o linealizar RFPA con eficiencia alta, pero con comportamiento no lineal (clase C, D, E y F). De esta manera se intenta solucionar el problema de obtener un RFPA con alta eficiencia, ancho de banda y linealidad. Aunque se descarta la aplicación directa de estas técnicas en VLC, este análisis permite obtener una mejor visión de formas de obtener *drivers* VLC con alta eficiencia y linealidad.

Del análisis de ET se obtienen conclusiones interesantes. Siendo esta la única técnica que permite obtener un gran ancho de banda, las frecuencias de trabajo del LED no justifican el uso de RFPA con esta técnica. En cambio, el convertidor CC-CC rápido que se necesita para modular la alimentación del RFPA alcanza anchos de banda mayores que los requeridos para el LED. De esta manera, en lugar de utilizar el convertidor CC-CC rápido para cambiar la alimentación del RFPA, se propone prescindir del RFPA y usar el convertidor CC-CC rápido directamente controlando el conjunto de LEDs. Esto permite obtener los *drivers* VLC basados en convertidores CC-CC rápidos introducidos en el capítulo 1 y que son analizados en el próximo capítulo.

Por otro lado, el estudio de la técnica de *outphasing* permite definir una simplificación de esta técnica en su uso en VLC. Mediante la suma de luces se puede simplificar enormemente esta técnica, evitando el diseño de la circuitería más complicada de esta técnica, como son las redes de salida y el combinador. Además, se obtiene una forma de suma de manera aislada, consiguiendo eliminar la interacción entre los dos RFPA necesarios en *outphasing*. De esta manera, la técnica de *outphasing* puede ser implementada de manera muy sencilla separando en dos conjuntos de LEDs la carga y conectando cada uno a cada uno de los RFPA. La separación eléctrica entre ambos RFPA y la estabilidad del LED como carga simplifican también enormemente el diseño del RFPA. En la prueba de concepto de esta técnica se demuestran las ventajas y desventajas de esta técnica. Como ventajas se obtienen que la técnica es capaz de alcanzar una alta eficiencia reproduciendo una modulación mono-portadora, simplificar el diseño y el control. Una de las desventajas es que la separación del conjunto de LEDs en dos complica ligeramente el control de la polarización, debido a que se tiene que controlar de forma independiente la corriente por dos conjuntos de LEDs. Por otra parte, la técnica no puede ser aplicada a señales multi-portadora, quedando limitada a esquemas de modulación mono-portadora.

Siguiendo la misma idea de suma de luces en VLC, se aplica también a la técnica de ayuda lineal. En este caso, son las señales de un RFPA no lineal y un RFPA lineal las que son sumadas de forma aislada en luz. Esta técnica permite obtener y definir una relación de compromiso entre eficiencia y capacidad de comunicación. Mientras el RFPA principal, con alta eficiencia, pero limitado ancho de banda, entrega la mayor parte de la potencia, el RFPA lineal entrega una señal limitada en potencia con el objetivo de corregir al primero. De la prueba de concepto de esta técnica y su adaptación se obtienen las ventajas y desventajas. Como ventaja, mediante la suma de luces se puede separar e independizar ambos RFPA, de forma cada uno está unido a su conjunto de LEDs, lo cual facilita su diseño. Por otro lado, al analizar el error entre el uso y no uso de ayuda lineal, se observa una clara ventaja en la demodulación. Si bien esta técnica se prueba con una señal modulada solamente en fase, podría ser aplicada conjuntamente con el prototipo de *outphasing*, y así aunar las ventajas de ambas. Una de las desventajas es compartida con *outphasing*, y es que complica el control de la polarización por dividir el conjunto de LEDs en dos.

CAPÍTULO 3. TÉCNICAS PARA LA MEJORA DE LA EFICIENCIA EN TRANSMISORES VLC BASADOS EN AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Por otro lado, la mayor dificultad en la implementación de ayuda lineal es el cálculo de la señal de error, el cual exige de procesado de señal adicional y de sincronización entre señales.

Capítulo 4

Transmisores VLC basados en convertidores CC/CC

En este capítulo se presentan diferentes soluciones para *drivers* VLC basados en el uso de convertidores CC/CC. El principal objetivo del uso de convertidores CC/CC es conseguir *drivers* VLC que reúnan a la vez las ventajas de los *drivers* VLC basados en el uso de RFPA y los *drivers* VLC basados en transistores. El objetivo es alcanzar tasas binarias altas, como en el caso del uso de RFPA, implementando esquemas de modulación complejos. Por otro lado, se busca también alcanzar eficiencias altas, como las alcanzadas en *drivers* VLC basados en transistores. Las soluciones están basadas en las estrategias definidas en el primer capítulo y divididas en *drivers* VLC integrados y en *drivers* VLC basados en la división de la potencia.

Los *drivers* VLC integrados se basan en la modificación del *driver* de LEDs tradicional con la finalidad de proveerlo de la función de comunicación. Esta modificación exige que el convertidor tenga una alta frecuencia de conmutación y una respuesta rápida a su salida. De esta manera, el convertidor es capaz de generar ambas funcionalidades, polarizar y generar la señal de comunicación. En este capítulo se explica la adaptación y el control del convertidor reductor como *driver* VLC integrado. Además, se analizan las desventajas producidas por dicha adaptación, sirviendo como punto de partida para la presentación de diferentes propuestas basadas en el convertidor reductor con el fin de subsanar sus desventajas.

Por otro lado, tras analizar las desventajas de los *drivers* VLC integrados, se explora la posibilidad de diferentes topologías basadas en más de un convertidor para mejorar sus prestaciones. Diferentes propuestas basadas en la técnica de dividir la potencia entre diferentes convertidores son presentadas en este capítulo como mejora de los *drivers* VLC integrados. Estas propuestas, basadas en el diseño de dos convertidores especializados y con diferentes requisitos de diseño, permiten la optimización de cada convertidor para una de las dos funciones concretas (iluminación y comunicación), consiguiendo mejoras significativas con respecto a los *drivers* VLC integrados.

4.1. Introducción

Como se explica en capítulos anteriores, el uso de convertidores en sistemas SSL es fundamental para el control de la corriente que circula por los LEDs en su función de iluminación. Estos convertidores están al cargo de la polarización, controlando la corriente media por los LEDs. En los *drivers* VLC, la función de comunicación puede ser implementada de dos formas: añadiendo circuitería adicional que controle la función de comunicación o añadiendo dicha funcionalidad al *driver* de iluminación, convirtiéndolo en el *driver* VLC integrado. Las opciones de añadir circuitería adicional fueron estudiadas en capítulos anteriores, donde la función de comunicación era desempeñada por transistores en serie o paralelo en los *drivers* VLC basados en transistores conmutando los LEDs, o por amplificadores en los *drivers* VLC basado en circuitería especializada. El uso de *drivers* VLC basados en transistores conmutando los LEDs permite alcanzar eficiencias altas, pero con una limitación en los esquemas de modulación que pueden ser utilizados, donde todos ellos están basados en pulsos y sus eficiencias espectrales son bajas. En los *drivers* VLC basados en circuitería especializada ocurre lo contrario, siendo estos capaces de implementar esquemas de modulación más complejos con mayores tasas binarias, pero con eficiencias más bajas, debido al uso de amplificadores lineales. El uso de amplificadores conmutados de mayor eficiencia permite mejorar la eficiencia total del sistema con respecto a las soluciones basadas en amplificadores lineales, pero aun así presentan niveles de eficiencia menores que a la alcanzados por *drivers* tradicionales de iluminación.

En este capítulo se exploran propuestas basadas únicamente en convertidores CC/CC, donde se busca aunar las ventajas de las anteriores propuestas: el uso de esquemas de modulación complejos de alta tasa binaria y alcanzar alta eficiencia. Los *drivers* propuestos están divididos en *drivers* VLC integrados o en *drivers* VLC basados en la división de la potencia. En ambos casos, un convertidor CC/CC es modificado para incorporar la funcionalidad de comunicación, que en el caso de los *drivers* VLC integrados, esta funcionalidad es integrada en el mismo convertidor junto con la de polarización. En el caso de los *drivers* VLC basados en la división de la potencia, las funciones se dividen entre dos convertidores. De esta manera, se permite un diseño más específico de cada uno de los convertidores, pudiendo optimizar uno para la función de polarización y el otro para la función de comunicación.

La organización de este capítulo es la siguiente: Se empieza con el estudio del convertidor reductor simple y su modificación, tanto en diseño como en control para dotarlo de una respuesta rápida de su salida. Esta modificación se vuelve imprescindible para la incorporación de la función de comunicación en el convertidor. En el siguiente punto se presenta el análisis de las desventajas de la incorporación de la función de comunicación en un *driver* VLC basado en el convertidor reductor simple. Estas desventajas sirven como base para introducir las modificaciones sobre el convertidor propuestas en este trabajo de Tesis, cuyo objetivo es paliar o eliminar algunas de las desventajas anteriormente mencionadas. Como consecuencia de esto se presentan diferentes implementaciones de *drivers* VLC integrados y *drivers* VLC basados en la división de la potencia. Ambas propuestas son originales de este trabajo de Tesis, con un análisis y diseño detallados, pero también se añade una breve mención a soluciones propuestas fuera del contexto de este trabajo con el fin de dar una perspectiva global del tipo de soluciones disponibles. El capítulo termina con

unas conclusiones generales.

4.2. Uso del convertidor reductor en VLC

Para poder explicar las diferentes propuestas de *drivers* VLC basados en convertidores CC/CC, se parte del análisis del convertidor más simple que puede ser adaptado como *driver* VLC. Por lo tanto, se empieza con el análisis del convertidor reductor CC/CC mostrado en la figura 4.1a, y a partir de aquí denominado simplemente convertidor reductor.

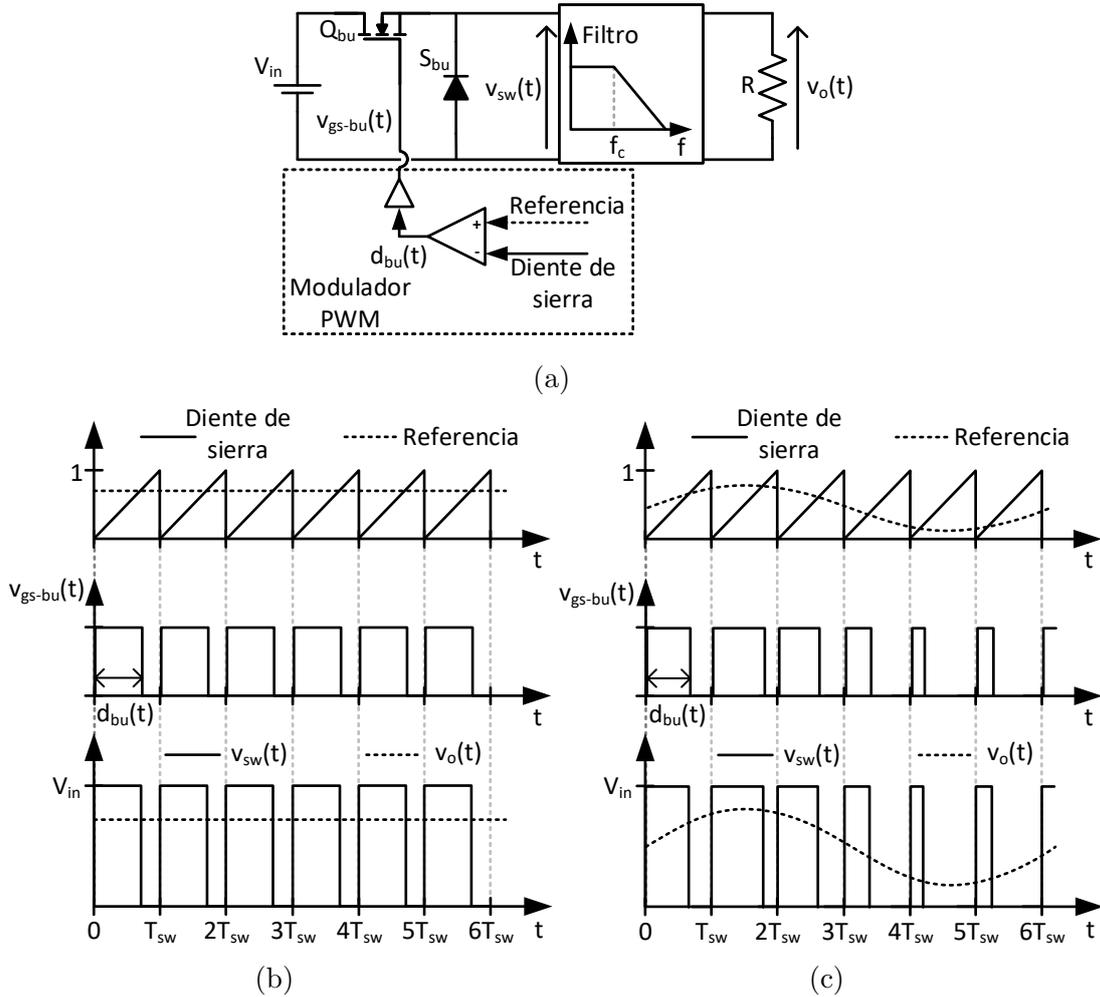


Figura 4.1: Etapa de potencia, control y formas de onda de un convertidor reductor: En (a) se muestra el diagrama circuital y de bloques del convertidor reductor. En (b) se muestran las formas de onda del convertidor reductor reproduciendo una referencia constante. En (c) se muestran las formas de onda del convertidor reductor reproduciendo una referencia variable.

$$v_o(t) = V_{in}d_{bu}(t). \quad (4.1)$$

Las formas de onda del convertidor reductor funcionando como convertidor CC/CC son las mostradas en la figura 4.1b. Tradicionalmente, el convertidor se diseña para

generar una tensión continua en su salida y, por tanto, la referencia es una señal constante. Esta señal constante se compara con la señal de diente de sierra, generando una modulación PWM $v_{gs-bu}(t)$ de ciclo de trabajo constante. La tensión del nodo de conmutación $v_{sw}(t)$ es proporcional a $v_{gs-bu}(t)$ y con amplitud V_{in} . Esto es debido a que cuando la señal PWM $v_{gs-bu}(t)$ está a nivel alto, el transistor Q_{bu} conduce y la tensión del nodo de conmutación $v_{sw}(t)$ es igual a la tensión de entrada V_{in} . El caso contrario es cuando la señal $v_{gs-bu}(t)$ es 0, haciendo que el transistor Q_{bu} no conduzca, pero si lo haga el diodo S_{bu} , haciendo que la tensión del nodo de conmutación $v_{sw}(t)$ sea cero. La tensión de salida $v_o(t)$ es el resultado de filtrar $v_{sw}(t)$ paso bajo. Si el filtro es diseñado correctamente y su frecuencia de corte f_c está suficientemente por debajo de la frecuencia f_{sw} de la PWM, la salida será el valor medio de $v_{sw}(t)$ y el contenido armónico de conmutación de la señal $v_{sw}(t)$ estará suficientemente atenuado.

Por el contrario, mediante un diseño diferente del control y del filtro, el convertidor reductor es capaz de generar tensiones variables a su salida. En la figura 4.1c se muestran las formas de onda en este caso. El proceso de modulación sigue el mismo principio, pero en este caso la comparación se hace con una referencia que varía a lo largo del tiempo. Por simplicidad, la señal de referencia es representada por una señal senoidal, aunque en el caso real de aplicación, la referencia sería la señal de comunicaciones. Esta variación es comparada en cada ciclo de la señal de diente de sierra, produciendo un ciclo de trabajo variable siguiendo la variación de la referencia. Este proceso puede ser visto como un proceso de muestreo, donde la señal a muestrear es la referencia, el periodo de muestreo lo define la señal de diente de sierra y el resultado discreto del muestreo es el ciclo de trabajo $d_{bu}(t)$ de la señal $v_{gs-bu}(t)$. Aplicando el teorema de muestreo de *Nyquist*, la frecuencia de la señal de referencia f_{sig} muestreada ha de ser menor que la mitad de la frecuencia de muestreo f_{sw} , dando lugar a la inecuación (4.2). Esto define un límite en frecuencia máxima que el convertidor puede reproducir con este tipo de control.

$$f_{sig} \leq \frac{f_{sw}}{2}. \quad (4.2)$$

Cumpliendo la condición anterior, la señal PWM $v_{gs-bu}(t)$ podrá reproducir correctamente las variaciones de la referencia, como se muestra en la figura 4.1c. El ciclo de trabajo es mayor cuando la amplitud de la referencia es mayor y viceversa. Como pasaba en el caso anterior, la tensión del nodo de conmutación $v_{sw}(t)$ es proporcional a la señal $v_{gs-bu}(t)$ y con amplitud V_{in} .

En este caso el resultado del filtrado es diferente y en el diseño del filtro se ha de tener en cuenta más parámetros. Si el diseño se hace correctamente, el efecto es el mostrado en la figura 4.1c donde la tensión de salida $v_o(t)$ reproduce las variaciones de la señal de referencia usada y que ha sido modulada mediante el ciclo de trabajo $d_{bu}(t)$. El filtro en este caso ha de dejar pasar no solo el valor medio de la señal, sino también el ancho de banda de la referencia usada. Este efecto queda mejor ilustrado usando la representación en el espectro de las tensiones y el filtro, mostrado en la figura 4.2. $|v_{sw}(f)|^2$ representa la magnitud del espectro de la tensión $v_{sw}(t)$. En el espectro se pueden observar, de izquierda a derecha, la componente de continua, el espectro de señal y el contenido armónico de conmutación. El valor de continua representa el valor medio de la señal. El espectro de la señal es el rango de frecuencias incluidas en la señal de referencia, y el contenido armónico de conmutación son las

componentes de la señal PWM que se localizan en en las frecuencias f_{sw} y múltiplos (armónicos).

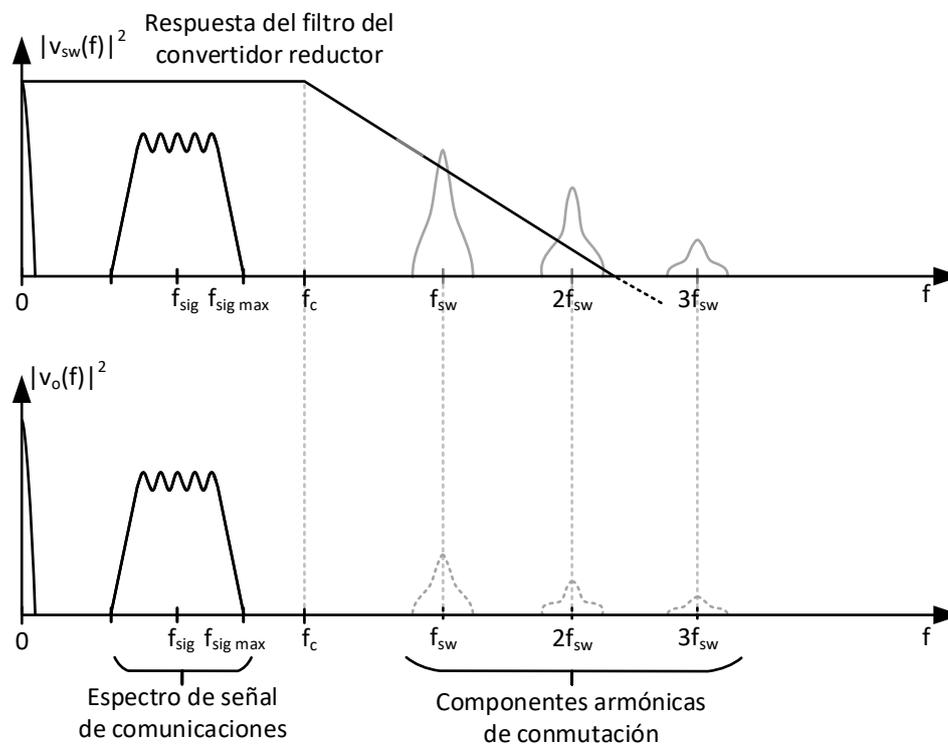


Figura 4.2: Representación en el dominio de la frecuencia de la magnitud de la tensión del nodo de conmutación $|v_{sw}(f)|^2$, la respuesta del filtro de salida del convertidor y la magnitud de la tensión de salida $|v_o(f)|^2$.

El efecto del filtrado se puede observar al aplicar la respuesta del filtro, mostrada también en la figura 4.2 sobre $|v_{sw}(f)|^2$ y obteniendo $|v_o(f)|^2$. El efecto mostrado en la figura 4.1c es obtenido si el filtro deja pasar el espectro de señal y elimina las componentes de ruido de conmutación. Para ello, se define la relación entre las frecuencias

$$f_{sigmax} < f_c < f_{sw}, \quad (4.3)$$

donde la frecuencia máxima de señal a reproducir f_{sigmax} ha de ser menor que la frecuencia de corte del filtro f_c que a su vez ha de ser menor que la frecuencia de conmutación f_{sw} .

4.3. Análisis de las desventajas del convertidor reductor como *driver* VLC

En el siguiente apartado se analizan las desventajas más importantes del uso del convertidor reductor como *driver* VLC. Este análisis sirve como introducción a las diferentes propuestas basadas en variaciones del convertidor reductor que tienen como objetivo mejorar alguna de las siguientes desventajas.

4.3.1. Control del LED como carga del convertidor

En el análisis anterior, la carga es modelada por una simple resistencia, pero en el caso de un sistema VLC, la utilización de LEDs como carga tiene una serie de consideraciones en el diseño y control del convertidor que afectan a su funcionamiento. Como se explica anteriormente, la corriente media por el LED ha de ser controlada con cierta precisión en todo momento, de forma que el efecto de auto-calentamiento del LED es contrarrestado. Esto implica que algún tipo de mecanismo ha de ser implementado para que la corriente media sea controlada y mantenida al nivel deseado. Además, las tensiones de operación del LED están limitadas por la zona lineal de respuesta de este, de forma que la señal de comunicación a la salida del convertidor no puede aprovechar el rango entero del convertidor, que en el caso del convertidor reductor va desde 0 V hasta la tensión de entrada V_{in} . El rango efectivo del convertidor con una carga de LEDs va desde la tensión de codo del LED V_{th} a la tensión máxima de LED V_{max} (correspondiente a la máxima corriente por el LED). Siendo n el número de LEDs conectados en serie, la tensión útil máxima es nV_{max} , y debido al uso de un convertidor reductor, esto impone un valor mínimo de la tensión de entrada, cumpliendo

$$V_{in} \geq nV_{max}. \quad (4.4)$$

La limitación del valor mínimo de tensión de entrada tiene implicaciones en la eficiencia y en la resolución del control de la tensión de salida del convertidor como se explica a continuación.

4.3.2. Eficiencia

El primer problema en la implementación de un *driver* VLC mediante un convertidor reductor es el aumento de las pérdidas de este convertidor al ser adaptado para ser *driver* VLC. El principal cambio necesario cuando se integra la capacidad de comunicación en un convertidor es la necesidad de incrementar la frecuencia de conmutación. Este incremento de la frecuencia de conmutación se realiza con el fin de incrementar su ancho de banda, según la inecuación (4.3). Al introducir la función de comunicación, la potencia procesada por el convertidor no cambia significativamente, dado que la potencia de polarización es más elevada que la potencia de la señal de comunicaciones. Por otro lado, la frecuencia de conmutación es aumentada significativamente. De entre todas las posibles fuentes de pérdidas en el convertidor reductor, el análisis se centra en las pérdidas con una relación directa con la frecuencia de conmutación, dado que son estas las que se verán más aumentadas. Aplicando un modelo simplificado de pérdidas en el convertidor reductor [167], las pérdidas dependientes de la frecuencia de conmutación son: Pérdidas de convivencia tensión/corriente en el transistor P_{swLoss} , pérdidas de recuperación inversa en el diodo P_{rrLoss} , pérdidas por la capacidad de salida del transistor $P_{CossLoss}$, y pérdidas por la capacidad de entrada del transistor $P_{CissLoss}$, y se representan como:

$$P_{swLoss} = \frac{1}{2}V_{DS}I_o(t_r + t_f)f_{sw}, \quad (4.5)$$

$$P_{rrLoss} = \frac{1}{2}V_D I_{rr} t_{rr} f_{sw}, \quad (4.6)$$

$$P_{CossLoss} = \frac{1}{2}V_{DS}^2C_{oss}f_{sw}, \quad (4.7)$$

$$P_{CissLoss} = \frac{1}{2}V_{GS}^2C_{iss}f_{sw}. \quad (4.8)$$

Los parámetros que intervienen que dependen de los dispositivos usados son: t_r y t_f son los tiempos de subida y bajada en el transistor, C_{oss} y C_{iss} son las capacidades de salida y entrada del transistor, V_{GS} es la tensión entre puerta y fuente usada para gobernar el transistor, e I_{rr} y t_{rr} son la corriente y tiempo de recuperación inversa del diodo. Todos estos parámetros influyen en la elección de los componentes para un diseño que tiene como objetivo minimizar las pérdidas. Sin embargo, esta elección está limitada por lo ofrecido por la tecnología actual. La corriente de salida media I_o también influye en las pérdidas de conmutación P_{swLoss} , dependiendo directamente de la carga, en este caso los LEDs. El único parámetro con flexibilidad de diseño es la tensión soportada por el transistor V_{DS} y por el diodo transistor V_D , con dependencia lineal en las pérdidas P_{swLoss} y P_{rrLoss} y cuadrática en las pérdidas $P_{CossLoss}$. En el caso de un reductor $V_{DS} = V_D = V_{in}$. Por lo tanto, minimizar V_{in} reduciría las pérdidas de conmutación del convertidor, aumentando la eficiencia. Pero como se explica anteriormente, el valor mínimo de la tensión de entrada V_{in} está limitado por el número de LEDs en serie y su tensión máxima según (4.4). Esto hace que el número de LEDs en serie imponga un valor mínimo de tensión de entrada, imponiendo también un nivel mínimo en las pérdidas de conmutación en el convertidor. Algunas de las propuestas presentadas a continuación se centran en la reducción de la tensión de entrada necesaria para el convertidor o la reducción del estrés en los semiconductores, reduciendo el valor V_{DS} y V_D , con el objetivo de reducir las pérdidas definidas en las ecuaciones (4.5), (4.6) y (4.7).

4.3.3. Ancho de banda

Otro problema en el uso del convertidor reductor es su limitado ancho de banda, lo cual limita su capacidad de comunicación. Como se explica anteriormente, el ancho de banda del convertidor depende del diseño del filtro y la frecuencia de conmutación del convertidor. La frecuencia de corte del filtro f_c limita la máxima frecuencia de señal de comunicación que es posible reproducir. Como ve se en la figura 4.2, la máxima frecuencia de señal f_{sig} ha de estar por debajo de la frecuencia de corte f_c . Por otra parte, f_c ha de estar por debajo, y lo suficientemente lejos, de la frecuencia de conmutación f_{sw} para poder atenuar suficientemente los armónicos de conmutación. Si no son suficientemente atenuados, estos se reflejarán como ruido en la señal reproducida y tendrán un efecto negativo en la señal de comunicaciones. A continuación, se estudian y proponen diferentes modificaciones del convertidor reductor con el objetivo de aumentar su ancho de banda efectivo, las cuales se basan en actuar sobre los parámetros de diseño anteriormente mencionados. La forma más directa es el aumento de la frecuencia de conmutación f_{sw} , pero esto implicaría un incremento de las pérdidas de conmutación mencionadas en el apartado anterior. Otra forma de aumentar el ancho de banda consiste en acercar la frecuencia de corte lo máximo posible a la frecuencia de conmutación, pero manteniendo una atenuación mínima de los armónicos de conmutación. Esto se consigue con diseños más

complejos del filtro de salida o con formas de control que reducen las componentes armónicas de la señal.

4.3.4. Resolución

Otra desventaja es la reducción de la resolución en el ciclo de trabajo del convertidor. Este problema es producido por la subida de la frecuencia de conmutación (necesaria al añadir la capacidad de comunicación) y el reducido rango de tensiones de salida (debido al uso de LEDs como carga). Los moduladores digitales de ancho de pulso (*Digital Pulse Width Modulator, DPWM*) usados tradicionalmente en convertidores de alta frecuencia de conmutación suelen ser implementados en microcontroladores o FPGA mediante contadores. Estos contadores se realizan a partir del reloj interno del controlador de frecuencia f_{clk} , la cual es necesariamente mayor que la frecuencia de conmutación del convertidor f_{sw} . Mediante un contador digital se genera el ciclo de trabajo y el periodo de la señal DPWM, como se muestra en la figura 4.3.

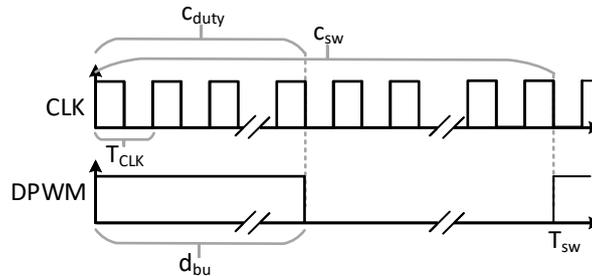


Figura 4.3: Implementación de una modulación DPWM mediante contadores.

Si, por ejemplo, la frecuencia del reloj fuese $f_{clk} = 200$ MHz y la frecuencia de conmutación que se quiere $f_{sw} = 20$ MHz, el contador debe contar $c_{sw} = f_{clk}/f_{sw} = 10$ pulsos para obtener la señal con la frecuencia deseada. Para generar el ciclo de trabajo se cuentan c_{duty} pulsos, que en el caso de un ciclo de trabajo de 0.5 serían 5 pulsos para este ejemplo. El contador c_{duty} necesariamente tiene que tener un valor entero entre 0 y c_{sw} . El problema es que el número de ciclos de trabajo disponibles (posibles valores de c_{duty}) depende del valor de c_{sw} , el cual se hace menor cuanto mayor es la frecuencia de conmutación.

Además de esta baja resolución en el DPWM, se junta el no aprovechamiento de todo el rango de tensión de salida del convertidor reductor al usar LEDs como carga. Estos dos efectos son los mostrados en la figura 4.4a.

La imagen muestra la relación entre el ciclo de trabajo del convertidor reductor $d_{bu}(t)$ y la tensión de salida $v_o(t)$, cumpliendo (4.1). Esta tensión de salida es aplicada directamente a los LEDs, por lo tanto, se muestra también la relación entre la tensión sobre el LED v_{LED} y la corriente por el LED i_{LED} . El número limitado de ciclos de trabajos c_{sw} es mostrado en la figura por la relación escalonada entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida. Esto muestra que existen c_{sw} diferentes ciclos de trabajo y c_{sw} diferentes tensiones de salida. Pero de estos c_{sw} diferentes ciclos de trabajo, en un convertidor reductor con LEDs como carga, únicamente son útiles los ciclos de trabajo que corresponden a tensiones en la zona lineal del conjunto de LEDs, entre nV_{th} y nV_{max} , suponiendo una reducción adicional en la resolución con respecto a la tensión de salida.

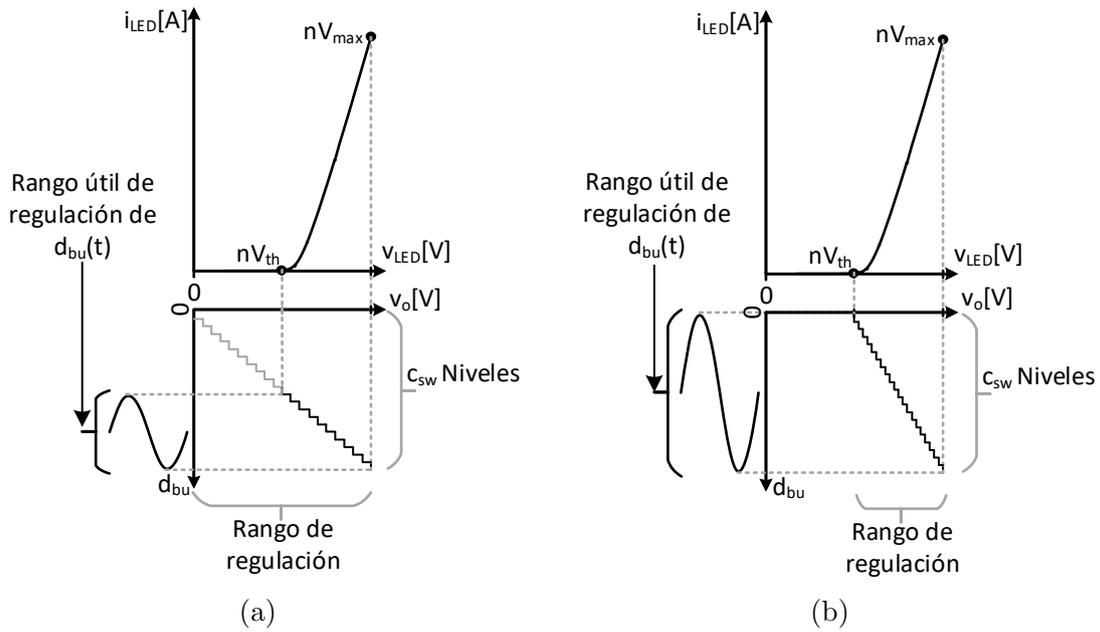


Figura 4.4: Relación entre el ciclo de trabajo del convertidor reductor $d_{bu}(t)$, la tensión de salida $v_o(t)$, la tensión sobre el LED v_{LED} y la corriente por el LED i_{LED} . En (a) el convertidor tiene todo el rango de variación de la tensión de salida. En (b) el rango es adaptado a la respuesta del LED.

Esta reducción de la resolución del control de la tensión de salida del convertidor añade distorsión a la señal de comunicaciones generada, limitando la capacidad de comunicación e imposibilitando la utilización de esquemas de modulación complejos. Existen dos formas de mejorar esta limitación: utilizando frecuencias de reloj f_{clk} mayores o modificar el convertidor adaptando el rango de regulación de su tensión de salida a la respuesta del conjunto de LEDs. La primera solución no se explora en esta Tesis, pero se encuentra ampliamente reportada en [168]-[173], donde se proponen diferentes técnicas que aumentan la resolución del ciclo de trabajo en plataformas FPGA. La segunda solución consiste en ajustar la respuesta del convertidor a la respuesta del conjunto de LEDs, como se muestra en la figura 4.4b. En ella se ha ajustado el rango de regulación del convertidor de forma que el ciclo de trabajo mínimo corresponda con la tensión mínima del conjunto de LEDs nV_{th} y el ciclo de trabajo máximo corresponda con la tensión máxima nV_{max} .

4.4. Diseño de *drivers* VLC integrados

Basándose en el análisis anterior del convertidor reductor y de sus desventajas, en la siguiente sección se presentan diferentes propuestas de modificaciones del mismo como *driver* VLC integrado. Estas propuestas sobre el convertidor reductor buscan mejorar alguna de las desventajas explicadas anteriormente en su uso en VLC, incrementando su eficiencia, su resolución y/o su ancho de banda. Las diferentes propuestas de topologías de *drivers* integrados VLC se encuentran descritas en [24], [25] y son analizadas a continuación.

4.4.1. Convertidor reductor con filtro de orden superior

Una manera directa de aumentar el ancho de banda del convertidor reductor es acercando la frecuencia de corte f_c del filtro a la frecuencia de conmutación del convertidor f_{sw} . Pero como se explica anteriormente, la separación entre ambas determina la atenuación de los diferentes armónicos de conmutación presentes en la modulación PWM, los cuales han de ser minimizados con el fin de reducir el ruido en la señal de comunicaciones.

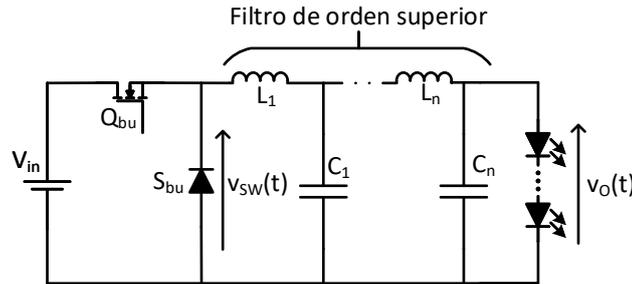


Figura 4.5: Esquema circuitual del convertidor reductor con filtro de orden superior a la salida.

En la figura 4.5 se muestra el esquema circuitual del convertidor reductor con filtro de salida de orden superior al habitualmente usado en el convertidor reductor. El filtro de mayor orden implica la utilización de más elementos reactivos, como se muestra en la figura. El efecto de elevar el orden del filtro se encuentra representado en la figura 4.6.

En esta representación, basada en la representación del espectro y proceso de filtrado del convertidor reductor de la figura 4.2, se muestra el efecto de aumentar el orden del filtro en el diseño del convertidor. Para el diseño de los diferentes filtros que se muestran en la figura 4.2 se ha mantenido la frecuencia de corte f_c constante. Esto permite comparar el efecto que tiene el aumento del orden en la atenuación. Como se puede observar, para misma frecuencia de corte f_c , cuando se aumenta el orden del filtro se aumenta la atenuación sobre las componentes armónicas de conmutación. Si bien la relación entre la frecuencia máxima de señal f_{sigmax} , la frecuencia de corte f_c y la frecuencia de conmutación f_{sw} de la inecuación (4.3) ha de seguir cumpliéndose, f_c puede acercarse más a f_{sw} a medida que se aumenta el orden del filtro. Para representar este efecto, se muestra en la figura 4.7 el diseño de los mismos filtros con el mismo orden, pero con un criterio de diseño diferente.

En este caso se ha mantenido constante la atenuación a la frecuencia de conmutación f_{sw} , coincidiendo con la frecuencia con el armónico de conmutación de mayor nivel. De esta manera se obtienen diferentes frecuencias de corte, mayores como consecuencia de subir el orden del filtro, alcanzando mayores anchos de banda en el convertidor. El estudio y diseño en profundidad de filtros de orden superior en el convertidor reductor es presentado en [144]. En el estudio se presentan criterios de elección para la frecuencia de corte, el tipo de filtro (*Bessel-Thomson*, *Butterworth*, y *Legendre-Papoulis*) y el orden. La elección de dichos parámetros se hace teniendo en cuenta el ancho de banda de la señal a reproducir, la atenuación y el error en la reproducción de la señal. Aunque el estudio está enfocado en aplicaciones donde el convertidor funciona alimentando RFPA, el análisis es válido para su utilización

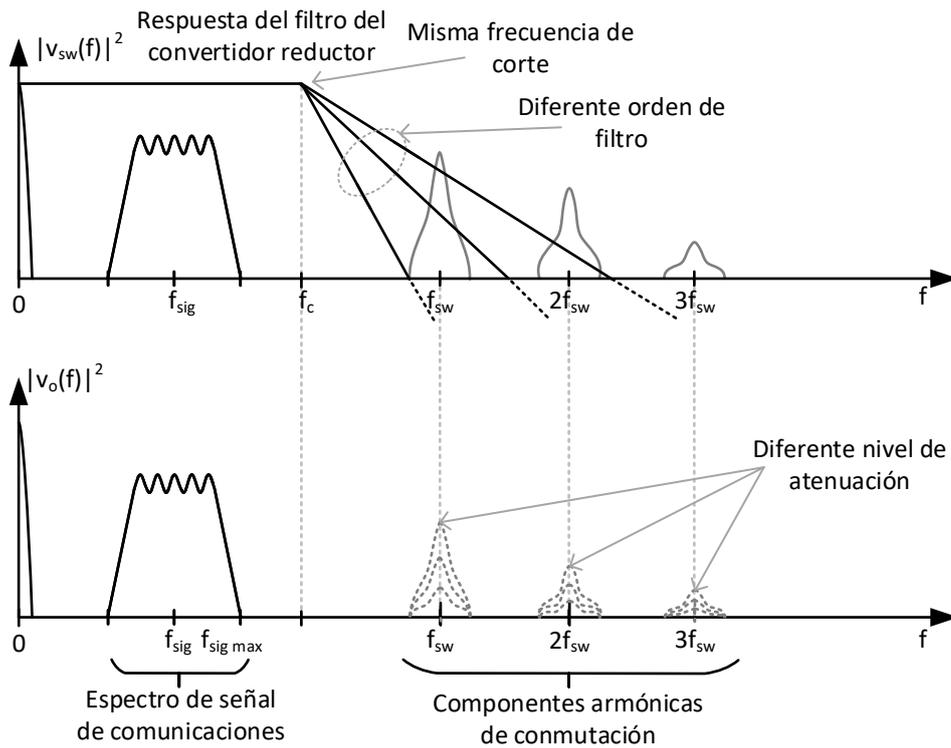


Figura 4.6: Representación en el dominio de la frecuencia del efecto del orden del filtro en el filtrado de la señal del nodo de conmutación $|v_{sw}(f)|^2$ y su efecto en el espectro de la señal de salida $|v_o(f)|^2$, manteniendo la frecuencia de corte f_c constante.

en *drivers* VLC. Esto es así debido a que ambas cargas, tanto los RFPA como los LEDs, actúan como cargas resistivas muy constantes. Esta ventaja permite el diseño preciso del filtro de orden superior y simplifica el análisis.

En resumen, el aumento en el orden del filtro permite acercar la frecuencia de corte a la frecuencia de conmutación, aumentando el ancho de banda del convertidor reductor. El análisis presentado en [144] permite seguir unas guías de diseño de los filtros en función de los parámetros de comunicación utilizados. La desventaja de este diseño es el aumento de la complejidad en el diseño del convertidor, donde se aumentan el número de elementos reactivos necesarios. Por otro lado, la resolución del control de la tensión de salida y la eficiencia del convertidor se mantienen iguales que en el caso del convertidor reductor tradicional.

4.4.2. *Drivers* VLC integrados propuestos en la literatura

A continuación, se introducen brevemente diferentes propuestas basadas en *drivers* VLC integrados que quedan fuera de las contribuciones de esta Tesis, resulta interesante incluirlas para así dar una perspectiva global de las distintas soluciones disponibles.

Otra técnica para aumentar el ancho de banda efectivo del convertidor reductor es aprovechando el rizado de conmutación para la generación de señal de comunicaciones, denominada técnica de modulación del rizado. Esto es propuesto en [26], donde se destalla el diseño modificado de un convertidor reductor CC/CC de doble fase implementando la técnica de modulación del rizado y generando un esquema

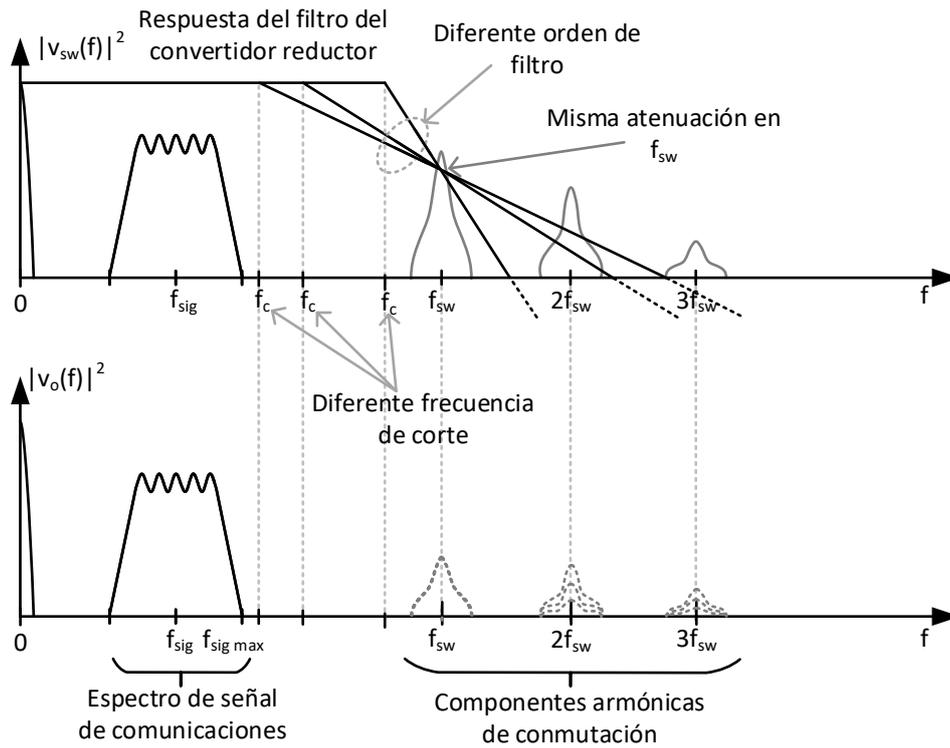


Figura 4.7: Representación en el dominio de la frecuencia del efecto del orden del filtro en el filtrado de la señal del nodo de conmutación $|v_{sw}(f)|^2$ y su efecto en el espectro de la señal de salida $|v_o(f)|^2$, manteniendo la atenuación en el primer armónico de conmutación f_{sw} constante.

de modulación de portadora única 64-QAM, aunque esta técnica puede ser aplicada a cualquier esquema de modulación de portadora única. Posteriormente, la idea se amplía en [23] para la reproducción mediante un convertidor reductor de doble fase de esquemas de modulación multi-portadora utilizando la técnica de modulación del rizado. Basado en un concepto, se propone en [27] una técnica similar pero simplificada, donde el rizado del convertidor reductor es modulado para generar esquemas de modulación similares a los basados en pulsos explicados anteriormente.

La técnica de modulación del rizado se basa en una modificación del diseño del filtro de salida del convertidor reductor representado anteriormente en la figura 4.2. En el diseño tradicional, la frecuencia de corte f_c del filtro se diseña por debajo de la frecuencia de conmutación del convertidor f_{sw} , con el fin de atenuar los armónicos de conmutación. El diseño de la frecuencia de señal f_{sig} y del filtro y convertidor ha de seguir la inecuación (4.3) explicada anteriormente. En la técnica de modulación del rizado, la frecuencia de corte f_c se diseña para dejar pasar el primer armónico de conmutación y eliminar el segundo, cumpliéndose

$$f_{sw} < f_c < 2f_{sw}. \quad (4.9)$$

Debido al hecho que la señal reproducida (portadora) es el armónico principal de conmutación, se consiguen reproducir señales de mayor frecuencia con menores frecuencias de conmutación. El precio a pagar por el aumento del ancho de banda en estas técnicas es la necesidad de implementar controles y diseños más complejos.

4.4.3. Convertidor reductor de doble fase

Además del uso de filtros de orden superior para aumentar el ancho de banda, reduciendo la distancia entre la frecuencia de conmutación y de la señal reproducida, otra opción para aumentar el ancho de banda es reducir el nivel de las componentes armónicas del contenido armónico, proveniente de la modulación PWM. Esta capacidad de reducción del contenido armónico se consigue mediante el uso de un convertidor reductor CC/CC de doble fase, a partir de aquí denominado convertidor reductor de doble fase. El circuito del convertidor es el mostrado en la figura 4.8.

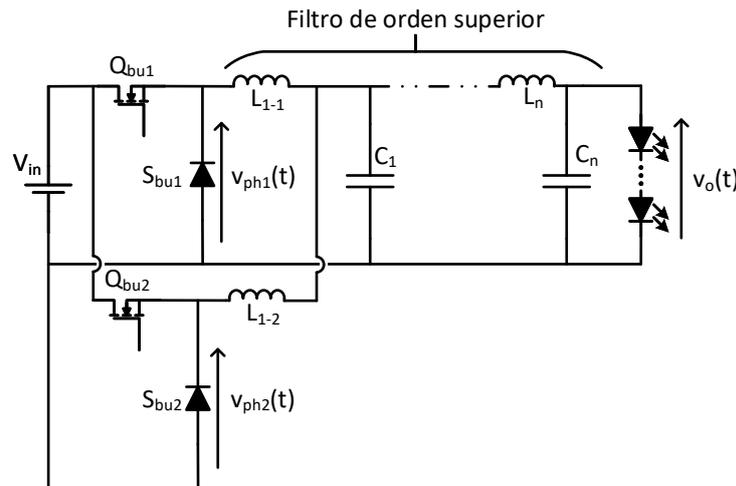


Figura 4.8: Esquema circuital del convertidor reductor de doble fase con filtro de orden superior a la salida.

El principio de operación del convertidor de doble fase permite la reducción del contenido armónico de conmutación mediante la suma de señales PWM desfasadas. Aunque dicho efecto no está restringido a la utilización de dos fases, pudiéndose diseñar convertidores multi-fase, por simplicidad en el análisis se lleva a cabo con el convertidor de doble fase.

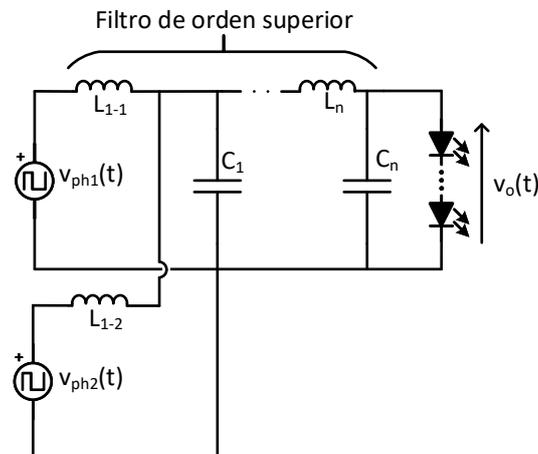


Figura 4.9: Sustitución de los nodos de conmutación por fuentes de tensión equivalentes en el convertidor reductor de doble fase.

El circuito de la figura 4.8 tiene dos nodos de conmutación, correspondiente a

cada una de las fases, formados por: el transistor Q_{bu1} y el diodo S_{bu1} para la fase 1 y el transistor Q_{bu2} y el diodo S_{bu2} para la fase 2. Los nodos de conmutación están unidos a través de sendas inductancias L_{1-1} y L_{1-2} al filtro de orden superior de salida. Ambas fases son diseñadas iguales, cumpliendo $L_{1-1} = L_{1-2}$. Al igual que sucede en un convertidor reductor tradicional, las tensiones del nodo de conmutación $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ son señales cuadradas proporcionales respectivamente a las señales usadas para controlar Q_{bu1} y Q_{bu2} . La figura 4.9 muestra el equivalente del circuito de la figura 4.8, donde las tensiones $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ han sido sustituidas por su equivalente como fuentes de tensión.

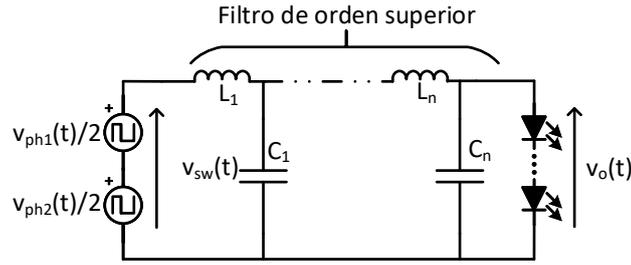


Figura 4.10: Equivalente del circuito del convertidor reductor de doble fase tras aplicar *Thévenin* y superposición a las fuentes de pulsos.

Aplicando *Thévenin* y superposición sobre ambas fuentes $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$, se obtiene el circuito de la figura 4.10, donde ambas fuentes $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ se encuentran en serie y la bobina equivalente L_1 equivale a

$$2L_1 = L_{1-1} = L_{1-2}. \quad (4.10)$$

Las tensiones $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ no son independientes y una puede ser descrita en función de la otra. Siendo T_{sw} el periodo de la señal de conmutación del convertidor, entre ambas tensiones existe un retraso de medio periodo de conmutación. La tensión $v_{ph2}(t)$ es la tensión $v_{ph1}(t)$ con un retardo de $T_{sw}/2$. La tensión de entrada del filtro $v_{sw}(t)$ puede ser escrita como

$$v_{sw}(t) = \frac{1}{2} [v_{ph1}(t) + v_{ph2}(t)] = \frac{1}{2} \left[v_{ph1}(t) + v_{ph1} \left(t - \frac{T_{sw}}{2} \right) \right]. \quad (4.11)$$

Para analizar el efecto que tiene el convertidor de doble fase sobre los armónicos de conmutación se ha de analizar la señal del nodo de conmutación en (4.11) en el dominio de la frecuencia, obteniendo

$$\mathcal{TF}\{v_{sw}(t)\} = \frac{1 + e^{-j\pi T_{sw}f}}{2} v_{ph1}(f) = H_{ph}(f) v_{ph1}(f). \quad (4.12)$$

La suma de dos tensiones cuadradas, periódicas y desfasadas medio periodo introduce un efecto de filtro de rechazo, denominado H_{ph} . El efecto del filtro de rechazo es fácil de ver en la expresión de H_{ph} de la ecuación (4.12), calculando los valores para los cuales se hace 0 dicha expresión. H_{ph} se hace 0 cuando la exponencial compleja vale -1, lo cual sucede a los múltiplos impares de la frecuencia de conmutación. Estos ceros introducen bandas estrechas de rechazo a múltiplos impares de la frecuencia de conmutación f_{sw} . En la figura 4.11 se simplifica el circuito de la figura 4.10 representando como bloques diferentes el efecto de filtro de rechazo H_{ph} y el efecto del filtro de salida del convertidor H_f .

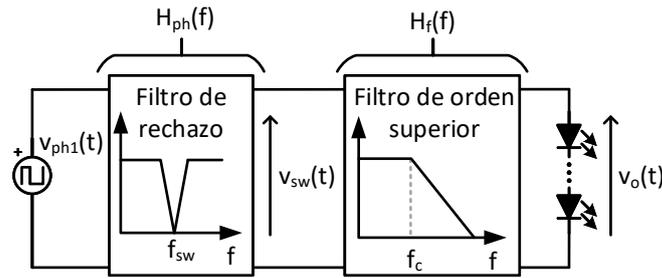


Figura 4.11: Diagrama de bloques de los filtros de rechazo H_{ph} y de salida H_f en el convertidor reductor de doble fase.

En la figura 4.12 se muestran las formas de onda más significativas del convertidor. Las tensiones $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$ son las tensiones de los nodos de conmutación del convertidor.

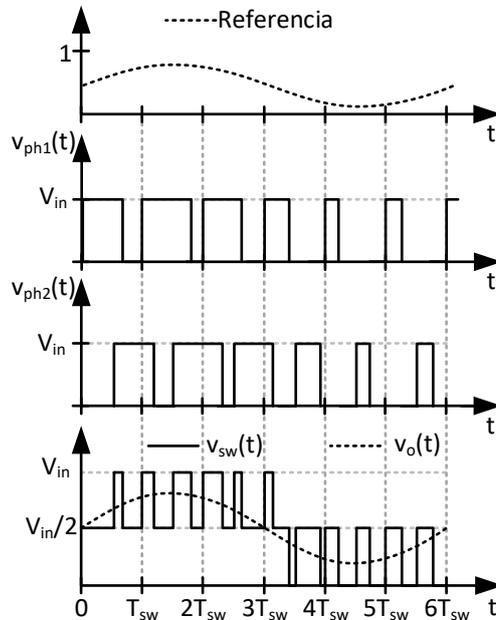


Figura 4.12: Formas de onda más significativas del convertidor reductor de doble fase.

Se puede observar que la tensión $v_{ph2}(t)$ es la tensión $v_{ph1}(t)$ desfasada medio ciclo de conmutación. La tensión $v_{sw}(t)$ se obtiene aplicando (4.11) sobre las tensiones $v_{ph1}(t)$ y $v_{ph2}(t)$. El efecto del filtro de salida H_f sobre $v_{sw}(t)$ permite obtener la tensión de salida $v_o(t)$, reproduciendo la forma de onda senoidal usada en la referencia.

Ambos efectos de filtrado pueden verse mejor representados en función de la frecuencia que se muestra en el espectro en la figura 4.13.

El efecto de filtrado de H_f es igual que en el caso del convertidor reductor con filtro de orden superior, pero a ese filtrado se le añade el efecto del filtro de rechazo H_{ph} a múltiplos impares de f_{sw} , añadiendo más atenuación en estas frecuencias. Este hecho implica que la componente con mayor nivel (el primer armónico de conmutación) se ve más atenuada.

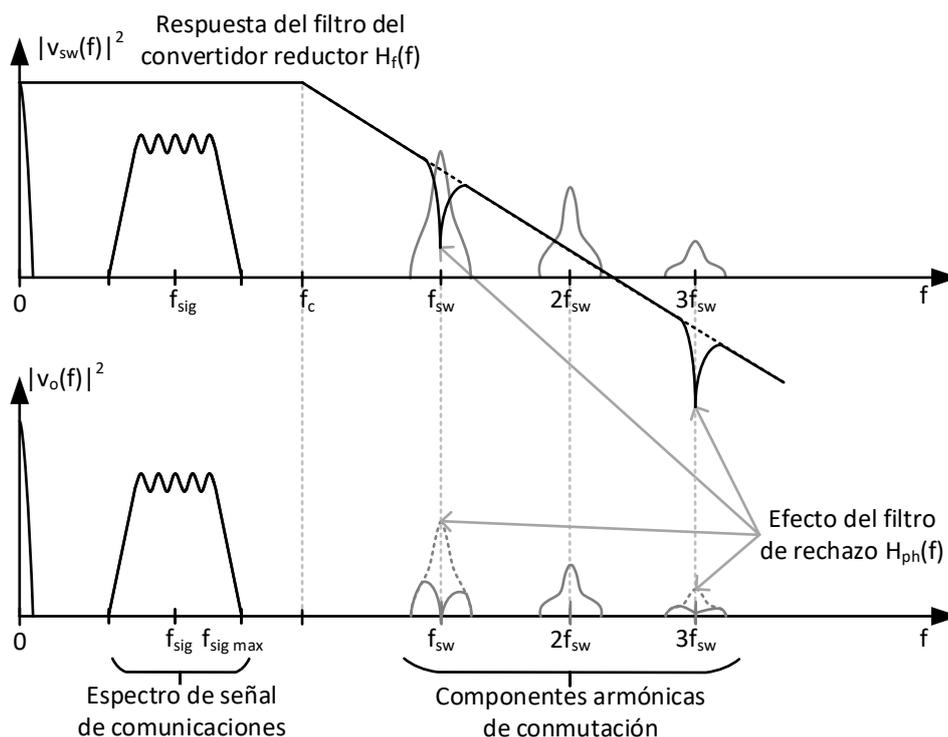


Figura 4.13: Representación en el dominio de la frecuencia del efecto del filtro de rechazo H_{ph} sobre la señal del nodo de conmutación $|v_{sw}(f)|^2$ en el espectro de la señal de salida $|v_o(f)|^2$ en un convertidor reductor de doble fase.

En resumen, el efecto de un filtro de orden superior junto con el filtro de rechazo ayuda a aumentar aún más el ancho de banda del convertidor, permitiendo reducir más la distancia entre frecuencia de corte f_c y frecuencia de conmutación f_{sw} para un nivel determinado de ruido de conmutación. El análisis presentado en [142] permite seguir unas guías de diseño de los filtros en función de los parámetros de comunicación utilizados, pudiendo ser utilizadas directamente en el diseño de un *driver* VLC integrado basado en un convertidor reductor de doble fase. Por otro lado, la resolución de este convertidor se mantiene igual que en el caso del convertidor reductor. La eficiencia del convertidor se reduce en comparación con el convertidor reductor. Al duplicar el número de semiconductores, la conducción se reparte entre ambos, haciendo que las pérdidas de conducción se reduzcan. Por otro lado, las pérdidas dependientes de la frecuencia de conmutación (pérdidas de conmutación) aumentan. Debido a la alta frecuencia de conmutación de estos convertidores implica que estas últimas pérdidas son las predominantes, implicando una menor eficiencia.

Resultados experimentales

A continuación, se presenta el diseño y resultados experimentales de un prototipo de convertidor reductor de doble fase adaptado para funcionar como *driver* VLC integrado. El prototipo está basado en las guías de diseño y en el análisis presentado en [142] usado en aplicaciones de mejora de rendimiento en RFPA. Esta adaptación tiene como objetivo la prueba de concepto del uso de convertidores CC/CC de respuesta rápida como *drivers* VLC integrados. En la figura 4.14 se muestra el prototipo construido y en la figura 4.15 se muestra el esquema circuital y el diagrama

de bloques del control utilizado.

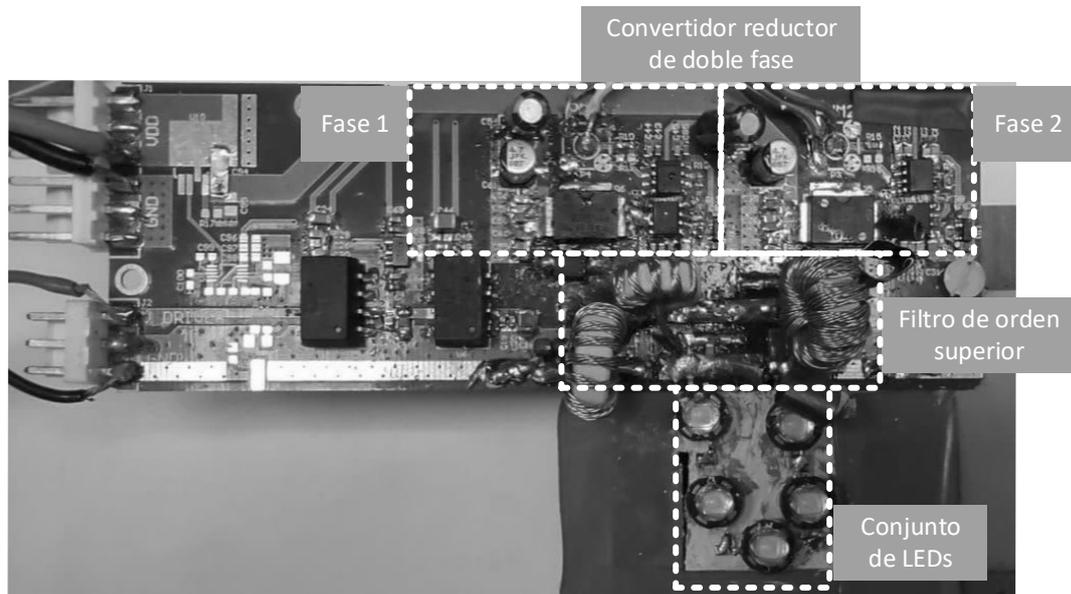


Figura 4.14: Prototipo usado en la prueba del convertidor reductor de doble fase como *driver* VLC integrado. Circuito adaptado de [142].

Como parámetros generales de diseño, el convertidor de doble fase alimenta a un conjunto de 5 LEDs *W42180* en serie. La generación de la señal de comunicaciones y la generación de las señales de puerta de control de los transistores es implementada en una FPGA *Basys 2*. La tensión de alimentación es de 22 V (cercana a la máxima del conjunto de LEDs). La tensión media de salida del convertidor es de 16.5 V, la cual polariza el conjunto de LEDs en el punto medio de su zona lineal. Esta tensión media hace que la corriente media por los LEDs sea de 0.2 A, la cual determina el nivel de iluminación. Cabe destacar que en caso de calentamiento u otros efectos que modifiquen el comportamiento del LED, el convertidor no regula el punto de polarización, el cual funciona en lazo abierto.

- **Esquema de comunicación:**

Para evaluar la transmisión del sistema propuesto se utiliza un esquema de modulación de portadora única 16-QAM con una frecuencia de portadora de $f_{sig} = 500$ kHz. Cada símbolo tiene una duración de 4 periodos de señal, proporcionando una tasa binaria de información de 500 kbps. La baja resolución disponible en la FPGA *Basys 2* es un factor limitante en la elección de esquema de modulación y frecuencia de portadora. Por una parte, cuanto más compleja sea el esquema de modulación, mayor ha de ser la resolución para poder reproducir correctamente todas las señales que la componen. En la elección del esquema de modulación 16-QAM se busca probar el concepto de reproducir una modulación compleja modulada en amplitud y fase en *drivers* VLC integrados. Por otro lado, la frecuencia de señal viene limitada por el diseño del filtro y la frecuencia de conmutación, que se explica a continuación.

- **Diseño del convertidor reductor:**

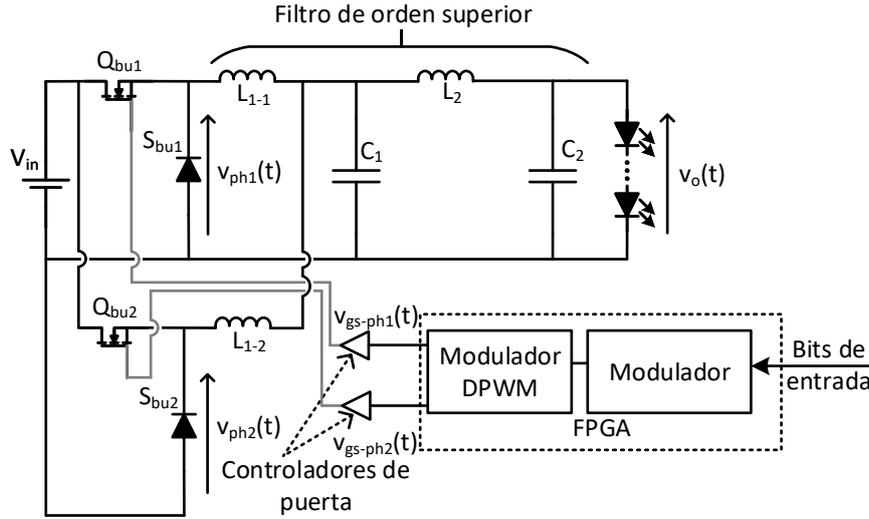


Figura 4.15: Prototipo del convertidor reductor de doble fase con filtro de cuarto orden y carga con 5 HB-LEDs en serie.

El convertidor reductor de doble fase ha de ser capaz de reproducir una señal modulada de $f_{sig} = 500$ kHz con baja distorsión y alto rendimiento. La frecuencia de conmutación del convertidor f_{sw} , frecuencia de corte f_c y el orden del filtro se diseñan a partir del esquema de modulación elegido. La frecuencia de conmutación elegida es de 4.5 MHz, casi una década por encima de la frecuencia de portadora f_{sig} . Esta separación permite un correcto filtrado de las componentes armónicas en la tensión de salida. El filtro usado es un filtro paso bajo de 4° orden con frecuencia de corte 750 kHz, usando las reglas de diseño de [142]. Los valores de los elementos reactivos del filtro se muestran en la tabla 4.1.

L_{1-1} y L_{1-2}	C_1	L_2	C_2
$3,4\mu H$	$70nF$	$1,5\mu H$	$27nF$

Tabla 4.1: Componentes reactivos del filtro de salida paso bajo de 4° orden del convertidor reductor de doble fase.

En cuanto a los componentes usados, el MOSFET de RF *PD55008* se utiliza como Q_{bu1} y Q_{bu2} y el diodo *MBRS14* como S_{bu1} y S_{bu2} . Debido a la alta frecuencia de conmutación, se usan el controlador de puerta *EL7155CSZ*. Debido a que Q_{bu1} y Q_{bu2} no se encuentran referidos a la masa del convertidor, se hace necesario el uso de un aislador para la señal de entrada del controlador de puerta, para lo cual se utiliza el aislador digital *ISO721*. La lista completa de componentes del convertidor se encuentra en la tabla 4.2.

Q_{bu}	S_{bu}	Controlador de puerta	Aislador
<i>PD55008</i>	<i>MBRS14</i>	<i>EL7155CSZ</i>	<i>ISO721</i>

Tabla 4.2: Lista de componentes utilizados en el convertidor reductor de doble fase.

- **Formas de onda experimentales:**

El prototipo diseñado se evalúa de forma experimental mediante la reproducción de un patrón de señal de comunicaciones basado en el esquema de modulación 16-QAM elegido. Durante su funcionamiento, el rendimiento del convertidor es medido y se obtienen las formas de onda más representativas.

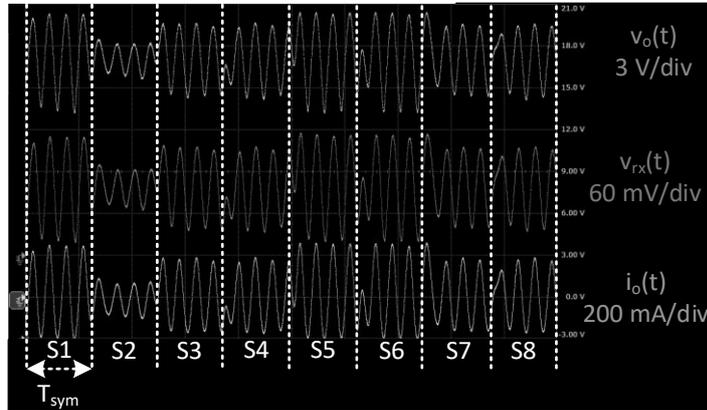


Figura 4.16: Formas de onda más significativas del funcionamiento del prototipo, donde $v_o(t)$ es la tensión en los LEDs, $i_o(t)$ es la corriente por los LEDs y $v_{rx}(t)$ es la tensión a la salida del receptor.

Con el fin de medir el rendimiento, la potencia de entrada es medida directamente con dos multímetros de alta precisión, midiendo el valor medio de la tensión y corriente de entrada. La potencia de salida, debido a las componentes de alta frecuencia de señal, se calcula obteniendo las señales mediante un osciloscopio y calculando la potencia a partir del post procesado de las mismas mediante Matlab. El rendimiento es medido con el convertidor de doble fase transmitiendo una secuencia del esquema de modulación 16-QAM generada aleatoriamente, alcanzando un rendimiento del 86 %.

La figura 4.16 muestra la transmisión de una secuencia de 8 símbolos del esquema de modulación 16-QAM. Para ilustrar la transmisión se muestran las formas de onda más significativas del sistema, tanto en el transmisor como en el receptor. La tensión sobre el conjunto de LEDs $v_o(t)$ tiene un valor medio de 16.5 V que polariza los LEDs en el centro de su zona lineal y un valor pico a pico de 5 V, acotado al intervalo de comportamiento lineal de los mismos. La corriente por los LEDs $i_o(t)$ tiene un valor medio de 0.2 A y un valor pico a pico de 0.4 A. La recepción se realiza mediante el uso de un receptor óptico *Thorlabs PDA10A-E*. La tensión de salida del receptor óptico se muestra en la figura 4.16 como $v_{rx}(t)$, obteniéndose mediante la colocación del receptor óptico en frente del conjunto de LEDs. A la vista de las formas de onda, se observa que las tres son proporcionales y no hay distorsión apreciable en ella, lo cual demuestra que el conjunto de LEDs siempre trabaja en su zona lineal y son capaces de reproducir la forma de onda de transmisión.

En la figura 4.17 se muestra el espectro de la tensión del convertidor del nodo de conmutación de una fase $|v_{ph1}(f)|^2$ y el espectro de salida $|v_o(f)|^2$, tras el efecto del filtro. Se observa que tanto la componente de continua como la señal de transmisión ($f_{sig} = 500$ kHz) pasan el filtro sin ser atenuadas. Por otro lado,



Figura 4.17: Representación en el dominio de la frecuencia del proceso de filtrado en el convertidor, donde se visualiza la magnitud del espectro a la entrada del filtro $|v_{ph1}(f)|^2$ y a la salida $|v_o(f)|^2$.

las componentes armónicas de la modulación PWM (4.5 MHz y múltiplos) son atenuados considerablemente debido al efecto del filtro de rechazo del convertidor reductor de doble fase y del filtro de 4° orden de salida.

4.5. Diseño de *drivers* VLC basados en la división de la potencia

En la sección anterior se estudian diferentes propuestas de *drivers* VLC integrados basados en el uso del convertidor reductor y sus variantes. Los *drivers* VLC integrados implementan ambas funcionalidades de un sistema VLC: la iluminación y la comunicación. Dichas soluciones consiguen mejorar el ancho de banda del convertidor, en cambio, ninguna consigue una mejora en la resolución del control de la tensión de salida ni en la eficiencia. Los *drivers* VLC integrados obtienen relaciones entre el ciclo de trabajo $d_{bu}(t)$ y la tensión de salida $v_o(t)$ como las representadas anteriormente en la figura 4.4a, donde solamente un rango reducido de valores de ciclo de trabajo genera tensiones útiles dentro del rango lineal del conjunto de LEDs. Además, como se explicó anteriormente, debido al uso del convertidor reductor y sus variantes, la tensión de entrada del convertidor ha de ser al menos la máxima tensión sobre el conjunto de LEDs, aumentando así las pérdidas de conmutación del convertidor. Es por esto por lo que en este capítulo se explora otra opción en la implementación de *drivers* VLC, donde dos convertidores se reparten las funciones de polarización y comunicación, dando lugar a la técnica de división de la potencia.

4.5.1. Introducción a la técnica de división de la potencia

Con el fin de solucionar este problema surge la técnica de división de la potencia (*split of the power*) para *drivers* VLC presentada en [36], que, aunque no forma parte de las contribuciones directas de esta Tesis, sirve como introducción y explicación para otras soluciones que si forman parte de las contribuciones directas y que están basadas en el mismo concepto. En la figura 4.18a se muestra el circuito simplificado de esta técnica y en la figura 4.18b el aumento de la resolución del control de la tensión de salida del convertidor.

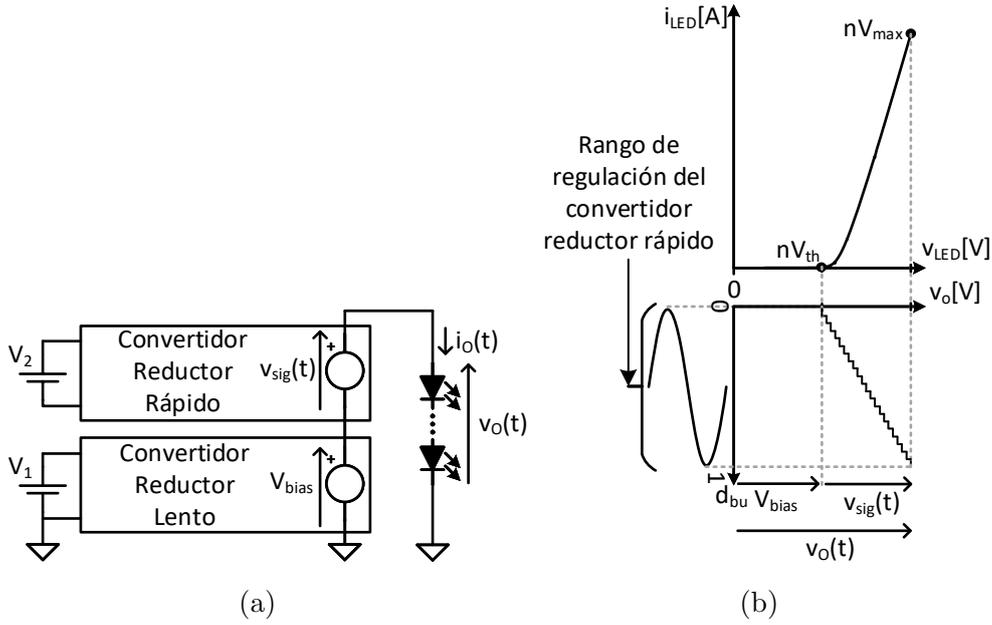


Figura 4.18: Implementación de la técnica de división de la potencia, adaptado de [36]. En (a) se muestra la disposición de los convertidores usados. En (b) se muestra la generación de la tensión sobre el conjunto de LEDs $v_o(t)$ y el aumento en la resolución del control de la tensión de salida del convertidor reductor rápido.

Esta técnica se basa en dividir la tensión de salida necesaria en el conjunto de LEDs $v_o(t)$ entre dos convertidores, uno que genere un valor de tensión continuo V_{bias} y otro que genere las variaciones rápidas necesarias para la generación de la señal de comunicaciones $v_{sig}(t)$. En el caso de la figura 4.18a, la tensión V_{bias} es una tensión sin variaciones rápidas y, por tanto, el convertidor usado para generarla no necesita tener respuesta rápida a su salida. En el caso de esta propuesta se utiliza un convertidor reductor denominado lento (por su baja frecuencia de conmutación y lenta dinámica). Por otro lado, la tensión $v_{sig}(t)$ es la señal de comunicaciones, la cual sigue implicando la necesidad de ser generada mediante un convertidor reductor denominado rápido (por su alta frecuencia de conmutación y dinámica rápida), como los usados en la sección anterior, con la diferencia que esta técnica limita las tensiones que ha de generar este convertidor. El valor de la tensión V_{bias} es diseñado con el objetivo de ajustar la respuesta del convertidor reductor rápido a la zona lineal del conjunto de LEDs, como se muestra en la figura 4.18b. Esta configuración necesita dos tensiones de entrada de alimentación V_1 y V_2 , donde V_2 necesita estar aislada de V_1 al no compartir la misma masa. Debido al uso de convertidores reductores se pueden definir las siguientes relaciones sobre los niveles de tensión de entrada necesarios en ambos convertidores

$$V_1 = nV_{th}, \quad (4.13)$$

$$V_2 = nV_\gamma = n(V_{max} - nV_{th}), \quad (4.14)$$

donde V_γ define la amplitud de la zona lineal de un único LED. Se puede reducir la tensión de entrada del convertidor reductor rápido, consiguiendo los dos efectos buscados: aumentar la eficiencia y aumentar la resolución del control de la tensión

de salida del convertidor. Como se vio anteriormente, las pérdidas más significativas en un convertidor de alta frecuencia de conmutación y relativa baja potencia son las pérdidas de conmutación, que dependen directamente de la tensión de entrada en el caso del convertidor reductor. Por lo tanto, la reducción de la tensión de entrada necesaria lleva a una reducción directa de las pérdidas. Por otro lado, al poder diseñar la tensión de entrada en función del rango lineal del conjunto de LEDs V_γ , las variaciones en todo el rango del ciclo de trabajo generan tensiones en el rango lineal del conjunto de LEDs, maximizando así la resolución del control de la tensión de salida del convertidor. La principal desventaja de esta solución es la necesidad de dos tensiones de alimentación distintas y aisladas entre sí, aumentando la complejidad en el diseño de las etapas anteriores de alimentación de este *driver* VLC. Con el objetivo de mejorar esta propuesta, se presentan diferentes soluciones basadas en el concepto de división de potencia, donde las tensiones de entrada necesarias estén todas referidas a masa o incluso se simplifique su diseño, requiriendo únicamente de una tensión de entrada.

4.5.2. Introducción de las diferentes propuestas basadas en la técnica de división de la potencia

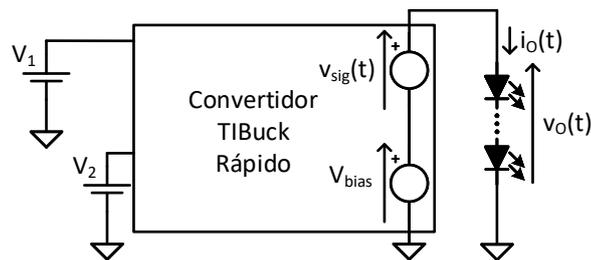


Figura 4.19: Implementación de la técnica de división de la potencia mediante el uso del convertidor TIBuck.

La primera solución basada en la técnica de división de la potencia que se propone en este documento de Tesis es el uso del convertidor reductor de dos entradas (*Two-Input Buck Converter*, (*TIBuck*)) CC/CC, denominado a partir de este punto como convertidor TIBuck, representado de forma simplificada en la figura 4.19.

El convertidor TIBuck consigue también la reducción de las pérdidas de conmutación y el aumento de la resolución del control de la tensión de salida. En este convertidor son necesarias dos tensiones de alimentación V_1 y V_2 , que pueden estar referidas a la masa del circuito, simplificando la alimentación del *driver* VLC. Además, al tratarse de un único convertidor, se simplifica el diseño y el número de componentes necesarios. El uso del convertidor TIBuck como *driver* VLC es analizado en más detalle a continuación en este mismo capítulo.

Como se vio anteriormente, únicamente el convertidor reductor y sus respectivas modificaciones pueden ser diseñados para tener una respuesta rápida a su salida y generar las señales de alta frecuencia necesarias en un sistema VLC. En cambio, al separar la tensión de polarización V_{bias} de la de comunicación en la técnica de división de la potencia, V_{bias} puede ser obtenida por medio de diferentes convertidores sin la necesidad de respuesta rápida a su salida. Siguiendo este razonamiento, otras

implementaciones siguiendo la técnica de división de la potencia son las mostradas en las figuras 4.20a y 4.20b, donde la tensión de polarización V_{bias} se obtiene mediante un convertidor elevador CC/CC y un convertidor reductor-elevador CC/CC respectivamente. Los cuales son denominados convertidor elevador y convertidor reductor-elevador a partir de este punto.

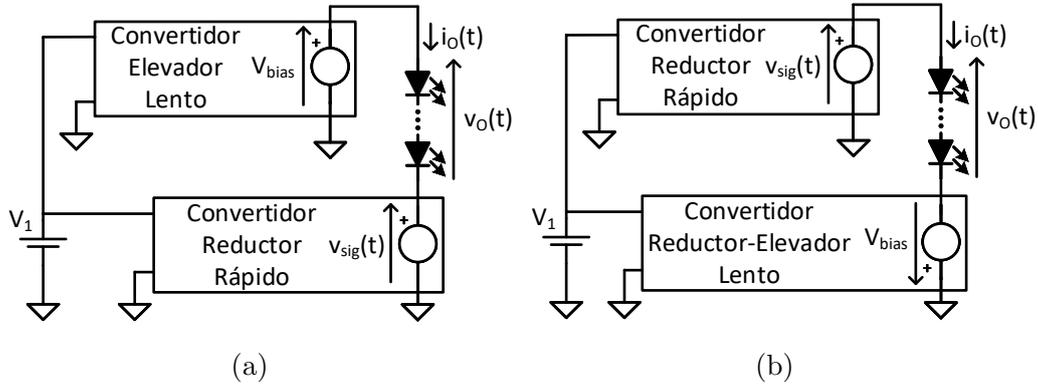


Figura 4.20: Implementación de la técnica de división de la potencia mediante el uso de diferentes tipos de convertidores controlando la polarización en conexión paralelo/serie con un convertidor reductor rápido. En (a) mediante el uso de un convertidor elevador, y en (b) mediante un convertidor reductor-elevador.

La principal ventaja de estas configuraciones es la posibilidad de utilizar únicamente una tensión de entrada V_1 . Esto es conseguido al conectar los dos convertidores en paralelo a la tensión de entrada V_1 e implementando la técnica de división de la potencia al ser conectadas sus salidas en serie con respecto al conjunto de LEDs, obteniendo una conexión paralelo/serie. Estas configuraciones consiguen también el aumento de la resolución del control de la tensión de salida del convertidor reductor rápido con la elección apropiada de V_{bias} y tensión de entrada V_1 . El uso de la arquitectura basada en los convertidores elevador y reductor en paralelo/serie como *driver* VLC, mostrada en la figura 4.20a, es una propuesta original de este trabajo de Tesis, cuyo análisis y diseño se encuentran incluidos en más detalle en este mismo capítulo.

4.5.3. Convertidor TIBuck

Introducción

El convertidor TIBuck fue originalmente propuesto como post-regulador en convertidores CA/CC monofásicos de tres etapas para la reducción del rizado de baja frecuencia en la tensión de salida [174]. En ese trabajo se analizan y justifican sus ventajas, tales como su alta eficiencia debido a la reducción del estrés en los semiconductores y el procesado parcial de potencia. En trabajos posteriores, estas ventajas son utilizadas en diferentes aplicaciones para las que el convertidor ha sido propuesto. En [175], el convertidor TIBuck es propuesto como última etapa en un *driver* de LEDs para iluminación. En [176], el convertidor TIBuck es propuesto como primera etapa de un sistema de alimentación para paneles solares. Como contribuciones de esta Tesis y en cuanto a su uso del convertidor TIBuck como *driver* VLC, este es propuesto en [24], [25] y su diseño y validación es analizado en [37]. A continuación,

se muestra el análisis del convertidor TIBuck con el objetivo de ser usado como *driver* VLC y su adaptación a VLC basada en la división de la potencia.

Análisis del convertidor TIBuck

El circuito del convertidor TIBuck es el mostrado en la figura 4.21a. El convertidor TIBuck es una modificación del convertidor reductor en el cual el diodo S_{ti} está conectado a una tensión auxiliar V_2 en lugar de al terminal negativo de la tensión de entrada V_1 , donde las tensiones de entrada deben de cumplir que $V_1 > V_2$.

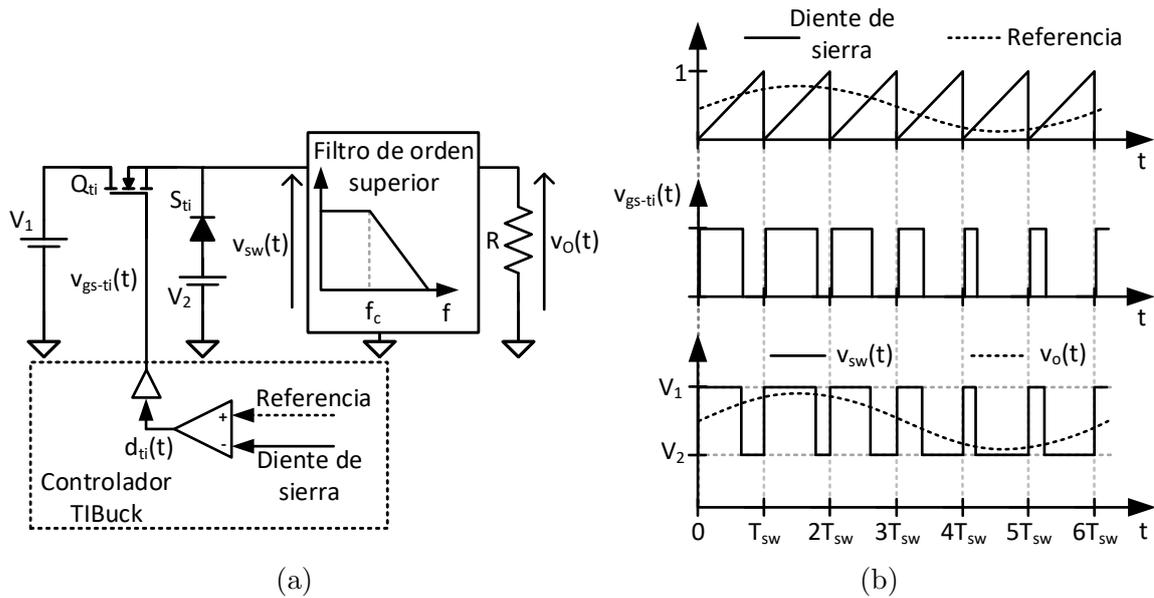


Figura 4.21: Representación del funcionamiento del convertidor TIBuck. En (a) se muestra la representación circuital del convertidor TIBuck y su control. En (b) se muestran las formas de onda más significativas del convertidor TIBuck.

Gracias a esta modificación, la tensión en el nodo de conmutación $v_{sw}(t)$ varía entre las tensiones V_1 y V_2 como se muestra en la figura 4.21b, donde se muestran las formas de onda más representativas del control del convertidor. La señal que controla la puerta del transistor $v_{gs-ti}(t)$ es generada como en los convertidores anteriores, mediante la comparación de la señal de referencia con una señal de diente de sierra, generando una señal cuadrada de ciclo de trabajo $d_{ti}(t)$, resultado de modular en PWM la señal de referencia. La tensión del nodo de conmutación se aplica a la entrada de un filtro paso bajo de orden superior, cuyo diseño sigue las mismas reglas de diseño analizadas anteriores para el convertidor reductor. Si el diseño del filtro se hace correctamente, en la tensión de salida únicamente contendrá componentes de continua y de la frecuencia de la señal usada de referencia, eliminando las componentes del ruido de conmutación. La tensión de salida puede representarse en función de las tensiones de entrada V_1 y V_2 , y del ciclo de trabajo $d_{ti}(t)$ obteniendo la siguiente relación

$$v_o(t) = \underbrace{(V_1 - V_2)d_{ti}(t)}_{v_{sig}(t)} + V_2, \quad (4.15)$$

denominando $v_{sig}(t)$ a variación de la tensión de salida controlada por el ciclo de trabajo $d_{ti}(t)$. De la ecuación (4.15) se pueden deducir las características clave del convertidor. La tensión de salida es controlada por el ciclo de trabajo y puede variar entre V_2 cuando el ciclo de trabajo $d_{ti}(t)$ es nulo o V_1 cuando el ciclo de trabajo es la unidad. Este efecto es el representado en la figura 4.21b, donde la tensión de salida reproducida varía entre las dos tensiones de alimentación usadas. El convertidor TI-Buck presenta ventajas con respecto al convertidor reductor en términos de menores niveles en las componentes armónicas de conmutación, mayor resolución del control de la tensión de salida y mayor eficiencia como se explica a continuación:

- Menor contenido armónico de conmutación:** La menor amplitud de la tensión cuadrada del nodo de conmutación $v_{sw}(t)$ tiene un impacto directo en el espectro de la tensión de salida del filtro $v_o(t)$. En la figura 4.22 se muestra el efecto de la reducción de las componentes armónicas en las tensiones $v_{sw}(t)$ y $v_o(t)$ en un convertidor TIBuck con respecto a su equivalente en un convertidor reductor.

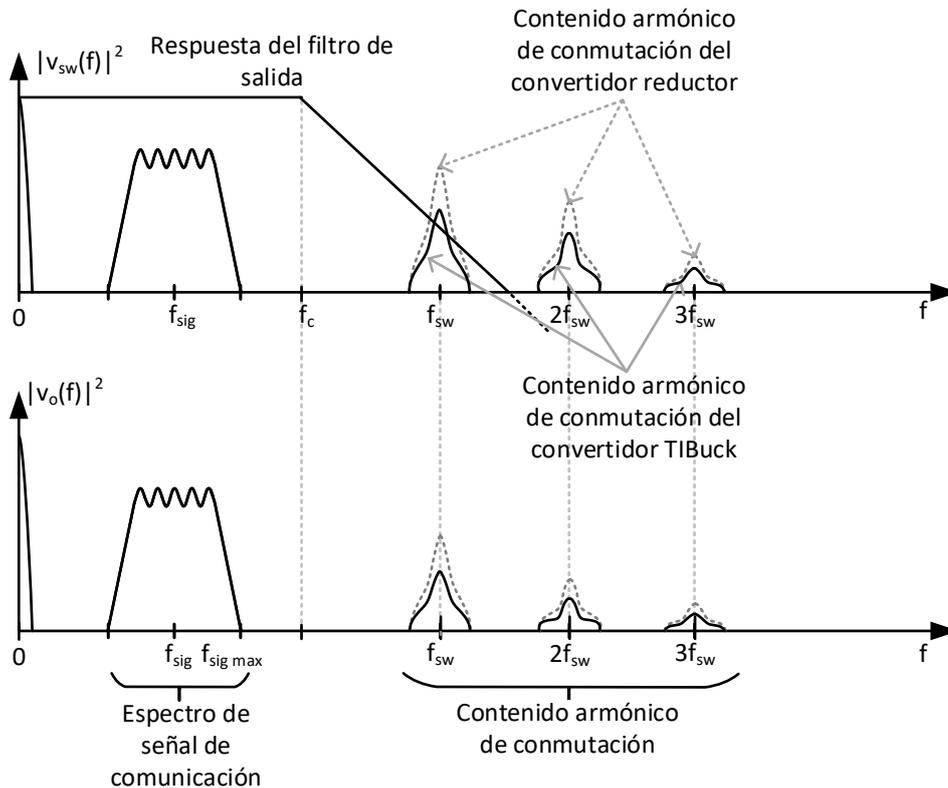


Figura 4.22: Representación en el dominio de la frecuencia de la reducción del contenido armónico de conmutación en el convertidor TIBuck con respecto a un convertidor reductor tradicional.

Esta reducción de las componentes armónicas tiene el mismo efecto explicado anteriormente sobre el diseño del filtro mostrado en las figuras 4.6 y 4.7. Esto permite, o bien aumentar el ancho de banda del convertidor, pudiendo acercarse la frecuencia de corte del filtro f_c a la frecuencia de conmutación f_{sw} del convertidor, o reducir el orden del filtro de salida necesario para un mismo nivel de ruido de conmutación si se compara con una solución basada en el convertidor reductor.

- **Aumento de la resolución en el control del convertidor:** Otro efecto interesante que se obtiene de la naturaleza del convertidor TIBuck y se explica en la ecuación (4.15) es el aumento de la resolución en el control del convertidor. En la figura 4.23 se muestra el rango de regulación de la tensión de salida con respecto al ciclo de trabajo del convertidor TIBuck usando como carga un conjunto de n LEDs.

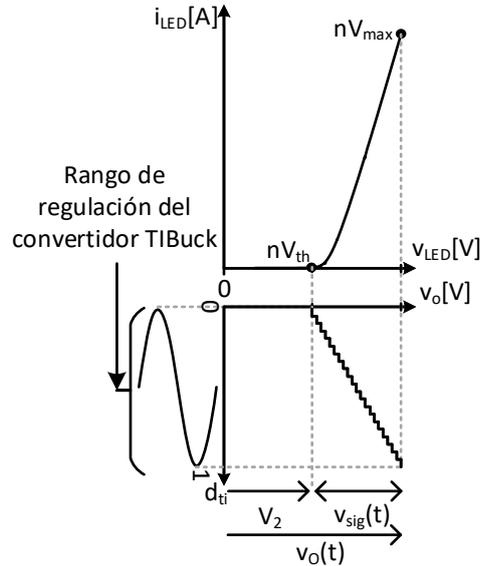


Figura 4.23: Rango de regulación de la tensión de salida con respecto al ciclo de trabajo del convertidor TIBuck.

El convertidor TIBuck puede ser diseñado para obtener la máxima resolución en el control de la tensión de salida cuando se trabaja con una carga de LEDs si las tensiones de entrada V_1 y V_2 se diseñan de manera correcta. Usando la ecuación (4.15), si se cumplen las siguientes igualdades sobre las tensiones de alimentación

$$V_1 = nV_{max}(T), \quad (4.16)$$

$$V_2 = nV_{th}(T), \quad (4.17)$$

se puede asegurar que el rango de variación de la tensión de salida del convertidor TIBuck está siempre dentro de la zona lineal del conjunto de LEDs, maximizando la resolución del control de la tensión de salida del mismo. Es importante destacar la dependencia de los límites del LED $V_{max}(T)$ y $V_{th}(T)$ con la temperatura T del LED. El efecto de la temperatura y el diseño acorde a la misma es analizado y propuesto más adelante.

- **Mayor eficiencia:** Como fue explicado anteriormente, las pérdidas más importantes en un convertidor operando a alta frecuencia de conmutación son las que dependen directamente de la misma. Estas pérdidas son las mostradas anteriormente en las ecuaciones (4.5), (4.6), (4.7) y (4.8), de las cuales en las tres primeras hay una relación directa con el estrés de tensión sobre el transistor y diodo del convertidor. En el caso del convertidor TIBuck, el aumento de

la eficiencia se produce por la reducción del estrés en tensión soportado por el transistor y diodo, donde tanto el transistor Q_{ti} como el diodo S_{ti} soportarán una tensión máxima de $V_1 - V_2$ (como referencia, el estrés en tensión en un convertidor reductor es de V_1).

Como análisis general, la reducción del contenido armónico de conmutación, el aumento de la resolución en el control y el aumento de la eficiencia del convertidor hacen al convertidor TIBuck idóneo para la implementación de convertidores de respuesta rápida y de alta frecuencia de conmutación. Esta solución consigue mejoras equivalentes a las de la solución de división de la potencia mostrada en la figura 4.19, pero simplificando la circuitería de control, al necesitar solamente un convertidor, y no requiriendo de tensiones de entrada de alimentación aisladas. A continuación, se propone la adaptación del convertidor TIBuck como *driver* VLC.

Adaptación del convertidor TIBuck como *driver* VLC

- **Modificación del convertidor TIBuck con una única tensión de entrada:** La modificación propuesta del convertidor TIBuck es mostrada en la figura 4.24.

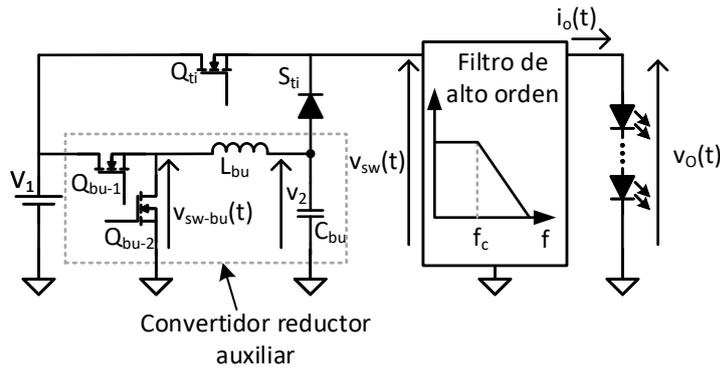


Figura 4.24: Esquema circuital del convertidor TIBuck modificado. Un convertidor reductor auxiliar es añadido para generar la tensión V_2 a partir de la tensión de entrada V_1 .

Debido a que dos tensiones de entrada V_1 y V_2 son necesarias, pero aprovechando que $V_1 > V_2$, la tensión V_2 puede ser obtenida directamente de V_1 mediante un convertidor reductor auxiliar alimentado desde la tensión de entrada V_1 . Este convertidor no necesita tener ni frecuencia de conmutación alta ni respuesta rápida a su salida. Por lo tanto, puede implementarse usando un convertidor reductor tradicional operando con frecuencia de conmutación menor, con el fin de obtener alta eficiencia. Denominando al ciclo de trabajo del convertidor reductor auxiliar como d_{bu} , la tensión auxiliar V_2 se puede expresar como

$$V_2 = d_{bu} V_1. \quad (4.18)$$

Reemplazando (4.18) en (4.15), la tensión de salida $v_o(t)$ puede ser expresada en términos del ciclo de trabajo de ambos convertidores como

$$v_o(t) = d_{ti}(t)(V_1 - d_{bu} V_1) + d_{bu} V_1. \quad (4.19)$$

El ciclo de trabajo del convertidor TIBuck $d_{ti}(t)$ puede ser expresado en términos de su valor medio D_{ti} y de las variaciones $\Delta d_{ti}(t)$ dependiente de la señal de comunicaciones como

$$d_{ti}(t) = D_{ti} + \Delta d_{ti}(t). \quad (4.20)$$

Asumiendo que la frecuencia de conmutación del convertidor reductor auxiliar es mucho menor que la del convertidor TIBuck, el valor del ciclo de trabajo del convertidor TIBuck $d_{ti}(t)$ durante un periodo de conmutación del convertidor reductor auxiliar puede ser remplazado por su valor medio D_{ti} . El valor medio del ciclo de trabajo D_{ti} está fijado en 0.5 como se muestra en la figura 4.23, con el fin de maximizar la resolución de la tensión de salida del convertidor TIBuck. Con el fin de obtener el valor medio de la tensión de salida $avg(v_o(t)) = V_o$, se sustituye en (4.19) el ciclo de trabajo del convertidor TIBuck por su valor medio, obteniéndose

$$avg(v_o(t)) = V_o = 0,5(1 + d_{bu})V_1. \quad (4.21)$$

De acuerdo con (4.21), el control de la tensión media sobre los LEDs V_o , (y por lo tanto de su corriente y luz media emitida) puede ser implementado mediante un lazo de realimentación en el convertidor reductor auxiliar a través de d_{bu} , dejando al convertidor TIBuck operando en lazo abierto.

Por otro lado, desde el punto de vista del convertidor TIBuck, y dado que su frecuencia de conmutación es mucho mayor que la del convertidor reductor auxiliar, la tensión V_2 se pueden considerar constante durante un periodo de conmutación del reductor auxiliar y, por lo tanto, el valor instantáneo de la tensión de salida puede ser controlado por el TIBuck a través de $d_{ti}(t)$ siguiendo (4.19).

■ **Efecto del cambio de temperatura en el conjunto de LEDs:**

En la figura 4.23 y en las ecuaciones (4.16) y (4.17) se muestran los valores requeridos para la tensión de entrada V_1 y la tensión auxiliar V_2 con el fin de maximizar la resolución del control de la tensión de salida del convertidor TIBuck. Los valores obtenidos para las tensiones dependen de la tensión de codo $nV_{th}(T)$ y la tensión máxima $nV_{max}(T)$ del conjunto de LEDs. Pero como se explicó anteriormente, estas tensiones cambian con respecto a la temperatura de la unión de los LEDs. En la figura 4.25 se muestra el efecto que tiene el cambio de temperatura del conjunto de LEDs y, por lo tanto, de sus curvas características y su repercusión en la resolución del convertidor en el control de la tensión de salida.

En la figura se muestra la respuesta del LED en su relación de tensión/corriente para dos temperaturas T_1 (representado en naranja) y T_2 (representado en verde), donde $T_1 > T_2$. Si el diseño de las tensiones de alimentación se realiza para una temperatura T_2 , obteniendo $V_1(T_2)$ y $V_2(T_2)$ cuando la temperatura aumenta hasta T_1 , las tensiones de alimentación necesarias para maximizar la resolución cambian. Si bien $V_2(T_1)$ puede ser obtenida mediante el control del convertidor reductor auxiliar, la tensión V_1 es fija, limitando la máxima

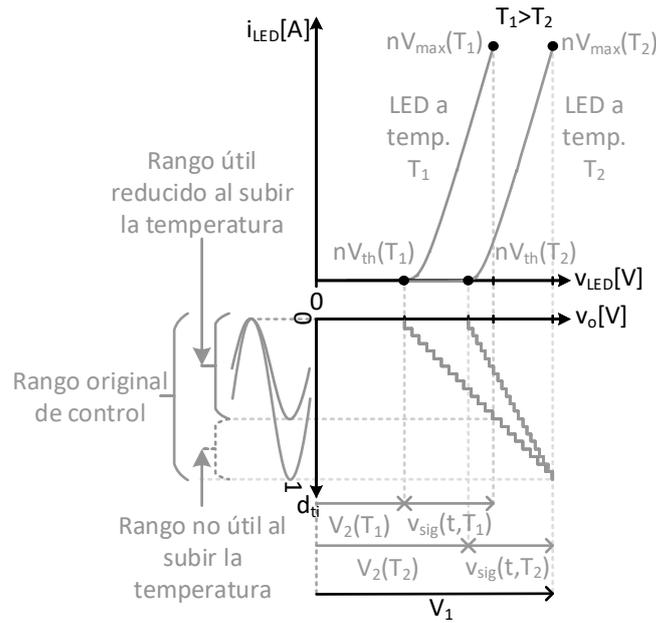


Figura 4.25: Representación de la reducción del rango de regulación de la tensión de salida en el convertidor TIBuck ante el cambio de temperatura del conjunto de LEDs.

resolución que se puede obtener cuando sube la temperatura. En la figura se observa el nuevo y reducido rango útil de variación del ciclo de trabajo cuando la temperatura es T_1 debido al valor fijo de la tensión de alimentación V_1 .

Además de un efecto negativo en la resolución, el cambio de temperatura en el conjunto de LEDs tiene un efecto negativo en las pérdidas del convertidor TIBuck. Como se explica anteriormente, las pérdidas más significativas en el convertidor TIBuck dependen del estrés de tensión sobre los semiconductores, que resulta ser $V_1 - V_2$. Siendo V_1 constante y V_2 decreciendo a medida que aumenta la temperatura del conjunto de LEDs, el estrés en tensión de los semiconductores crece a medida que crece la temperatura del conjunto de LEDs.

Ambos efectos indeseados, aunque apreciables, en ningún caso empeoraran la resolución ni el rendimiento del convertidor TIBuck a niveles de las soluciones de *drivers* VLC integrados mostrados anteriormente en este capítulo. Solamente si $V_2 = 0$, el convertidor TIBuck es equivalente a un convertidor reductor.

■ **Análisis del contenido armónico del convertidor TIBuck con el convertidor reductor auxiliar:**

Aunque la tensión V_2 pueda considerarse constante durante un ciclo de conmutación del TIBuck, la tensión V_2 puede tener componentes armónicas provenientes de la conmutación del convertidor reductor auxiliar en el rizado de la tensión V_2 . En la figura 4.26 se muestra la representación del espectro del proceso de filtrado del convertidor reductor auxiliar y de la influencia del contenido armónico presente en V_2 en la tensión de salida $v_o(t)$.

La tensión de salida V_2 es el resultado de filtrar paso bajo la tensión del nodo

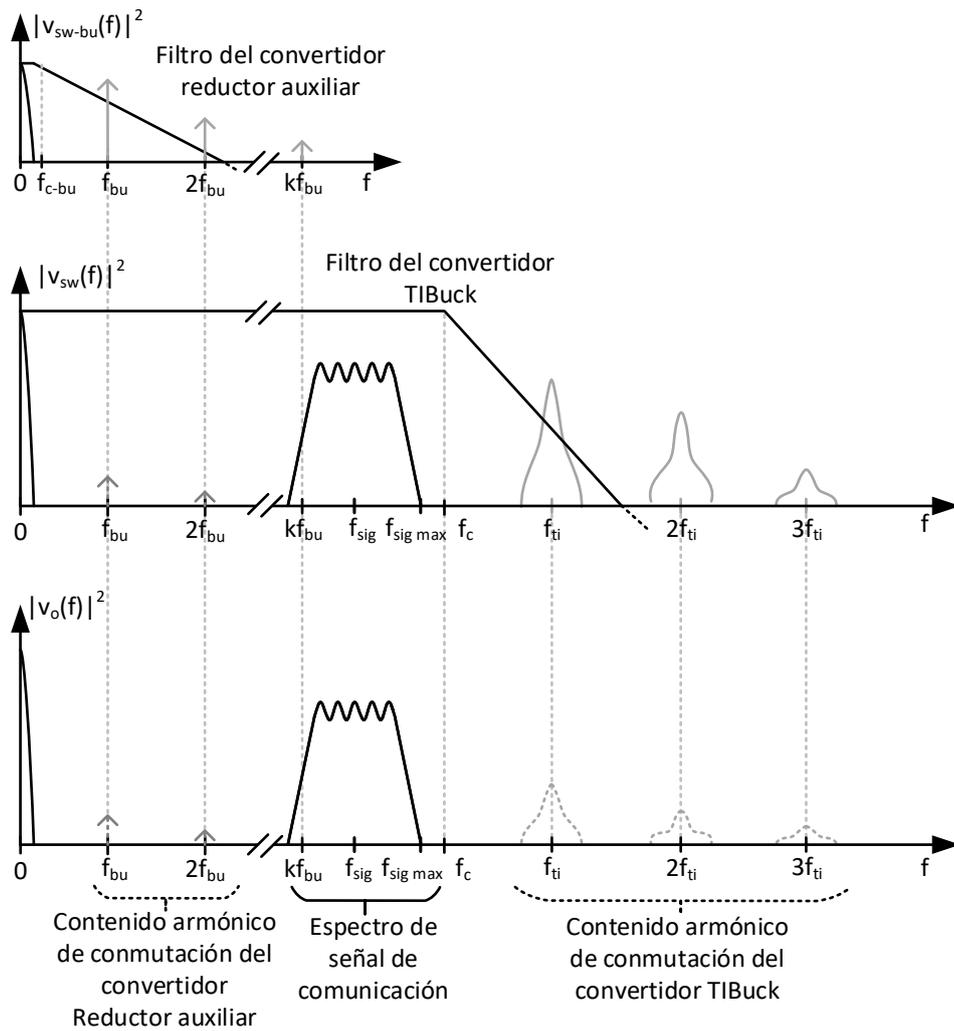


Figura 4.26: Representación en el dominio de la frecuencia del contenido armónico de conmutación del convertidor auxiliar $|v_{sw-bu}(f)|^2$, del convertidor TIBuck $|v_{sw}(f)|^2$ y su efecto en el espectro de la tensión de salida $|v_o(f)|^2$.

de conmutación del convertidor reductor auxiliar $v_{sw-bu}(t)$ mediante un filtro de frecuencia de corte f_{c-bu} . La representación en el espectro de la tensión en el nodo de conmutación $|v_{sw-bu}(f)|^2$ posee un valor de continua y contenido armónico a la frecuencia de conmutación del convertidor reductor auxiliar f_{bu} y sus múltiplos. La frecuencia de corte f_{c-bu} está diseñada con el fin de atenuar las componentes armónicas de conmutación de $|v_{sw-bu}(f)|^2$, minimizando el rizado en V_2 . En la figura 4.26 se muestra que, aunque la frecuencia f_{bu} , la frecuencia de señal f_{sig} y la frecuencia del TIBuck f_{ti} se elijan lo suficientemente separadas, parte de las posibles componentes armónicas de conmutación presente en V_2 , representado por el k -ésimo armónico de la frecuencia f_{bu} , puede coincidir dentro del ancho de banda de señal. Con el fin de minimizar este efecto, la frecuencia de conmutación f_{bu} y la frecuencia de corte f_{c-bu} han de ser diseñadas con el objetivo de minimizar el rizado en la tensión V_2 , pudiendo considerar despreciable este efecto.

En términos generales, la solución de *driver* VLC basado en la técnica de división

de potencia en un convertidor TIBuck presenta ventajas y desventajas con respecto a la solución inicial de división de potencia basada en dos convertidores reductores mostrada en la figura 4.19. El convertidor TIBuck con convertidor reductor auxiliar consigue una mejora del rendimiento, resolución y aumento del ancho de banda similares a la solución basada en dos convertidores reductores, pero simplificando la alimentación del sistema. El convertidor TIBuck requiere de una única tensión de entrada, en contraposición con las dos tensiones de entrada (una de ellas aislada) de la otra opción. En cambio, la reducción de la resolución y eficiencia debidos al cambio de temperatura en el conjunto de LEDs presentan una desventaja con respecto a la solución con dos convertidores reductores, en la cual ni la resolución ni el estrés en tensión en el convertidor rápido dependen de la subida de temperatura en el conjunto de LEDs.

Rendimiento global y análisis en potencia

Como se ha visto anteriormente, el convertidor es modificado para generar la tensión auxiliar V_2 mediante un convertidor reductor auxiliar de baja frecuencia de conmutación desde la tensión de entrada V_1 . Esto hace que la modificación del convertidor TIBuck esté formado de forma efectiva por dos convertidores (un convertidor reductor de alta frecuencia y un convertidor reductor auxiliar) con parámetros de funcionamiento muy diferentes y por tanto, con rendimientos posiblemente diferentes. El estudio del rendimiento del convertidor TIBuck es presentado en [174] en función de la tensión de salida, la tensión auxiliar V_2 y el rendimiento del convertidor de alta frecuencia. En este estudio se supone que V_2 se obtiene con rendimiento unitario, no siendo el caso de este sistema. Utilizando el mismo análisis, en este apartado se obtiene el rendimiento del convertidor TIBuck teniendo en cuenta también el rendimiento del convertidor auxiliar usado. Además, para simplificar el análisis en potencia se aproxima la tensión de salida $v_o(t)$ por su valor medio V_o .

- **Rendimiento global:** Tras una serie de transformaciones sobre el circuito original del convertidor TIBuck de la figura 4.21a se puede obtener el esquema de la figura 4.27.

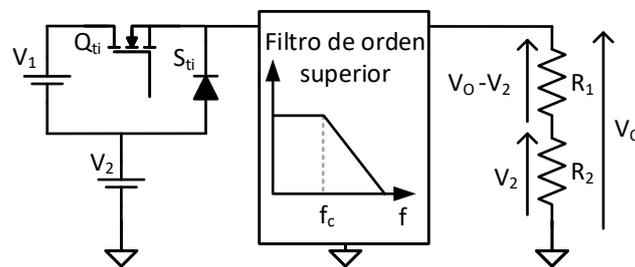


Figura 4.27: Modificación de esquema circuital del convertidor TIBuck.

En este esquema se sustrae la tensión auxiliar V_2 de la tensión de entrada V_1 , quedando $V_1 - V_2$ como tensión efectiva de entrada del convertidor de alta frecuencia y V_2 la tensión entre el convertidor y masa. Como primera aproximación, la carga del convertidor se supone resistiva, no siendo así en el caso de un *driver* VLC, donde se utilizan LEDs. Tras realizar el análisis de potencia con carga resistiva, al final de este apartado se aplican las peculiaridades del

uso de LEDs como carga. La carga R del convertidor se divide en R_1 y R_2 , definidas como

$$R_1 = \frac{V_o - V_2}{V_o} R, \quad (4.22)$$

$$R_2 = \frac{V_2}{V_o} R, \quad (4.23)$$

de forma que la tensión sobre R_2 es V_2 y la tensión sobre R_1 es $V_o - V_2$. Asumiendo que el filtro de orden superior no tiene pérdidas, esto permite separar directamente el circuito formado por la tensión V_2 y la resistencia R_2 del resto como se muestra en la figura 4.28.

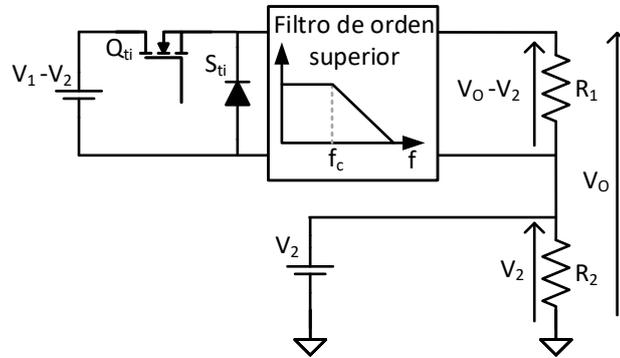


Figura 4.28: Modificación de esquema circuital del convertidor TIBuck, donde se modifica la tensión de entrada y la carga.

Esta transformación permite analizar por separado la potencia procesada a alta frecuencia por un convertidor y la potencia procesada por la fuente V_2 . En el último paso se añade el efecto del convertidor de baja frecuencia auxiliar que genera la tensión V_2 a partir de la tensión de entrada V_1 . El esquema final se muestra en la figura 4.29.

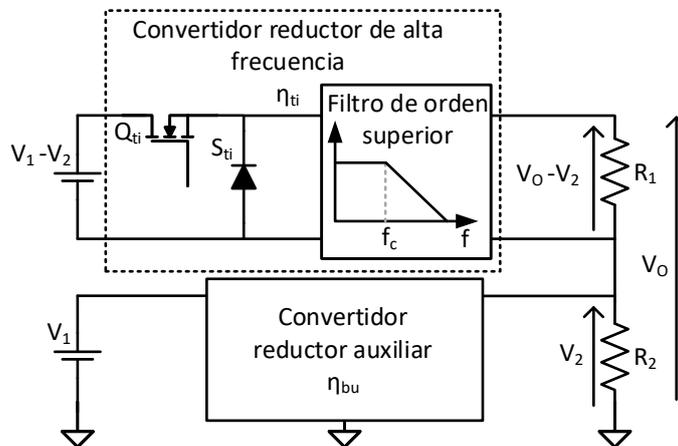


Figura 4.29: Modificación de esquema circuital del convertidor TIBuck, donde cada convertidor equivalente se modela por su rendimiento.

El convertidor de alta frecuencia puede ser analizado como un convertidor reductor normal con tensión de entrada $V_1 - V_2$, carga R_1 , tensión de salida $V_o - V_2$ y rendimiento η_{ti} . El convertidor reductor auxiliar es también analizado como un reductor normal con una tensión de entrada V_1 , una carga R_2 , una tensión de salida V_2 y un rendimiento η_{bu} . La potencia de salida total P_o se puede escribir como

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (4.24)$$

y, usando (4.22) y (4.23), las potencias de salida individuales de cada uno de los convertidores P_{ti-o} y P_{bu-o} se pueden escribir como

$$P_{ti-o} = \frac{V_o(V_o - V_2)}{R} \quad (4.25)$$

$$P_{bu-o} = \frac{V_o V_2}{R}. \quad (4.26)$$

Por otro lado, las potencias de entrada de cada convertidor P_{ti-in} y P_{bu-in} pueden ser escritas como

$$P_{ti-in} = \frac{P_{ti-o}}{\eta_{ti}} \quad (4.27)$$

$$P_{bu-in} = \frac{P_{bu-o}}{\eta_{bu}} \quad (4.28)$$

como cociente entre la potencia de salida y el rendimiento de cada convertidor. El rendimiento de la topología completa del TIBuck, denotado como η_t , puede obtenerse usando (4.24), (4.25), (4.26), (4.27) y (4.28) como

$$\begin{aligned} \eta_t &= \frac{P_{out}}{P_{ti-in} + P_{bu-in}} = \frac{\frac{V_o^2}{R}}{\frac{P_{ti-o}}{\eta_{ti}} + \frac{P_{bu-o}}{\eta_{bu}}} = \frac{V_o}{\frac{(V_o - V_2)}{\eta_{ti}} + \frac{V_2}{\eta_{bu}}} = \\ &= \eta_{ti} \eta_{bu} \frac{1}{\eta_{ti} \left(\frac{V_2}{V_o} \right) + \eta_{bu} \left(1 - \frac{V_2}{V_o} \right)} = \\ &= \eta_{ti} \eta_{bu} \frac{1}{\eta_{ti} \alpha + \eta_{bu} (1 - \alpha)}, \end{aligned} \quad (4.29)$$

donde α se define como

$$\alpha = \frac{V_2}{V_o}. \quad (4.30)$$

En (4.29) se observa que es el parámetro α el que define la potencia procesada por cada convertidor, y por lo tanto, cuanto peso tiene el rendimiento de cada convertidor en el rendimiento total. Si $V_2 = 0$, donde el TIBuck sería igual

que un convertidor reductor tradicional, el rendimiento total usando (4.29) es $\eta_t = \eta_{ti}$, debido a que toda la potencia sería procesada por el convertidor de alta frecuencia. En el otro caso extremo, si $V_2 = V_o$ y aplicándolo a (4.29), se obtiene que el rendimiento total $\eta_t = \eta_{bu}$, donde se observa que toda la potencia sería procesada por el convertidor reductor auxiliar.

- **Análisis en potencia:** El análisis anterior es un análisis general ya que no se han considerado las peculiaridades del convertidor TIBuck como *driver* VLC. En el caso de utilizar un convertidor TIBuck con un conjunto de LEDs como carga, se pueden definir los valores V_2 y V_o a partir de los límites del LED. Usando (4.17) se puede obtener que V_2 . En el caso de la tensión media de salida V_o , esta se encuentra en el punto medio de la zona lineal del conjunto de LEDs, obteniendo

$$V_o = n \left(\frac{V_{max} + V_{th}}{2} \right). \quad (4.31)$$

Usando (4.17) y (4.31) en (4.30), se puede definir el parámetro α en función de los parámetros del conjunto de LEDs, obteniendo

$$\alpha = \frac{2V_{th}}{V_{max} + V_{th}}. \quad (4.32)$$

Se puede observar que el parámetro α no depende del número de LEDs n . Si se toman valores típicos de los HB-LEDs comerciales, como $V_{th} \approx 3$ V y $V_{max} \approx 4$ V, se puede obtener un valor genérico de α para cualquier implementación de un convertidor TIBuck como *driver* VLC. Con estos valores genéricos se obtiene $\alpha \approx 0.86$. Por simplicidad, en este valor no se tiene en cuenta el cambio con respecto a la temperatura de los límites del LED.

Un análisis de interés consiste en ver la influencia en el rendimiento global η_t a partir del rendimiento de cada uno de los convertidores. Para esto, utilizando el parámetro α anteriormente calculado, y haciendo un barrido en el rendimiento de uno de los convertidores, y manteniendo el otro constante, se puede obtener dicha influencia. Realizando dicho análisis sobre la ecuación (4.29), se obtienen las curvas de la figura 4.30.

En esta figura se muestra como varía el rendimiento global η_t en dos casos: variando η_{ti} dejando constante $\eta_{bu} = 0.95$, y viceversa, variando η_{bu} dejando constante $\eta_{ti} = 0.95$. El valor de 0.95 es escogido como valor de referencia de un rendimiento realista de los convertidores. El barrido de eficiencia se hace entre 0.8 y 1, y así analizar la variación del rendimiento fácilmente. El valor α del diseño adaptado a la respuesta del LED hace que la mayor parte de la potencia sea entregada por el convertidor reductor auxiliar. Esto se observa en la diferencia en la variación de η_t en función de η_{ti} y η_{bu} . Variar η_{ti} entre 0.8 y 1 dejando constante η_{bu} genera una variación mucho más pequeña que en el caso contrario. Este efecto resulta muy útil debido a la diferencia de eficiencia entre ambos convertidores. Como se expuso anteriormente, la eficiencia η_{ti} del convertidor de alta frecuencia será menor debido a las altas pérdidas de conmutación, pero debido a que entrega menos potencia, el rendimiento global se verá menos penalizado.

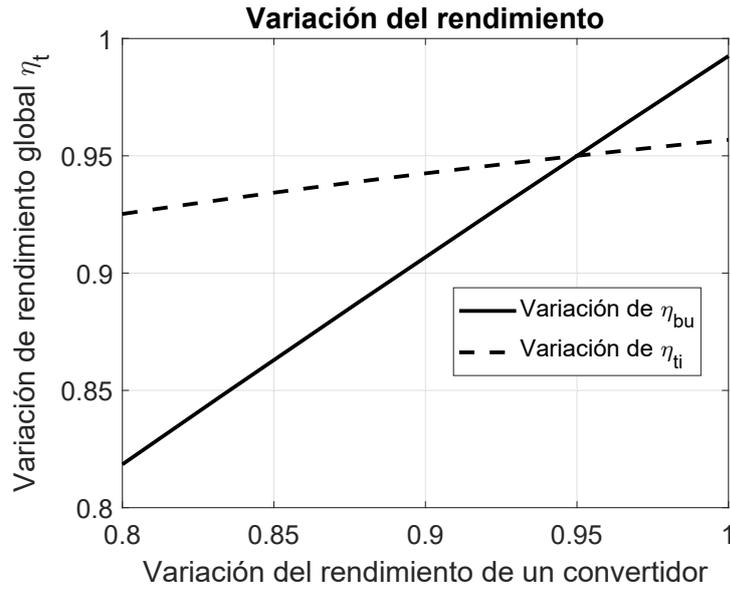


Figura 4.30: Dependencia del rendimiento global del convertidor TIBuck η_t en función de la variación del rendimiento del convertidor de alta frecuencia η_{ti} o del convertidor auxiliar η_{bu} .

Resultados experimentales

A continuación, se presenta el diseño y resultados experimentales de un prototipo de convertidor TIBuck adaptado para funcionar como *driver* VLC siguiendo guías de diseño expuestas anteriormente. En la figura 4.31 se muestra el prototipo construido y en la figura 4.32 se muestra el esquema circuital y el diagrama de bloques del control utilizado.

El diseño se basa en la modificación anteriormente introducida de incluir un convertidor auxiliar reductor de baja frecuencia, el cual está al cargo de genera la tensión V_2 necesaria para el convertidor TIBuck desde la tensión de entrada V_1 . El control del convertidor TIBuck y del convertidor reductor auxiliar se implementa mediante una FPGA *Nexys A7*. Internamente, la FPGA implementa un control de corriente por los LEDs, el cual compara la corriente media por los LEDs con la referencia de iluminación. Este control gobierna las señales de puerta del convertidor reductor auxiliar. De esta manera, el control de la corriente media que circula por el conjunto de LEDs es implementado mediante variaciones del valor de la tensión V_2 (controladas por el lazo de realimentación), siguiendo la ecuación (4.21). Por otro lado, la FPGA también controla el convertidor TIBuck, el cual funciona en lazo abierto reproduciendo la señal de comunicaciones generada mediante el bloque modulador.

Como parámetros generales del diseño, el convertidor TIBuck alimenta a una carga de 8 HB-LEDs *XLamp MX-3* en serie desde una tensión de entrada de $V_1 = 28$ V. El valor de tensión de entrada se diseña para estar próxima a la máxima tensión soportada por el conjunto de LEDs a temperatura ambiente, siguiendo la ecuación (4.16), pero ligeramente menor, con el fin de compensar el efecto de pérdida de resolución mostrado en la figura 4.25. Se estima un descenso de la tensión máxima del LED desde los 4 V a los 3.5 V cuando el conjunto de LEDs se estabilice en temperatura. La corriente media por el conjunto de LEDs se mantiene en 0.25 A,

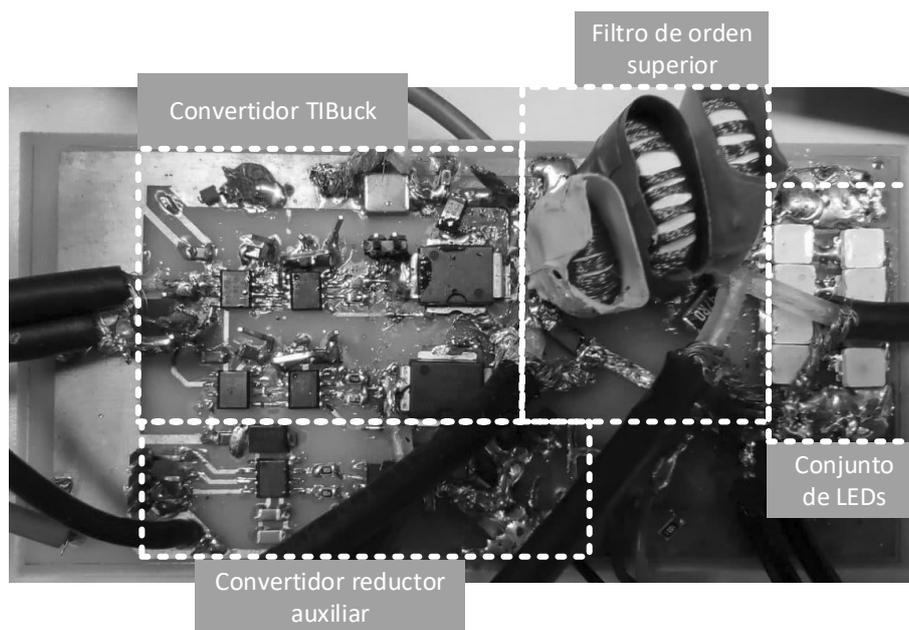


Figura 4.31: Prototipo usado en la prueba de concepto del convertidor TIBuck como *driver* VLC basado en la división de potencia.

en el punto medio de la zona lineal del conjunto de LEDs.

A continuación, se exponen las diferentes partes del diseño específico del convertidor TIBuck como *driver* VLC:

- **Diseño del convertidor reductor auxiliar:**

El convertidor reductor auxiliar se diseña con una frecuencia de conmutación de $f_{bu} = 100$ kHz, un filtro de 2° orden con frecuencia de corte de $f_{c-bu} = 10$ kHz, una década por debajo. Como se muestra anteriormente en la figura 4.26, en la elección de la frecuencia de conmutación f_{bu} y la frecuencia de corte f_{c-bu} se ha de definir una relación de compromiso. Aumentar la frecuencia de conmutación hace que los elementos reactivos del filtro sean de menor tamaño, pero aumenta las pérdidas de conmutación. Por otro lado, reducir la frecuencia de conmutación aumentaría el volumen de los elementos reactivos, pero reduciría las pérdidas de conmutación. Otro factor a tener en cuenta es la elección de la frecuencia de corte f_{c-bu} . Una frecuencia de corte muy próxima a la frecuencia de conmutación haría posible la aparición de rizado en la tensión V_2 , que se vería trasladado a la tensión en el conjunto de LEDs y, por lo tanto, a la señal de comunicaciones. Por lo tanto, el filtro ha de ser diseñado para mitigar dicho rizado, ya que algunos armónicos de conmutación pueden estar próximos a las frecuencias del espectro de comunicación, haciendo que este rizado añada ruido a la señal de comunicación. Los valores reactivos del filtro están mostrados en la tabla 4.3.

El convertidor reductor auxiliar funciona en lazo cerrado cuyo control está implementado en la FPGA. La corriente es medida con un sensor resistivo colocado en serie con el conjunto de LEDs. Esta corriente tiene, además del valor medio, componentes de alta frecuencia de la señal de comunicaciones que

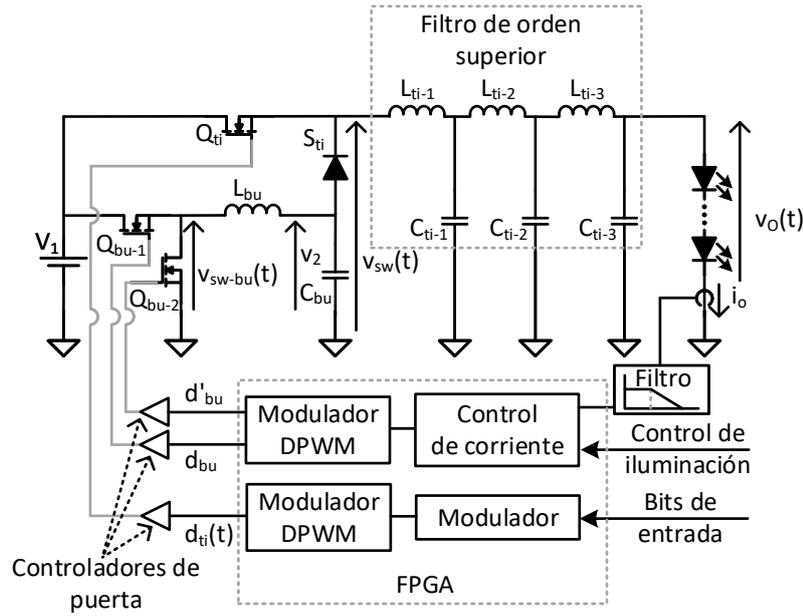


Figura 4.32: Esquema circuital y de control del prototipo de la implementación del convertidor TIBuck.

Q_{bu-1} y Q_{bu-2}	Controlador de puerta	L_{bu}	C_{bu}
<i>CSD88539</i>	<i>ISL6700</i>	$49\mu H$	$9\mu F$

Tabla 4.3: Lista de componentes utilizados en el convertidor reductor auxiliar.

se transmite, que han de ser filtradas. Un filtro paso bajo elimina las componentes de señal, dejando solamente el valor medio, el cual es introducido en la FPGA mediante un ADC. El control de corriente implementa un regulador PI con un ancho de banda de 10 Hz. El regulador controlará la corriente media por el conjunto de LEDs contrarrestando los efectos por el cambio de temperatura que sufren los LEDs. Este efecto tiene una dinámica lenta, y por tanto, el regulador no tiene ningún requerimiento de tener un amplio ancho de banda, facilitando su diseño.

Cabe destacar que la dinámica del convertidor reductor auxiliar se puede aproximar a la de un convertidor reductor tradicional siempre que se cumplan algunas consideraciones en el diseño. Si las frecuencias de conmutación del convertidor reductor auxiliar y del convertidor TIBuck estén lo suficientemente separadas, las consideraciones hechas anteriormente y mostradas en la ecuación (4.21) siguen siendo correctas. Además, esto implicaría que la frecuencia de corte del filtro f_{c-bu} está muy por debajo de la frecuencia del filtro del TIBuck, como se muestra en la figura 4.26, y sería la respuesta del filtro del convertidor reductor auxiliar la que limitaría el comportamiento dinámico del convertidor.

En cuanto a la selección de componentes, el convertidor reductor auxiliar se implementa en modo síncrono usando el integrado MOSFETs *CSD88539*, teniendo en el mismo chip los transistores Q_{bu-1} y Q_{bu-2} , y un controlador de puerta de medio puente *ISL6700*. La lista completa de componentes del con-

vertidor se encuentra en la tabla 4.3.

■ **Esquema de comunicación:**

Con el fin de probar las capacidades de comunicación del TIBuck, se elige un esquema de modulación de portadora única 64-QAM. Este esquema de modulación con variaciones de amplitud y fase, además de alta complejidad, permite la prueba de concepto del uso del TIBuck como *driver* VLC. La frecuencia de portadora es de $f_{sig} = 1$ MHz y el periodo de símbolo de 4 periodos de señal. Con estos parámetros, se alcanza una tasa binaria máxima de 1.5 Mbps.

■ **Diseño del convertidor TIBuck:**

El convertidor TIBuck ha de ser capaz de reproducir una señal modulada de 1 MHz con baja distorsión y alto rendimiento. La frecuencia de conmutación f_{sw} , frecuencia de corte f_c y el orden del filtro se diseñan a partir del esquema de modulación elegido. Además, se tiene que encontrar una solución de compromiso entre rendimiento, resolución y el orden del filtro. Cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación, mayores serán las pérdidas de conmutación y menor será la resolución del ciclo de trabajo, pero el diseño del filtro se simplifica, pudiendo reducir el orden del filtro necesario. Por otro lado, reducir la frecuencia de conmutación permite reducir las pérdidas de conmutación y aumentar la resolución del ciclo de trabajo, pero complica el diseño del filtro. El filtro ha de ser capaz de dejar pasar correctamente el espectro de comunicaciones y atenuar suficientemente las componentes armónicas de conmutación. Esto impone unas restricciones sobre cuanto se pueden aproximar la frecuencia de conmutación del convertidor y la máxima frecuencia de comunicación en función del orden del filtro, tipo de filtro y distorsión [25], [144]. La frecuencia de conmutación elegida es de 10 MHz, una década por encima de la frecuencia de portadora f_{sig} . El filtro usado es un filtro paso bajo de 6° orden con frecuencia de corte 2.5 MHz. Los valores reactivos se muestran en la tabla 4.4.

L_{TI-1}	C_{TI1}	L_{TI2}	C_{TI2}	L_{TI3}	C_{TI3}
$1,7\mu H$	$9,9nF$	$2,2\mu H$	$9,9nF$	$1,9\mu H$	$5,72nF$

Tabla 4.4: Componentes reactivos del filtro de salida paso bajo de 6° orden del convertidor TIBuck.

En cuanto a los componentes usados, el MOSFET de RF *PD84010S-E* se utiliza como Q_{ti} y el diodo *UPS115UE3* como S_{ti} . Debido a la alta frecuencia de conmutación, se usan el controlador de puerta *EL7155CSZ*. Debido a que Q_{ti} no se encuentra referido a la masa del convertidor, se hace necesario el uso de un aislador para la señal de entrada del controlador de puerta, para lo cual se utiliza el aislador digital *ISO721*.

Q_{ti}	S_{ti}	Controlador de puerta	Aislador
<i>PD84010-E</i>	<i>UPS115UE3</i>	<i>EL7155CSZ</i>	<i>ISO721</i>

Tabla 4.5: Lista de componentes utilizados en el convertidor TIBuck.

■ **Formas de onda experimentales:**

El prototipo diseñado se evalúa de forma experimental mediante la reproducción de una señal de comunicaciones del esquema de modulación 64-QAM elegido. Durante su funcionamiento, el rendimiento del convertidor es medido y se obtienen las formas de onda más representativas.

Con el fin de medir el rendimiento, la potencia de entrada es medida directamente con dos multímetros de alta precisión, midiendo el valor medio de la tensión y corriente de entrada. La potencia de salida, debido a las componentes de alta frecuencia de señal, se calcula extrayendo las señales mediante un osciloscopio y calculando la potencia a través del post procesado de ellas usando Matlab. El rendimiento es medido con el convertidor TIBuck transmitiendo una secuencia generada aleatoriamente 64-QAM, alcanzando un rendimiento del 94 % con una potencia de salida media de 7 W.

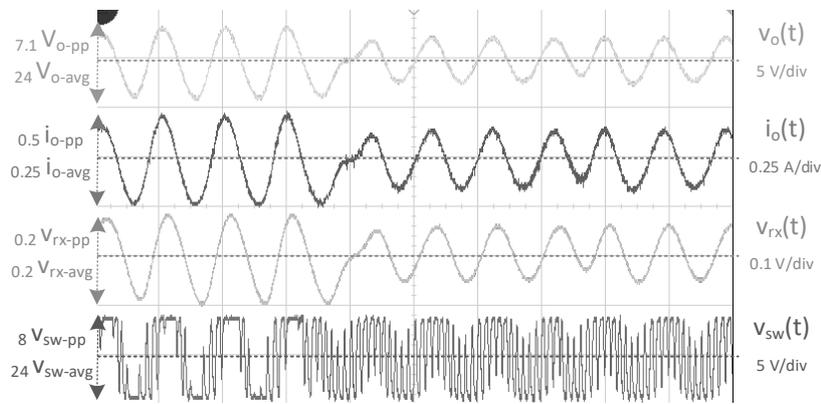


Figura 4.33: Formas de onda más significativas durante el funcionamiento del prototipo, donde $v_o(t)$ es la tensión de salida, $i_o(t)$ la corriente de salida, $v_{rx}(t)$ la tensión en el receptor óptico y $v_{sw}(t)$ la tensión en el nodo de conmutación en el convertidor TIBuck. Se muestran el valor pico a pico (subíndice -pp) y el valor medio (subíndice -avg) de las señales.

Para validar el correcto funcionamiento del convertidor TIBuck como *driver* VLC, la figura 4.33 muestra las formas de onda más representativas reproduciendo una señal de comunicaciones. $v_o(t)$ e $i_o(t)$ son la tensión y la corriente por el conjunto de LEDs. La corriente media se mantiene constante controlada por el convertidor reductor auxiliar, mientras que el valor instantáneo de la corriente sigue la señal de comunicaciones impuesta por el convertidor TIBuck. Además, la corriente nunca llega a ser nula, de forma que se evita el funcionamiento en la zona de la tensión de codo del conjunto de LEDs y, por tanto, la distorsión que se produce en esa zona. La tensión $v_{sw}(t)$ es la tensión en el nodo de conmutación del convertidor TIBuck, siendo esta una señal cuadrada que varía entre V_1 y V_2 . El valor de V_2 es controlado por el convertidor reductor auxiliar con el fin de controlar la corriente media por el conjunto de LEDs. Sin tener en cuenta ningún efecto de temperatura y según la hoja de características del fabricante del LED, a una temperatura ambiente de 25°C la tensión media sobre el conjunto de LEDs para una corriente de 0.25 A debería ser $V_{o-avg} = 28$ V. En el ejemplo de operación mostrado en la figura

4.33, tras unos minutos de operación en el que se estabiliza la temperatura, la tensión media desciende a $V_{o-avg} = 24 \text{ V}$, un 14% menor.

Con el objetivo de validar la correcta conversión de la señal de comunicaciones en variaciones de intensidad lumínica, se mide la señal de luz emitida por el conjunto de LEDs. Para poder medir las variaciones rápidas de la luz emitida, se utiliza un receptor óptico *Thorlabs PDA10A-E* de gran ancho de banda. Este receptor es colocado directamente en frente del conjunto de LEDs, obteniendo la tensión $v_{rx}(t)$ a su salida. En la señal de salida del receptor se observa el correcto funcionamiento de la transmisión, obteniendo una forma de onda proporcional a la corriente circulando por el conjunto de LEDs.

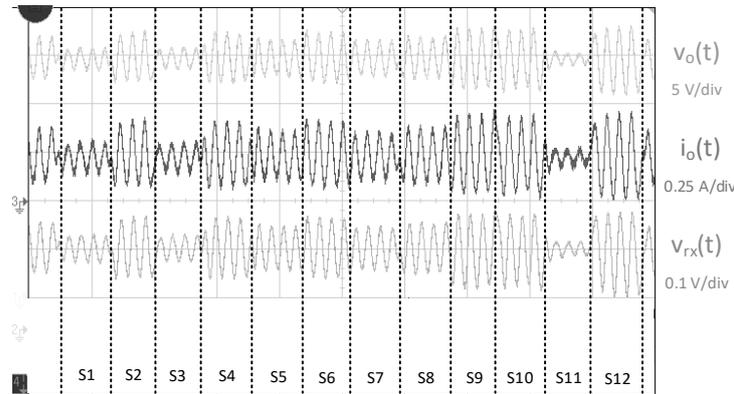


Figura 4.34: Tensión de salida $v_o(t)$, corriente de salida $i_o(t)$ y tensión en el receptor óptico $v_{rx}(t)$ durante la transmisión de 12 símbolos.

La figura 4.34 muestra la transmisión de una secuencia de símbolos durante un periodo de tiempo más amplio, en este caso 12 símbolos diferentes del esquema de modulación 64-QAM. El convertidor es capaz de reproducir las variaciones de amplitud y fase necesarias para la comunicación, como puede ser observado en las señales de tensión $v_o(t)$, corriente $i_o(t)$. La señal del receptor $v_{rx}(t)$, y por lo tanto la luz emitida por los LEDs, también es capaz de reproducir los diferentes símbolos de la comunicación.

4.5.4. Arquitectura elevador/reductor paralelo/serie

Introducción

Como se vio anteriormente, las propuestas de *drivers* basados en la división de la potencia consiguen mejoras en todos los aspectos con respecto a los *drivers* VLC integrados, especialmente en términos de eficiencia y resolución del control de la tensión de salida. Si bien estas mejoras justifican el uso de estas alternativas, ambas implementaciones no están exentas de desventajas. Como se vio anteriormente, la propuesta de división de la potencia basada en dos convertidores reductores introducía complicaba el diseño del sistema de alimentación, necesitando de dos alimentaciones diferentes, donde una de ellas ha de ser aislada. Por el otro lado, la propuesta del uso del convertidor TIBuck simplifica de forma intrínseca la necesidad de una alimentación aislada, pero siguen necesitando de dos tensiones de alimentación. Con la modificación propuesta anteriormente, una de las tensiones

necesarias para el convertidor TIBuck puede ser obtenida mediante el uso de un convertidor reductor auxiliar, simplificando el sistema de alimentación del convertidor. La principal desventaja de la propuesta del convertidor TIBuck como *driver* VLC es la dependencia de la resolución del control de la tensión de salida en función de la temperatura, donde solamente se puede obtener el máximo de resolución para una temperatura concreta. En este apartado se presenta una solución basada en el reparto de la potencia buscando obtener las ventajas de las anteriores propuestas y, además, solucionar las desventajas introducidas por cada una de ellas. La propuesta está basada en el uso de un convertidor elevador de baja frecuencia de conmutación y un convertidor reductor de alta frecuencia de conmutación y respuesta rápida en configuración paralelo/serie. Los convertidores están conectados en paralelo con respecto a la entrada, compartiendo la tensión de alimentación. Por otro lado, las salidas de los convertidores están conectadas en serie con respecto al conjunto de LEDs, generando una conexión diferencial en los mismos.

Análisis de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie

- Principio de operación:** En la figura 4.35a se muestra el diagrama de bloques de la configuración propuesta de la arquitectura de convertidor elevador y convertidor reductor con conexión paralelo a la entrada y serie a la salida como *driver* VLC, denominada arquitectura elevador/reductor paralelo/serie a partir de este punto. En la figura 4.35b se muestran las formas de onda más significativas para ejemplificar el funcionamiento, y donde las relaciones de diseño entre tensiones de los convertidores y valores del conjunto de LEDs se irán deduciendo a continuación.

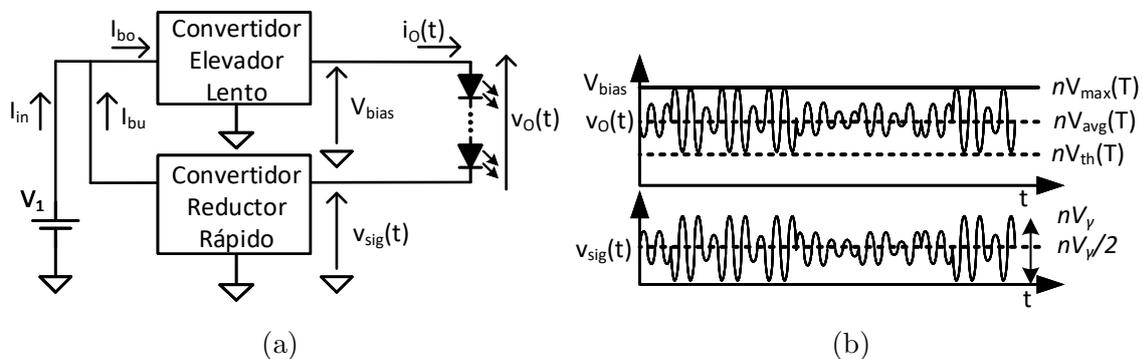


Figura 4.35: Representación del funcionamiento de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie. En (a) se muestra el diagrama de bloques de la arquitectura. En (b) se muestran las formas de onda más significativas.

Ambos convertidores están conectados a la misma tensión de entrada V_1 , desde la cual el convertidor elevador genera la tensión de salida constante V_{bias} de polarización, y el convertidor reductor rápido genera la tensión $v_{sig}(t)$, reproduciendo una señal de comunicaciones. Las salidas se encuentran conectadas en serie con un conjunto de n LEDs en una configuración de conexión diferencial. Esta conexión aprovecha la ventaja de los LEDs como carga de poder ser conectados de manera flotante sin ser referidos a la masa del circuito.

Con el fin de hacer trabajar al conjunto de n LEDs dentro de su zona lineal, la tensión sobre los LEDs $v_o(t)$ ha de estar entre la tensión de codo $nV_{th}(T)$ y la

tensión máxima $nV_{max}(T)$. Se define además la tensión media de la zona lineal del conjunto de n LEDs como $nV_{avg}(T)$. Es importante destacar la dependencia con la temperatura T de estos valores, denotado como (T) .

En cambio, amplitud del rango lineal del conjunto de LEDs nV_γ , definida como

$$nV_\gamma = nV_{max}(T) - nV_{th}(T), \quad (4.33)$$

no tiene dependencia con la temperatura. Por simplicidad, los límites de la zona lineal del conjunto de LEDs se definen a partir del punto medio de la zona lineal $nV_{avg}(T)$ y de la amplitud del rango lineal del conjunto de LEDs nV_γ como

$$nV_{max}(T) = nV_{avg}(T) + nV_\gamma/2, \quad (4.34)$$

$$nV_{th}(T) = nV_{avg}(T) - nV_\gamma/2. \quad (4.35)$$

Como se deduce de las ecuaciones (4.34) y (4.35), controlando $nV_{avg}(T)$ con respecto a la temperatura, se puede mantener al conjunto de LEDs funcionando dentro de la zona lineal. Siguiendo el esquema de la figura 4.35a, la tensión sobre el conjunto de LEDs $v_o(t)$ es

$$v_o(t) = v_{bias} - v_{sig}(t). \quad (4.36)$$

Es importante tener presente que la tensión de salida del convertidor elevador v_{bias} solamente contiene componente de continua V_{bias} (asumiendo despreciable el rizado), mientras que la tensión de salida del convertidor reductor $v_{sig}(t)$ puede ser representada en función de su valor medio V_{sig} y variación de señal $\Delta v_{sig}(t)$ como

$$v_{sig}(t) = V_{sig} + \Delta v_{sig}(t). \quad (4.37)$$

■ **Resolución del convertidor reductor:**

El objetivo es mantener el valor medio de la tensión sobre el conjunto de LEDs V_o igual al valor medio de la zona lineal del conjunto de LEDs $nV_{avg}(T)$ para cualquier temperatura. Es importante destacar que la tensión media sobre los LEDs solamente depende del valor medio de las tensiones de salida de ambos convertidores V_{bias} y V_{sig} , resultando

$$V_o = nV_{avg}(T) = V_{bias} - V_{sig}. \quad (4.38)$$

La ecuación (4.38) muestra que el punto de polarización del conjunto de LEDs $nV_{avg}(T)$ puede ser controlado mediante la tensión media de cualquiera de los convertidores. Si el control se implementa mediante el convertidor elevador, es la tensión de salida V_{bias} la que se vuelve dependiente de la temperatura T del conjunto de LEDs. Esto permite que no haya dependencia con la temperatura en el valor medio de la tensión del convertidor reductor, permitiendo diseñar esta para maximizar su resolución en el control de la tensión de salida.

Siendo $d_{bu}(t)$ el ciclo de trabajo de la señal PWM que controla el convertidor reductor, se puede expresar la tensión de salida $v_{sig}(t)$ en función de la tensión de entrada V_1 y el ciclo de trabajo $d_{bu}(t)$ como

$$v_{sig}(t) = V_1 d_{bu}(t). \quad (4.39)$$

Sustituyendo (4.39) en (4.36), se obtiene

$$v_o(t) = V_{bias} - V_1 d_{bu}(t), \quad (4.40)$$

siendo el rango de variación del ciclo de trabajo $d_{bu}(t)$ entre 0 y 1, la mayor tensión de salida sucede con $d_{bu} = 0$ y la menor tensión de salida con $d_{bu} = 1$, definiendo estos valores el rango de variación de $v_o(t)$. La mayor tensión deseada en el conjunto de LEDs es $nV_{max}(T)$, que sustituyendo en (4.40) se obtiene la siguiente regla de diseño

$$nV_{max}(T) = V_{bias}. \quad (4.41)$$

Por otro lado, si para el valor máximo de ciclo de trabajo, $d_{bu} = 1$, se obtiene la menor tensión, y siendo la menor tensión útil sobre el conjunto de LEDs $nV_{th}(T)$, sustituyendo esta condición en (4.40) se obtiene

$$nV_{th}(T) = V_{bias} - V_1. \quad (4.42)$$

Las condiciones impuestas en el valor máximo y mínimo de la tensión $v_o(t)$ se encuentran representadas en la figura 4.36, donde se observa que todo el rango de variación del ciclo de trabajo produce tensiones útiles dentro del rango lineal del conjunto de LEDs.

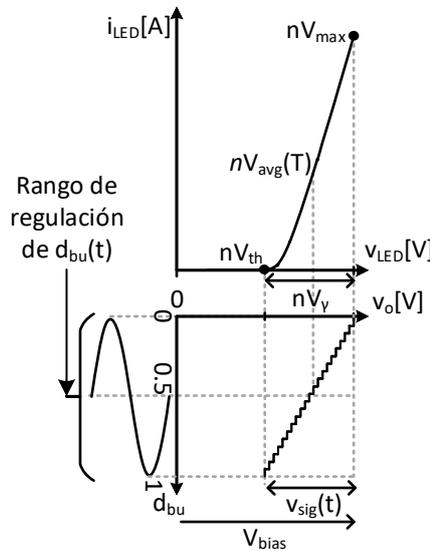


Figura 4.36: Rango de regulación de la tensión de salida con respecto al ciclo de trabajo del convertidor reductor de alta frecuencia.

Sustituyendo (4.41) en (4.42), y teniendo en cuenta la definición de nV_γ en (4.33), se obtiene

$$V_1 = nV_\gamma. \quad (4.43)$$

El resultado obtenido en (4.43) resulta muy útil porque determina el valor de la tensión de alimentación V_1 que maximiza el rango útil de trabajo del convertidor reductor. Este valor únicamente depende del rango lineal del conjunto de LEDs, nV_γ , que, como se explicó anteriormente, no tiene dependencia con la temperatura T . Esto implica que un diseño que cumpla la relación mostrada en (4.43), la cumplirá independientemente de la temperatura T . El mismo análisis ante el cambio de temperatura del conjunto de LEDs llevado a cabo en el convertidor TIBuck y mostrado en la figura 4.25, se realiza para esta solución y es mostrado en la figura 4.37.

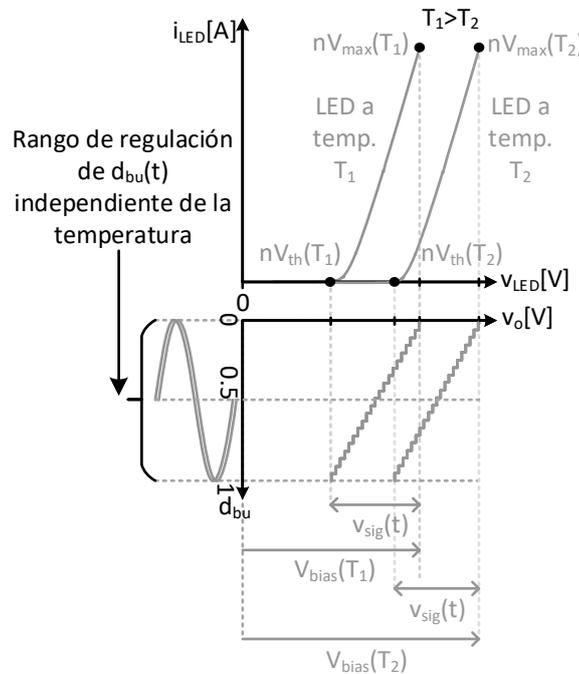


Figura 4.37: Rango de regulación de la tensión de salida con respecto al ciclo de trabajo del convertidor reductor de alta frecuencia ante la variación de la temperatura en el conjunto de LEDs.

En esta figura se muestra el rango de regulación de la tensión de salida del convertidor reductor ante el cambio de temperatura del conjunto de LEDs entre las temperaturas T_1 y T_2 , donde $T_1 > T_2$. Al implementar el control de temperatura en la tensión de salida del convertidor elevador por medio de V_{bias} cumpliendo (4.41), la tensión de salida del convertidor elevador siempre corresponde con la máxima tensión en el conjunto de LEDs. De esta manera, el valor mínimo de $d_{bu}(t)$ corresponde con la máxima tensión sobre el conjunto de LEDs, y el valor máximo de $d_{bu}(t)$ corresponde con el valor mínimo sobre el conjunto de LEDs, cumpliéndose siempre ambas condiciones independientemente de la temperatura. En resumen, esta configuración consigue solucionar

el problema explicado anteriormente del convertidor TIBuck donde la resolución no se mantenía máxima con el cambio de temperatura del conjunto de LEDs.

■ **Control del valor medio de la tensión de salida:**

Como se explicó anteriormente, el control del valor medio de la tensión de salida se realiza mediante el convertidor elevador. Siendo D_{bias} el ciclo de trabajo del convertidor elevador, V_{bias} puede ser expresada usando la relación del ciclo de trabajo de un convertidor elevador como

$$V_{bias} = \frac{V_1}{1 - D_{bias}}. \quad (4.44)$$

Sustituyendo (4.44) en (4.38) y teniendo en cuenta que el valor medio del ciclo de trabajo del convertidor reductor, D_{bu} queda fijado en 0.5 para maximizar el rango de variación, se obtiene

$$V_o = nV_{avg}(T) = \frac{V_1}{1 - D_{bias}} - \frac{V_1}{2}, \quad (4.45)$$

siendo esta la relación entre el ciclo de trabajo del convertidor elevador, tensión de entrada y valor medio de la tensión de salida.

Análisis del flujo de potencia y rendimiento global

Una consideración importante que estudiar es el flujo de potencia entre los dos convertidores con el fin de estimar el balance de potencia entre ellos y el rendimiento total.

- **Flujo de potencia:** Como se muestra en la figura 4.35a, el convertidor elevador demanda una corriente I_{bo} de la tensión de entrada V_1 , mientras que, por otro lado, el convertidor reductor inyecta una corriente I_{bu} de vuelta. La corriente de entrada I_{in} puede ser escrita como

$$I_{in} = I_{bo} - I_{bu}. \quad (4.46)$$

El convertidor elevador inyecta potencia media al conjunto de LEDs, generando la tensión $V_{bias}(T)$ y la corriente media de salida I_o . La potencia de salida del convertidor elevador P_{bo-out} puede ser representada como

$$P_{bo-out} = I_o V_{bias}. \quad (4.47)$$

Parte de la potencia es procesada por el conjunto de LEDs, denominada P_{LED} . Usando (4.36), la potencia media P_{LED} puede ser escrita como

$$P_{LED} = I_o V_o = I_o (V_{bias} - V_{sig}), \quad (4.48)$$

donde V_o es la tensión media de la tensión de salida $v_o(t)$ y V_{sig} la tensión media de la tensión $v_{sig}(t)$. El resto de la potencia es procesada de vuelta por

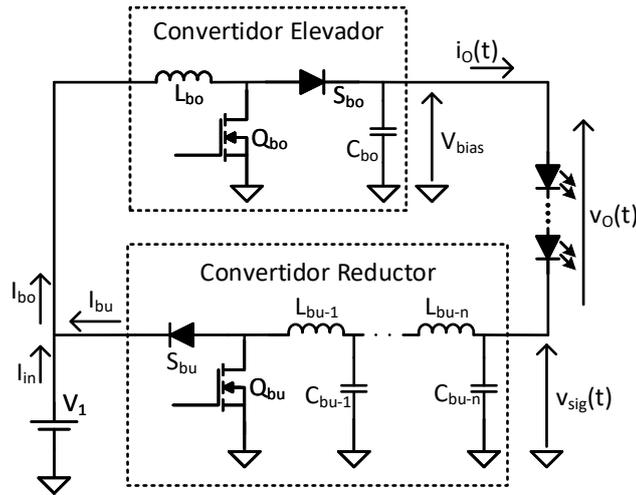


Figura 4.38: Implementación de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie donde los dos convertidores son asíncronos. Esto permite que ambos transistores estén referidos a masa.

el convertidor reductor, drenando una potencia de entrada P_{bu-in} que puede ser escrita como

$$P_{bu-in} = I_o V_{sig}, \quad (4.49)$$

inyectando la corriente I_{bu} de vuelta.

■ **Implementación simplificada de la arquitectura:**

Debido a la naturaleza del flujo de potencia de esta arquitectura se obtienen resultados interesantes que permiten simplificar la implementación. Un convertidor reductor que drena potencia en lugar de entregarla se puede analizar a todos los efectos como un convertidor elevador. Debido a este efecto, una posible implementación de la arquitectura propuesta es mostrada en la figura 4.38.

Si ambos convertidores se implementan en modo asíncrono, los dos transistores necesarios en la arquitectura están referidos a masa. Este detalle simplifica la implementación de la arquitectura, donde se elimina la necesidad de aisladores y fuentes flotantes para el control de los transistores, especialmente crítico en el transistor del convertidor reductor debido a su alta frecuencia. Además, en aplicaciones de baja potencia, la potencia consumida en la circuitería de control a altas frecuencias de conmutación se vuelve significativa comparada con la potencia del sistema. Cualquier simplificación en el control implica la mejora del rendimiento de la circuitería en general.

■ **Rendimiento global de la arquitectura:**

La arquitectura está implementada usando dos convertidores con topologías y parámetros de diseño muy diferentes. Es por esto por lo que se realiza un análisis del rendimiento global de la arquitectura en función del rendimiento de cada uno de los convertidores. En la figura 4.39 se muestra el esquema

del análisis donde η_{bo} es el rendimiento del convertidor elevador y η_{bu} es el rendimiento del convertidor reductor.

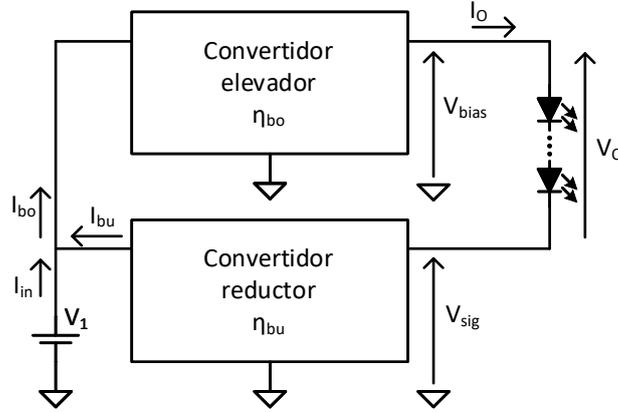


Figura 4.39: Diagrama de bloques de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie donde cada convertidor se modela por su rendimiento.

A partir de la figura 4.39, la potencia de entrada P_{in} se define como

$$P_{in} = V_1 I_{in} = V_1 (I_{bo} - I_{bu}), \quad (4.50)$$

mientras que la potencia de salida está definida en (4.48). Se define el rendimiento global como η_t como el cociente entre potencia de salida y potencia de entrada, y usando (4.48) y (4.50) se obtiene

$$\eta_t = \frac{P_{LED}}{P_{in}} = \frac{I_o (V_{bias} - V_{sig})}{V_1 (I_{bo} - I_{bu})} = \frac{I_o V_{bias} - I_o V_{sig}}{V_1 I_{bo} - V_1 I_{bu}}. \quad (4.51)$$

La potencia de entrada del convertidor elevador P_{bo-in} se puede escribir en función de la tensión de entrada V_1 y la corriente de entrada del convertidor elevador I_{bo} como

$$P_{bo-in} = V_1 I_{bo}. \quad (4.52)$$

La potencia de salida del convertidor reductor P_{bu-out} se puede escribir en función de la tensión de entrada V_1 y la corriente de salida del convertidor reductor I_{bu} como

$$P_{bu-out} = V_1 I_{bu}. \quad (4.53)$$

Sustituyendo (4.47), (4.49), (4.52) y (4.53) en (4.51) se obtiene

$$\eta_t = \frac{P_{bo-out} - P_{bu-in}}{P_{bo-in} - P_{bu-out}}. \quad (4.54)$$

Se escribe la potencia de entrada del convertidor elevador P_{bo-in} en función de su potencia de salida P_{bo-out} y su rendimiento η_{bo} como

$$P_{bo-in} = \frac{P_{bo-out}}{\eta_{bo}}. \quad (4.55)$$

Se escribe la potencia de salida del convertidor reductor P_{bu-out} en función de su potencia de entrada P_{bu-in} y su rendimiento η_{bu} como

$$P_{bu-out} = \eta_{bu} P_{bu-in}. \quad (4.56)$$

Sustituyendo (4.55) y (4.56) en (4.54) se obtiene

$$\begin{aligned} \eta_t &= \frac{P_{bo-out} - P_{bu-in}}{\frac{P_{bo-out}}{\eta_{bo}} - \eta_{bu} P_{bu-in}} = \frac{1 - \frac{P_{bu-in}}{P_{bo-out}}}{\frac{1}{\eta_{bo}} - \eta_{bu} \frac{P_{bu-in}}{P_{bo-out}}} \\ &= \eta_{bo} \frac{1 - \frac{P_{bu-in}}{P_{bo-out}}}{1 - \eta_{bo} \eta_{bu} \frac{P_{bu-in}}{P_{bo-out}}}. \end{aligned} \quad (4.57)$$

Se define el parámetro α como el cociente entre P_{bu-in} y P_{bo-out} , y usando (4.47) y (4.49) se obtiene

$$\alpha = \frac{P_{bu-in}}{P_{bo-out}} = \frac{I_o V_{sig}}{I_o V_{bias}} = \frac{V_{sig}}{V_{bias}}, \quad (4.58)$$

donde este parámetro depende del cociente entre la amplitud de la señal de comunicaciones $v_{sig}(t)$ y el nivel de polarización V_{bias} . Sustituyendo (4.58) en (4.57), se obtiene

$$\eta_t = \eta_{bo} \frac{1 - \alpha}{1 - \eta_{bo} \eta_{bu} \alpha}. \quad (4.59)$$

En (4.59) se observa la influencia del rendimiento de cada convertidor y del parámetro α (4.58) en el rendimiento global de la arquitectura η_t . En el caso extremo de no tener señal de comunicaciones, donde $v_{sig}(t) = 0$, aplicándolo a 4.59), el rendimiento total $\eta_t = \eta_{bo}$ el del convertidor elevador ya que toda la potencia sería procesada por el convertidor elevador.

- **Análisis en potencia:** Al igual que se hizo en el caso del convertidor TIBuck, al balance en potencia anterior se le aplican las restricciones de una carga de LEDs. En el caso de aprovechar todo el rango de trabajo del LED, la tensión V_{sig} se coloca en el punto pedio de la zona lineal, siendo $V_{sig} = 0,5V_\gamma$. Usando (4.41), (4.39) y (4.43) en (4.58), el parámetro α puede ser representado en función de los límites del conjunto de LEDs, obteniendo

$$\alpha = \frac{V_\gamma}{2V_{max}}. \quad (4.60)$$

Se puede observar que el parámetro α no depende del número de LEDs n . Si se toman valores típicos de los HB-LEDs comerciales, como $V_\gamma = 1$ V y $V_{max} = 4$ V, se puede obtener un valor genérico de α para cualquier implementación de la arquitectura siguiendo las reglas de diseño anteriormente usadas. Con estos valores genéricos se obtiene $\alpha \approx 0.125$.

Un análisis interesante consiste en ver la influencia en el rendimiento global η_t a partir del rendimiento de cada uno de los convertidores. Para esto, utilizando el parámetro α anteriormente calculado, y haciendo un barrido en el rendimiento de uno de los convertidores, y manteniendo el otro constante, se puede obtener dicha influencia. Realizando dicho análisis sobre la ecuación (4.59), se obtienen las curvas de la figura 4.40.

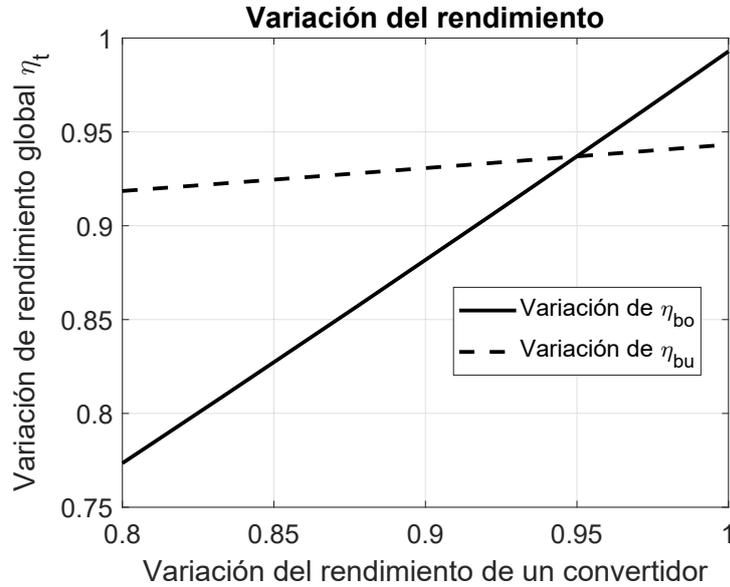


Figura 4.40: Dependencia del rendimiento global de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie η_t en función de la variación del rendimiento del convertidor de alta frecuencia η_{bu} o del convertidor elevador η_{bo} .

En esta figura se muestra como varía el rendimiento global η_t en dos casos: variando η_{bu} dejando constante $\eta_{bo} = 0.95$, y viceversa, variando η_{bo} dejando constante $\eta_{bu} = 0.95$. El barrido de eficiencia se hace entre 0.8 y 1, y así analizar la variación del rendimiento fácilmente. El valor α del diseño adaptado a la respuesta del LED hace que la mayor parte de la potencia sea entregada por el convertidor elevador. Esto se observa en la diferencia en la variación de η_t en función de η_{bu} y η_{bo} . Variar η_{bu} entre 0.8 y 1 dejando constante η_{bo} genera una variación mucho más pequeña que en el caso contrario. Este efecto resulta muy útil debido a la diferencia de eficiencia entre ambos convertidores. Como se expuso anteriormente, la eficiencia η_{bu} del convertidor de alta frecuencia será menor debido a las altas pérdidas de conmutación.

El resultado obtenido en la figura 4.40 es similar al obtenido para el mismo estudio en el convertidor TIBuck realizado anteriormente y mostrado en la figura 4.30. En la figura 4.41 se muestra la comparación entre ambos resultados.

Se puede observar que, de forma sistemática, el rendimiento del convertidor TIBuck es mejor que el de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie para los mismos valores de rendimiento de cada convertidor. Si bien las diferencias no son muy grandes, el rendimiento global de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie es más sensible al rendimiento del convertidor de baja frecuencia que el convertidor TIBuck. En cuanto al cambio respecto al rendimiento del convertidor de alta frecuencia, ambas implementaciones presentan tendencias

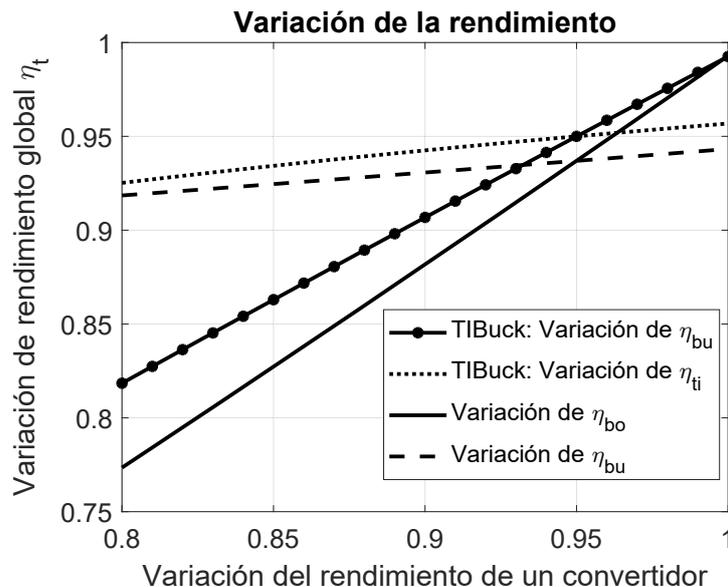


Figura 4.41: Comparación entre la dependencia del rendimiento global de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie y el convertidor TIBuck ante la variación de rendimiento de sus respectivos convertidores.

similares.

Resultados experimentales

A continuación, se presenta el diseño y resultados experimentales de un prototipo de *driver* VLC basado en la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie propuesta anteriormente. En la figura 4.42 se muestra el prototipo construido y en la figura 4.43 se muestra el esquema circuital y el diagrama de bloques del control utilizado.

Como se explicó anteriormente, ambos convertidores comparten la misma tensión de entrada V_1 y están conectados al mismo conjunto de LEDs como carga. Estos LEDs están conectados de forma diferencial entre las salidas del convertidor elevador y el convertidor reductor. El control de ambos convertidores está implementado en una FPGA *Nexys A7*. La FPGA tendrá como entradas los bits de entrada, el control de la iluminación y la corriente circulando por el conjunto de LEDs. La FPGA implementa un control de corriente por los LEDs, el cual controla las señales de puerta del convertidor elevador. De esta manera, el control de la corriente media que circula por el conjunto de LEDs es implementado mediante el control del valor de la tensión V_{bias} , siguiendo la ecuación (4.45). Por otro lado, la FPGA también controla el convertidor reductor, el cual funciona en lazo abierto reproduciendo la señal de comunicaciones generada mediante el bloque modulador.

Como parámetros generales de diseño de la arquitectura, la carga usada está formada por 8 HB-LEDs *XLamp MX-3* en serie. Siendo la amplitud de la zona lineal de cada LED $V_\gamma = 1$ V, aplicando (4.43) se puede calcular la tensión de entrada, obteniendo $V_1 = 8$ V. Como se explicó anteriormente, este valor de tensión es el que permite obtener la máxima resolución en la tensión de salida del convertidor reductor. La corriente media por el conjunto de LEDs se mantiene en 0.25 A, en el punto medio de la zona lineal. A continuación, se exponen las diferentes partes del diseño específico de la arquitectura de *driver* VLC:

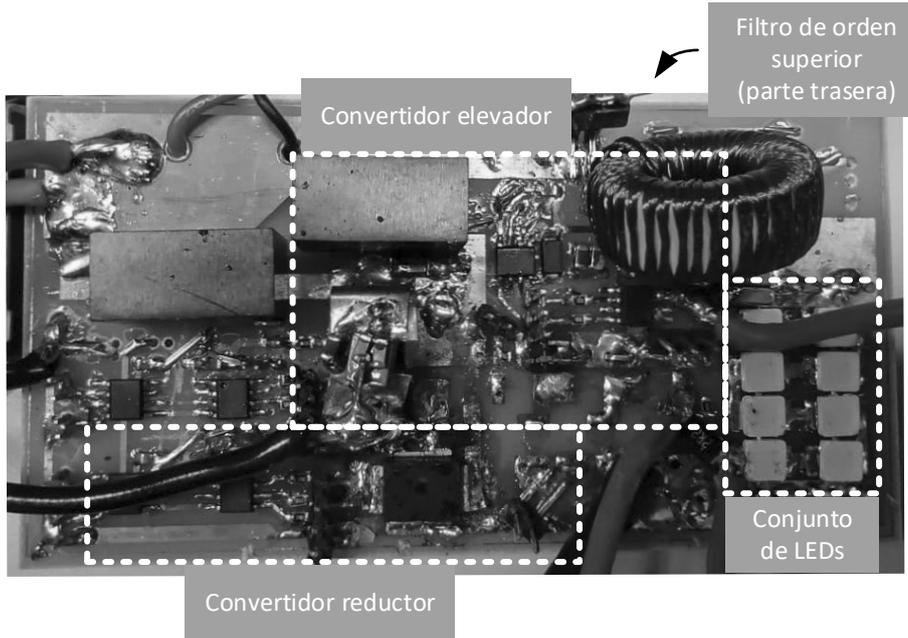


Figura 4.42: Prototipo usado en la prueba de concepto de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie como *driver* VLC basado en la división de potencia.

■ **Diseño del convertidor elevador:**

El convertidor elevador está diseñado para operar como un *driver* tradicional de LEDs con una frecuencia de conmutación $f_{bo} = 100$ kHz, trabajando en lazo cerrado. Este convertidor controla la tensión media sobre el conjunto de LEDs, con el fin de controlar la corriente media que circula por los mismos. Aprovechando la lenta dinámica del cambio de temperatura en los LEDs, no es necesaria ni una alta frecuencia de conmutación ni una alta rapidez de respuesta del convertidor. Aun así, una relación de compromiso en cuanto a la elección de la frecuencia de conmutación ha de ser definida: incrementar la frecuencia de conmutación permite reducir el tamaño del convertidor (en especial los elementos reactivos), pero aumenta las pérdidas de conmutación y acerca en frecuencia el contenido armónico de conmutación del convertidor al ancho de banda de señal. El diseño de los elementos del convertidor no difiere del diseño tradicional de un convertidor elevador como *driver* tradicional de LEDs salvo en las consideraciones relativas a atenuar el ruido de conmutación. Este ruido es el producido por el rizado en el condensador de salida del convertidor elevador C_{bo} y se ha de minimizar con el fin de no afectar a la señal de comunicaciones. El valor del condensador de salida C_{bo} puede ser dimensionado a partir del máximo rizado Δv_{bias} admitido usando

$$C_{bo} = \frac{\Delta Q}{2\Delta v_{bias}} = \frac{I_o D_{bo} T_{bo}}{2\Delta v_{bias}}, \quad (4.61)$$

donde ΔQ es la carga total del condensador, I_o es el valor medio de la corriente de salida, D_{bo} ciclo de trabajo del convertidor y T_{bo} periodo de conmutación. El valor de condensador de salida C_{bo} se calcula aplicando (4.61) y limitando

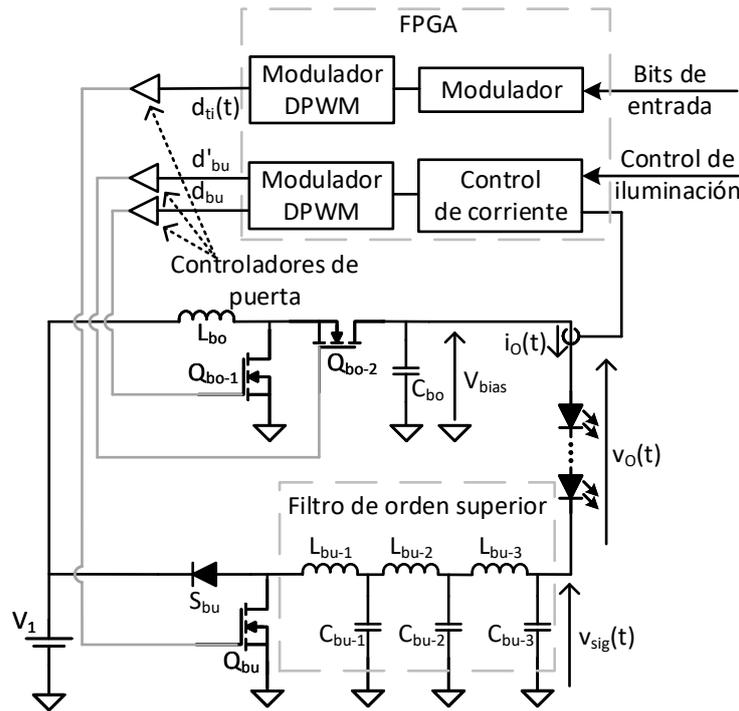


Figura 4.43: Esquema circuital y de control del prototipo de la implementación usando la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie.

el rizado Δv_{bias} al 2%, un valor suficientemente bajo que no limita el aprovechamiento de toda la zona lineal del conjunto de LEDs. Sobre el cálculo de la bobina de entrada no se requiere hacer ningún análisis adicional, pudiendo seguir las reglas de diseño tradicionales [167]. Los valores de ambos elementos reactivos se pueden encontrar en la tabla 4.6. En cuanto a la selección de componentes, el convertidor elevador se implementa en modo síncrono usando el integrado MOSFETs *CSD88539*, teniendo en el mismo chip Q_{bo-1} y Q_{bo-2} , y un controlador de puerta de medio puente *ISL6700*. La lista completa de componentes del convertidor se encuentra en la tabla 4.6.

Q_{1bo} y Q_{2bo}	Controlador de puerta	L_{bo}	C_{bo}
<i>CSD88539</i>	<i>ISL6700</i>	71 μ H	9 μ F

Tabla 4.6: Lista de componentes utilizados en el convertidor elevador.

- Esquema de comunicación:** Con el fin de probar las capacidades de comunicación de la arquitectura elevador/reductor paralelo/serie, se elige un esquema de modulación de portadora única 64-QAM. De la misma manera que se hizo con el convertidor TIBuck, la elección de una modulación compleja en amplitud y fase permite la prueba de concepto de la solución planteada como *driver* VLC. La frecuencia de portadora es de $f_{sig} = 1$ MHz y el periodo de símbolo de 6 periodos de señal. Con estos parámetros, el esquema de modulación una tasa binaria máxima de 1 Mbps.
- Diseño del convertidor reductor:**

El análisis y diseño seguidos son equivalentes a los usados en el convertidor de alta frecuencia del TIBuck del apartado anterior. El convertidor reductor ha de ser capaz de reproducir una señal modulada de frecuencia f_{sig} con baja distorsión y alto rendimiento. La frecuencia de conmutación f_{bu} , frecuencia de corte f_c y el orden del filtro se diseñan a partir del esquema de modulación elegido. Además, se tiene que encontrar una solución de compromiso entre rendimiento, resolución y el orden del filtro. Cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación, mayores serán las pérdidas de conmutación y menor será la resolución del ciclo de trabajo, pero el diseño del filtro se simplifica, pudiendo reducir el orden del mismo. Por otro lado, reducir la frecuencia de conmutación permite reducir las pérdidas de conmutación y aumentar la resolución del ciclo de trabajo, pero complica el diseño del filtro. El filtro ha de ser capaz de dejar pasar correctamente el espectro de comunicaciones y atenuar suficientemente las componentes armónicas de la frecuencia de conmutación. Esto impone unas restricciones sobre cuanto se pueden aproximar la frecuencia de conmutación del convertidor y la máxima frecuencia de comunicación en función del orden del filtro, tipo de filtro y distorsión [25], [144]. La frecuencia de conmutación elegida es de 10 MHz, una década por encima de la frecuencia de portadora f_{sig} . El filtro usado es un filtro paso bajo de 6° orden con frecuencia de corte 2.5 MHz. Los valores de los elementos reactivos se muestran en la tabla 4.7.

L_{TI1}	C_{TI1}	L_{TI2}	C_{TI2}	L_{TI3}	C_{TI3}
$1,7\mu H$	$9,9nF$	$2,2\mu H$	$9,9nF$	$1,9\mu H$	$5,72nF$

Tabla 4.7: Componentes reactivos del filtro de salida paso bajo del filtro de 6° orden del convertidor reductor de alta frecuencia.

En cuanto a los componentes usados, el MOSFET de RF *PD84010S-E* se utiliza como Q_{bu} y el diodo *UPS115UE3* como S_{bu} . Debido a la alta frecuencia de conmutación, se usa el controlador de puerta *EL7155CSZ*. La lista completa de componentes del convertidor se encuentra en la tabla 4.8.

Q_{bu}	S_{bu}	Controlador de puerta
<i>PD84010-E</i>	<i>UPS115UE3</i>	<i>EL7155CSZ</i>

Tabla 4.8: Lista de componentes utilizados en el convertidor reductor de alta frecuencia.

■ **Formas de onda experimentales:**

El prototipo diseñado se evalúa de forma experimental mediante la reproducción de una señal de comunicaciones del esquema de modulación 64-QAM elegido. Durante su funcionamiento, el rendimiento de la arquitectura es medido y se obtienen las formas de onda más representativas.

Con el fin de evaluar el rendimiento, la potencia de entrada es medida directamente con dos multímetros de alta precisión, midiendo el valor medio de la tensión y corriente de entrada. La potencia de salida, debido a las componentes de alta frecuencia de señal, se calcula extrayendo las señales mediante un osciloscopio y calculando la potencia a través de post procesado usando Matlab.

El rendimiento es medido con la arquitectura transmitiendo una secuencia generada aleatoriamente del esquema de modulación 64-QAM, alcanzando un rendimiento del 91.5 % con 7 W de potencia de salida.

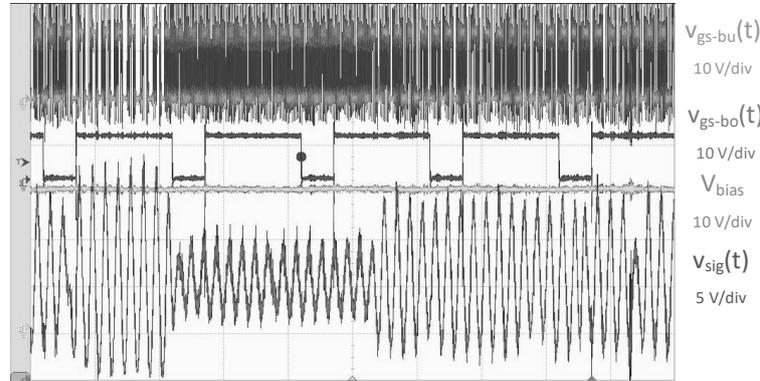


Figura 4.44: Formas de onda más significativas durante el funcionamiento del prototipo, $v_{gs-bo}(t)$ y $v_{gs-bu}(t)$ son las señales de puerta del convertidor elevador y del convertidor reductor respectivamente, V_{bias} es tensión de salida del convertidor elevador y $v_{sig}(t)$ es tensión de salida del convertidor reductor.

En la figura 4.44 se muestran las formas de onda más representativas del prototipo. Las tensiones $v_{gs-bo}(t)$ y $v_{gs-bu}(t)$ son las señales de puerta que controlan los convertidores elevador y reductor respectivamente. Se puede apreciar la gran diferencia en frecuencia entre ambas, siendo $v_{gs-bo}(t)$ una señal PWM de 100 kHz y $v_{gs-bu}(t)$ de 10 MHz. Las tensiones V_{bias} y $v_{sig}(t)$ son las tensiones de salida del convertidor elevador y reductor respectivamente. Como se puede observar, la tensión V_{bias} es constante y con rizado inapreciable. Las variaciones de esta tensión son producidas por los cambios de temperatura en el conjunto de LEDs, manteniendo la corriente media $I_o = 0.25$ A gracias al lazo de realimentación de la corriente media por el conjunto de LEDs. Sin tener en cuenta ningún efecto de temperatura y según la hoja de características del fabricante del LED, a una temperatura ambiente de 25°C la tensión máxima sobre el LED para una corriente de 0.5 A debería ser $V_{bias} = 32$ V. En el ejemplo de operación mostrado en la figura 4.44, tras unos minutos de operación en el que se estabiliza la temperatura, la tensión máxima desciende a $V_{bias} = 25$ V, un 21 % menor. Por otra parte, el convertidor reductor genera la señal de comunicaciones $v_{sig}(t)$ a su salida, generando las variaciones en el conjunto de LED necesarias para una transmisión VLC. Es la variación del ciclo de trabajo de la tensión de puerta $v_{gs-bu}(t)$ la que genera las variaciones en la tensión de salida $v_{sig}(t)$. La amplitud máxima de la tensión $v_{sig}(t)$ es de 7.5 V, muy próximo a los 8 V de zona lineal de variación del conjunto de LEDs. La señal $v_{sig}(t)$ muestra la correcta reproducción de la señal de comunicaciones, demostrando el correcto diseño del filtro y la correcta eliminación del ruido de conmutación de alta frecuencia del convertidor reductor.

Para analizar la capacidad de comunicación del prototipo y la correcta generación de la señal VLC en luz, se analiza una transmisión de mayor longitud y en más detalle en la figura 4.45, donde 12 símbolos diferentes son emitidos. En este caso se obtienen y comparan la señal de salida del convertidor reductor

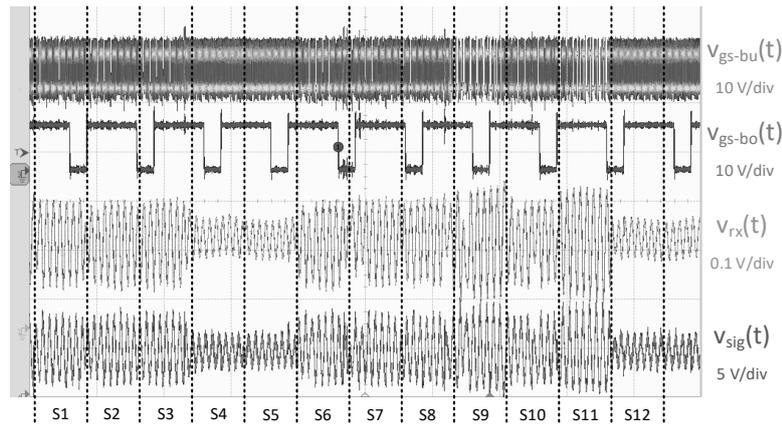


Figura 4.45: Señales de puerta del convertidor elevador $v_{gs-bo}(t)$ y del convertidor reductor $v_{gs-bu}(t)$, tensión de salida del convertidor reductor $v_{sig}(t)$ y la tensión de salida del receptor óptico $v_{rx}(t)$ durante una transmisión de información.

$v_{sig}(t)$ y la señal de luz emitida por el conjunto de LEDs $v_{rx}(t)$. Esta última señal de luz es obtenida por un receptor óptico de gran ancho de banda *Thorlabs PDA10A-EC* [177]. El receptor es colocado en frente del conjunto de LEDs, y el cual proporciona una señal de salida en tensión proporcional con las variaciones de luz que recibe. Se puede observar que $v_{sig}(t)$ y $v_{rx}(t)$ son proporcionales y sin distorsión aparente en ellas. El incorrecto diseño de los niveles de tensión o del control de polarización podrían ser causas de distorsión en la señal de luz emitida, haciendo al conjunto de LEDs trabajar fuera de la zona lineal. En la figura 4.45 no se observa ninguno de dichos efectos.

4.6. Conclusiones

En este capítulo se ha explorado el uso de convertidores CC/CC en *drivers* VLC integrados y basados en la división de la potencia. El uso de convertidores CC/CC como *drivers* VLC muestran grandes ventajas en términos de eficiencia y capacidad de comunicación. Estos *drivers* consiguen obtener a la vez las ventajas de los *drivers* VLC basados en RFPA y los *drivers* VLC basados en transistores conmutando los LEDs. Estos alcanzan tasas binarias altas, como en el caso del uso de RFPA, implementando esquemas de modulación complejos. Por otro lado, también alcanzan eficiencias altas, como las alcanzadas en *drivers* VLC basados en transistores conmutando los LEDs.

El capítulo comienza con el análisis de los *drivers* VLC integrados, donde el *driver* tradicional de LEDs es modificado para añadirle la capacidad de comunicación. Debido a esto, todas las modificaciones propuestas se basan en dotar al convertidor CC/CC de respuesta rápida, con el fin de poder generar la señal de comunicaciones. Esta característica hace que únicamente el convertidor reductor (y sus variantes) sean adecuados para este tipo de implementación. Además, para que el convertidor sea dotado de respuesta rápida, se hace necesario el rediseño amplio del convertidor, siendo el primer cambio que se hace imprescindible la subida de la frecuencia de conmutación. Otras modificaciones que se exploran están basadas en diferentes variaciones del convertidor reductor, como en el rediseño del filtro de salida, en la utilización de varias fases o la implementación de diferentes formas de control con el fin de mejorar el ancho de banda del convertidor. El análisis de estas propuestas demuestra la alta eficiencia que alcanzan y su capacidad de comunicación, pudiendo reproducir complejos esquemas de modulación. Pero también pone de manifiesto sus claras desventajas. El hecho de implementar en el mismo convertidor la función de comunicación y polarización limita la optimización del convertidor para ambas funciones. Desventajas como el descenso de la eficiencia debido a las pérdidas de conmutación o la pérdida de resolución en el control de la tensión de salida se muestran como limitaciones claras de estas soluciones.

Es el análisis en detalle de las limitaciones de los *drivers* VLC integrados lo que permite definir la técnica de división de la potencia como otra forma de implementar *drivers* VLC mediante convertidores CC/CC. La técnica de división de la potencia se basa en separar las funciones de comunicación y polarización entre dos convertidores. Debido a la naturaleza tan diferente de estas funciones, estos convertidores tendrán parámetros de diseño muy diferentes. Esta división de funciones permite optimizar cada uno de los convertidores con respecto a una de las funciones del *driver* VLC, eliminando uno de los problemas anteriormente mencionados. Aprovechando esta ventaja, solamente el convertidor que controla la comunicación sigue requiriendo de respuesta rápida y alta frecuencia de conmutación. Si bien este tiene que seguir siendo implementado mediante el uso de un convertidor basado en el convertidor reductor, el convertidor que controla la polarización puede ser implementado mediante otras topologías y con frecuencias de conmutación más bajas, mejorando la eficiencia. La flexibilidad y optimización en el diseño de los convertidores permite definir diferentes implementaciones de la técnica de división de la potencia. Estas consiguen mejoras en la eficiencia y en la resolución, siendo estas las mayores desventajas de los *drivers* VLC integrados. La contrapartida, estas soluciones requieren de un mayor número de componentes, dificultando el diseño, y

de la necesidad de un control más complejo. Durante su análisis, se comparan las diferentes implementaciones en términos de eficiencia, control, resolución y diseño.

Bibliografía

- [1] Cisco Systems WebPage. *Cisco Annual Internet Report (2018–2023) White Paper*. en. URL: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internet-report/white-paper-c11-741490.html> (visitado 2020-09-12).
- [2] J. Pierre De Vries, Ljiljana Simić, Andreas Achtzehn y col. «The Wi-Fi “congestion crisis”: Regulatory criteria for assessing spectrum congestion claims». en. En: *Telecommunications Policy*. Special issue on Moving Forward with Future Technologies: Opening a Platform for All 38.8 (sep. de 2014), págs. 838-850. ISSN: 0308-5961. DOI: 10.1016/j.telpol.2014.06.005. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0308596114001086>.
- [3] Shlomi Arnon. *Visible Light Communication*. en. Cambridge University Press, feb. de 2015. ISBN: 978-1-107-44798-1.
- [4] Svilen Dimitrov y Harald Haas. *Principles of LED Light Communications*. en. Cambridge University Press, mar. de 2015. ISBN: 978-1-107-27892-9.
- [5] Zhaocheng Wang, Qi Wang, Wei Huang y col., eds. *Visible Light Communications: Modulation and Signal Processing*. en. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., dic. de 2017. ISBN: 978-1-119-33186-5 978-1-119-33138-4.
- [6] Nan Chi. *LED-Based Visible Light Communications*. en. Signals and Communication Technology. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018. ISBN: 978-3-662-56658-9 978-3-662-56660-2. DOI: 10.1007/978-3-662-56660-2. URL: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-662-56660-2> (visitado 2020-09-26).
- [7] Zabih Ghassemlooy, Luis Nero Alves, Stanislav Zvanovec y col. *Visible Light Communications*. en. CRC Press, dic. de 2019. ISBN: 978-0-367-87810-8.
- [8] Parth H. Pathak, Xiaotao Feng, Pengfei Hu y col. «Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges». En: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 17.4 (2015). Conference Name: IEEE Communications Surveys Tutorials, págs. 2047-2077. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/COMST.2015.2476474.
- [9] Dilukshan Karunatilaka, Fahad Zafar, Vineetha Kalavally y col. «LED Based Indoor Visible Light Communications: State of the Art». En: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 17.3 (2015). Conference Name: IEEE Communications Surveys Tutorials, págs. 1649-1678. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/COMST.2015.2417576.

- [10] Luiz Eduardo Mendes Matheus, Alex Borges Vieira, Luiz F. M. Vieira y col. «Visible Light Communication: Concepts, Applications and Challenges». En: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 21.4 (2019). Conference Name: IEEE Communications Surveys Tutorials, págs. 3204-3237. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/COMST.2019.2913348.
- [11] «IEEE Standard for Local and metropolitan area networks—Part 15.7: Short-Range Optical Wireless Communications». En: *IEEE Std 802.15.7-2018 (Revision of IEEE Std 802.15.7-2011)* (abr. de 2019). Conference Name: IEEE Std 802.15.7-2018 (Revision of IEEE Std 802.15.7-2011), págs. 1-407. DOI: 10.1109/IEEESTD.2019.8697198.
- [12] Abdullah Sevincer, Aashish Bhattarai, Mehmet Bilgi y col. «LIGHTNETs: Smart LIGHTing and Mobile Optical Wireless NETWORKs — A Survey». En: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 15.4 (2013). Conference Name: IEEE Communications Surveys Tutorials, págs. 1620-1641. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/SURV.2013.032713.00150.
- [13] Saeed Ur Rehman, Shakir Ullah, Peter Han Joo Chong y col. «Visible Light Communication: A System Perspective—Overview and Challenges». en. En: *Sensors* 19.5 (ene. de 2019). Number: 5 Publisher: Multidisciplinary Digital Publishing Institute, pág. 1153. DOI: 10.3390/s19051153. URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/19/5/1153> (visitado 2020-08-28).
- [14] Mohamed Amine Arfaoui, Mohammad Dehghani Soltani, Iman Tavakkolnia y col. «Physical Layer Security for Visible Light Communication Systems: A Survey». En: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 22.3 (2020). Conference Name: IEEE Communications Surveys Tutorials, págs. 1887-1908. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/COMST.2020.2988615.
- [15] Grzegorz Stepniak, Manuel Schüppert y Christian-Alexander Bunge. «Advanced Modulation Formats in Phosphorous LED VLC Links and the Impact of Blue Filtering». En: *Journal of Lightwave Technology* 33.21 (nov. de 2015). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 4413-4423. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2015.2472575.
- [16] S. Chhajed, Y. Xi, Y.-L. Li y col. «Influence of junction temperature on chromaticity and color-rendering properties of trichromatic white-light sources based on light-emitting diodes». en. En: *Journal of Applied Physics* 97.5 (mar. de 2005), pág. 054506. ISSN: 0021-8979, 1089-7550. DOI: 10.1063/1.1852073. URL: <http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.1852073> (visitado 2020-09-11).
- [17] Mohanad Obeed, Anas M. Salhab, Mohamed-Slim Alouini y col. «On Optimizing VLC Networks for Downlink Multi-User Transmission: A Survey». En: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 21.3 (2019). Conference Name: IEEE Communications Surveys Tutorials, págs. 2947-2976. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/COMST.2019.2906225.
- [18] J.G. Proakis y M. Salehi. *Digital Communications*. McGraw-Hill International Edition. McGraw-Hill, 2008. ISBN: 978-0-07-126378-8.

- [19] Jean Armstrong. «OFDM for Optical Communications». En: *Journal of Lightwave Technology* 27.3 (feb. de 2009). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 189-204. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2008.2010061.
- [20] Eric Monteiro y Steve Hranilovic. «Design and Implementation of Color-Shift Keying for Visible Light Communications». En: *Journal of Lightwave Technology* 32.10 (mayo de 2014). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 2053-2060. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2014.2314358.
- [21] Janos Schanda. *Colorimetry Understanding the CIE System*. en-es. John Wiley & Sons, ago. de 2007. ISBN: 978-0-470-04904-4.
- [22] Ravinder Singh, Timothy O'Farrell y John P. R. David. «Performance evaluation of IEEE 802.15.7 CSK physical layer». En: *2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. ISSN: 2166-0077. Dic. de 2013, págs. 1064-1069. DOI: 10.1109/GLOCOMW.2013.6825133.
- [23] Juan Rodríguez Mendez, Diego G. Lamar, Daniel Garcia Aller y col. «Reproducing Multicarrier Modulation Schemes for Visible Light Communication With the Ripple Modulation Technique». En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.2 (feb. de 2020). Conference Name: IEEE Transactions on Industrial Electronics, págs. 1532-1543. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2019.2912795.
- [24] Javier Sebastián, Diego G. Lamar, Daniel G. Aller y col. «On the Role of Power Electronics in Visible Light Communication». En: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 6.3 (sep. de 2018). Conference Name: IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, págs. 1210-1223. ISSN: 2168-6785. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2830878.
- [25] Juan Rodríguez, Diego G. Lamar, Daniel G. Aller y col. «Efficient Visible Light Communication Transmitters Based on Switching-Mode dc-dc Converters». en. En: *Sensors* 18.4 (abr. de 2018). Number: 4 Publisher: Multidisciplinary Digital Publishing Institute, pág. 1127. DOI: 10.3390/s18041127. URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/18/4/1127> (visitado 2020-08-30).
- [26] Juan Rodríguez, Diego G. Lamar, Pablo F. Miaja y col. «Reproducing Single-Carrier Digital Modulation Schemes for VLC by Controlling the First Switching Harmonic of the DC-DC Power Converter Output Voltage Ripple». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.9 (sep. de 2018). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 7994-8010. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2774178.
- [27] Felipe Loose, Lucas Teixeira, Renan R. Duarte y col. «On the Use of the Intrinsic Ripple of a Buck Converter for Visible Light Communication in LED Drivers». En: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 6.3 (sep. de 2018). Conference Name: IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, págs. 1235-1245. ISSN: 2168-6785. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2843280.

- [28] F. Loose, R. R. Duarte, C. H. Barriquello y col. «Ripple-based visible light communication technique for switched LED drivers». En: *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Oct. de 2017, págs. 1-6. DOI: 10.1109/IAS.2017.8101812.
- [29] Jean-Paul M. G. Linnartz. «Wireless optical communication in illumination systems». En: *2016 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series (SUM)*. Jul. de 2016, págs. 104-107. DOI: 10.1109/PHOSST.2016.7548764.
- [30] Xiong Deng, Jean-Paul M. G. Linnartz, Kumar Arulandu y col. «Effect of buck driver ripple on BER performance in visible light communication using LED». En: *2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)*. ISSN: 2164-7038. Jun. de 2015, págs. 1368-1373. DOI: 10.1109/ICCW.2015.7247369.
- [31] Hyunhae Chun, Sujan Rajbhandari, Grahame Faulkner y col. «LED Based Wavelength Division Multiplexed 10 Gb/s Visible Light Communications». En: *Journal of Lightwave Technology* 34.13 (jul. de 2016). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 3047-3052. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2016.2554145.
- [32] A. M. Khalid, G. Cossu, R. Corsini y col. «1-Gb/s Transmission Over a Phosphorescent White LED by Using Rate-Adaptive Discrete Multitone Modulation». En: *IEEE Photonics Journal* 4.5 (oct. de 2012). Conference Name: IEEE Photonics Journal, págs. 1465-1473. ISSN: 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2012.2210397.
- [33] Xingxing Huang, Jianyang Shi, Jiehui Li y col. «A Gb/s VLC Transmission Using Hardware Preequalization Circuit». En: *IEEE Photonics Technology Letters* 27.18 (sep. de 2015). Conference Name: IEEE Photonics Technology Letters, págs. 1915-1918. ISSN: 1941-0174. DOI: 10.1109/LPT.2015.2445781.
- [34] Daniel G. Aller, Diego G. Lamar, Juan Rodríguez y col. «Adapting Techniques to Improve Efficiency in Radio Frequency Power Amplifiers for Visible Light Communications». en. En: *Electronics* 9.1 (ene. de 2020). Number: 1 Publisher: Multidisciplinary Digital Publishing Institute, pág. 131. DOI: 10.3390/electronics9010131. URL: <https://www.mdpi.com/2079-9292/9/1/131> (visitado 2020-08-30).
- [35] Daniel G. Aller, Diego G. Lamar, Pablo F. Miaja y col. «Taking advantage of the sum of the light in outphasing technique for visible light communication transmitter». En: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* (2020). Conference Name: IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, págs. 1-1. ISSN: 2168-6785. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2965774.
- [36] Juan Rodríguez, Diego G. Lamar, Pablo F. Miaja y col. «Power-Efficient VLC Transmitter Based on Pulse-Width Modulated DC–DC Converters and the Split of the Power». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.2 (feb. de 2019). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 1726-1743. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2830881.

- [37] Daniel G. Aller, Diego G. Lamar, Manuel Arias y col. «Design of a Two Input Buck converter (TiBuck) for a Visible Light Communication LED driver based on splitting the power». En: *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. ISSN: 2470-6647. Mar. de 2020, págs. 1309-1314. DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124254.
- [38] Nicolas Parma Rios, Guilherme Márcio Soares y Estêvão Coelho Teixeira. «Design of an Integrated Circuit for LED Driving in Visible Light Communication Applications». En: *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. ISSN: 2643-9778. Dic. de 2019, págs. 1-6. DOI: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065823.
- [39] Kumar Modepalli, Soumya Chakraborty y Leila Parsa. «An Energy Efficient Li-Fi Transmitter with Single Inductor Multiple Output LED Driver». En: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. ISSN: 2329-3748. Sep. de 2019, págs. 877-881. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912227.
- [40] Kumar Modepalli y Leila Parsa. «Dual-Purpose Offline LED Driver for Illumination and Visible Light Communication». En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 51.1 (ene. de 2015). Conference Name: IEEE Transactions on Industry Applications, págs. 406-419. ISSN: 1939-9367. DOI: 10.1109/TIA.2014.2330066.
- [41] Xiong Deng, Kumar Arulandu, Yan Wu y col. «Performance Analysis for Joint Illumination and Visible Light Communication Using Buck Driver». En: *IEEE Transactions on Communications* 66.5 (mayo de 2018). Conference Name: IEEE Transactions on Communications, págs. 2065-2078. ISSN: 1558-0857. DOI: 10.1109/TCOMM.2018.2792018.
- [42] Fengyu Che, Liang Wu, Babar Hussain y col. «A Fully Integrated IEEE 802.15.7 Visible Light Communication Transmitter With On-Chip 8-W 85% Efficiency Boost LED Driver». En: *Journal of Lightwave Technology* 34.10 (mayo de 2016). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 2419-2430. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2016.2535319.
- [43] Kumar Modepalli y Leila Parsa. «Lighting Up with a Dual-Purpose Driver: A Viable Option for a Light-Emitting Diode Driver for Visible Light Communication». En: *IEEE Industry Applications Magazine* 23.2 (mar. de 2017). Conference Name: IEEE Industry Applications Magazine, págs. 51-61. ISSN: 1558-0598. DOI: 10.1109/MIAS.2016.2600731.
- [44] Yuan Gao, Lisong Li y Philip K. T. Mok. «An AC Input Inductor-Less LED Driver for Efficient Lighting and Visible Light Communication». En: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 53.8 (ago. de 2018). Conference Name: IEEE Journal of Solid-State Circuits, págs. 2343-2355. ISSN: 1558-173X. DOI: 10.1109/JSSC.2018.2829204.
- [45] Nominoe Lorrière, Nathan Bétrancourt, Marcel Pasquinelli y col. «Photovoltaic Solar Cells for Outdoor LiFi Communications». En: *Journal of Lightwave Technology* 38.15 (ago. de 2020). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 3822-3831. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2020.2981554.

- [46] John Fakidis, Stefan Videv, Stepan Kucera y col. «Indoor Optical Wireless Power Transfer to Small Cells at Nighttime». En: *Journal of Lightwave Technology* 34.13 (jul. de 2016). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 3236-3258. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2016.2555883.
- [47] Gaofeng Pan, Panagiotis D. Diamantoulakis, Zheng Ma y col. «Simultaneous Lightwave Information and Power Transfer: Policies, Techniques, and Future Directions». En: *IEEE Access* 7 (2019). Conference Name: IEEE Access, págs. 28250-28257. ISSN: 2169-3536. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2901855.
- [48] Shuai Ma, Fan Zhang, Hang Li y col. «Simultaneous Lightwave Information and Power Transfer in Visible Light Communication Systems». En: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 18.12 (dic. de 2019). Conference Name: IEEE Transactions on Wireless Communications, págs. 5818-5830. ISSN: 1558-2248. DOI: 10.1109/TWC.2019.2939242.
- [49] Stefan Schmid, Giorgio Corbellini, Stefan Mangold y col. «LED-to-LED visible light communication networks». en. En: *Fourteenth ACM international symposium on Mobile ad hoc networking and computing - MobiHoc '13*. Bangalore, India: ACM Press, 2013, pág. 1. ISBN: 978-1-4503-2193-8. DOI: 10.1145/2491288.2491293. URL: <http://dl.acm.org/citation.cfm?doid=2491288.2491293> (visitado 2020-08-31).
- [50] Paul Dietz, William Yezazunis y Darren Leigh. «Very Low-Cost Sensing and Communication Using Bidirectional LEDs». en. En: *UbiComp 2003: Ubiquitous Computing*. Ed. por Gerhard Goos, Juris Hartmanis, Jan van Leeuwen y col. Vol. 2864. Series Title: Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2003, págs. 175-191. ISBN: 978-3-540-20301-8 978-3-540-39653-6. DOI: 10.1007/978-3-540-39653-6_14. URL: http://link.springer.com/10.1007/978-3-540-39653-6_14 (visitado 2020-08-31).
- [51] Mohammad Ali Khalighi y Murat Uysal. «Survey on Free Space Optical Communication: A Communication Theory Perspective». En: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 16.4 (2014). Conference Name: IEEE Communications Surveys Tutorials, págs. 2231-2258. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/COMST.2014.2329501.
- [52] Zhengyuan Xu y Brian M. Sadler. «Ultraviolet Communications: Potential and State-Of-The-Art». En: *IEEE Communications Magazine* 46.5 (mayo de 2008). Conference Name: IEEE Communications Magazine, págs. 67-73. ISSN: 1558-1896. DOI: 10.1109/MCOM.2008.4511651.
- [53] Zhao Tian, Kevin Wright y Xia Zhou. «The darklight rises: visible light communication in the dark: demo». en. En: *MobiCom'16: The 22nd Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*. New York City New York: ACM, oct. de 2016, págs. 495-496. ISBN: 978-1-4503-4226-1. DOI: 10.1145/2973750.2987384. URL: <https://dl.acm.org/doi/10.1145/2973750.2987384> (visitado 2020-08-31).
- [54] Tarik Borogovac, Michael B. Rahaim, Malika Tuganbayeva y col. «“Lights-off” visible light communications». En: *2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*. ISSN: 2166-0077. Dic. de 2011, págs. 797-801. DOI: 10.1109/GLOCOMW.2011.6162564.

- [55] A.J.C. Moreira, R.T. Valadas y A.M. de Oliveira Duarte. «Characterisation and modelling of artificial light interference in optical wireless communication systems». En: *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Vol. 1. Sep. de 1995, 326-331 vol.1. DOI: 10.1109/PIMRC.1995.476907.
- [56] Arnold Wilkins, Jennifer Veitch y Brad Lehman. «LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update». En: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. ISSN: 2329-3748. Sep. de 2010, págs. 171-178. DOI: 10.1109/ECCE.2010.5618050.
- [57] Sridhar Rajagopal, Richard D. Roberts y Sang-Kyu Lim. «IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support». En: *IEEE Communications Magazine* 50.3 (mar. de 2012). Conference Name: IEEE Communications Magazine, págs. 72-82. ISSN: 1558-1896. DOI: 10.1109/MCOM.2012.6163585.
- [58] Raed Mesleh, Hany Elgala y Thomas D. C. Little. «On the performance degradation of optical wireless OFDM communication systems due to changes in the LED junction temperature». En: *ICT 2013*. Mayo de 2013, págs. 1-5. DOI: 10.1109/IC.2013.6632141.
- [59] Chao Ma, Hongming Zhang, Kaiyun Cui y col. «Effects of LED lighting degradation and junction temperature variation on the performance of visible light communication». En: *2012 International Conference on Systems and Informatics (ICSAI2012)*. Mayo de 2012, págs. 1596-1600. DOI: 10.1109/ICSAI.2012.6223345.
- [60] N. Narendran e Y. Gu. «Life of LED-based white light sources». En: *Journal of Display Technology* 1.1 (sep. de 2005). Conference Name: Journal of Display Technology, págs. 167-171. ISSN: 1558-9323. DOI: 10.1109/JDT.2005.852510.
- [61] T. Komine y M. Nakagawa. «Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights». En: *IEEE Transactions on Consumer Electronics* 50.1 (feb. de 2004). Conference Name: IEEE Transactions on Consumer Electronics, págs. 100-107. ISSN: 1558-4127. DOI: 10.1109/TCE.2004.1277847.
- [62] VLCC WebPage. *Visible Light Communications Consortium (VLCC)*. URL: <http://www.vlcc.net/> (visitado 2020-09-07).
- [63] Shinichiro Haruyama. *Japan's Visible Light Communications Consortium and Its Standardization Activities*. en. URL: <https://mentor.ieee.org/802.15/file/08/15-08-0061-01-0v1c-japan-s-visible-light-communications-consortium-and-its.pdf> (visitado 2020-09-07).
- [64] JEITA WebPage. *JEITA Standards / AV&IT Technology Standardization / Visible Light Communications*. URL: https://www.jeita.or.jp/cgi-bin/standard_e/list.cgi?cateid=1&subcateid=50 (visitado 2020-09-07).
- [65] IrDA Webpage. *IrDA Specifications*. en-US. URL: <https://www.irda.org/standards/specifications/> (visitado 2020-09-07).

- [66] Tom Matsumura y Nishigotanda Shinagawa-ku Tokyo. «Project: IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)». en. En: (), pág. 19.
- [67] JEITA WebPage. *JEITA Standards CP-1223: Visible Light Beacon System*. URL: <https://home.jeita.or.jp/tsc/std-pdf/CP1223.pdf> (visitado 2020-09-07).
- [68] Sang-Kyu Lim, Karl G. Ruling, Insu Kim y col. «Entertainment lighting control network standardization to support VLC services». En: *IEEE Communications Magazine* 51.12 (dic. de 2013). Conference Name: IEEE Communications Magazine, págs. 42-48. ISSN: 1558-1896. DOI: 10.1109/MCOM.2013.6685756.
- [69] ANSI ESTA WebPage. *American National Standard ANSI E1.11 – 2008 (R2018) Entertainment Technology*. URL: https://tsp.esta.org/tsp/documents/docs/ANSI-ESTA_E1-11_2008R2018.pdf (visitado 2020-09-11).
- [70] T. Komine y M. Nakagawa. «Integrated system of white LED visible-light communication and power-line communication». En: *IEEE Transactions on Consumer Electronics* 49.1 (feb. de 2003). Conference Name: IEEE Transactions on Consumer Electronics, págs. 71-79. ISSN: 1558-4127. DOI: 10.1109/TCE.2003.1205458.
- [71] Mohamed Kashef, Mohamed Abdallah y Naofal Al-Dhahir. «Transmit Power Optimization for a Hybrid PLC/VLC/RF Communication System». En: *IEEE Transactions on Green Communications and Networking* 2.1 (mar. de 2018). Conference Name: IEEE Transactions on Green Communications and Networking, págs. 234-245. ISSN: 2473-2400. DOI: 10.1109/TGCN.2017.2774104.
- [72] Sylvester Aboagye, Ahmed Ibrahim, Telex M. N. Ngatched y col. «Design of Energy Efficient Hybrid VLC/RF/PLC Communication System for Indoor Networks». En: *IEEE Wireless Communications Letters* 9.2 (feb. de 2020). Conference Name: IEEE Wireless Communications Letters, págs. 143-147. ISSN: 2162-2345. DOI: 10.1109/LWC.2019.2946144.
- [73] Shaoen Wu, Honggang Wang y Chan-Hyun Youn. «Visible light communications for 5G wireless networking systems: from fixed to mobile communications». En: *IEEE Network* 28.6 (nov. de 2014). Conference Name: IEEE Network, págs. 41-45. ISSN: 1558-156X. DOI: 10.1109/MNET.2014.6963803.
- [74] Moussa Ayyash, Hany Elgala, Abdallah Khreishah y col. «Coexistence of Wi-Fi and LiFi toward 5G: concepts, opportunities, and challenges». En: *IEEE Communications Magazine* 54.2 (feb. de 2016). Conference Name: IEEE Communications Magazine, págs. 64-71. ISSN: 1558-1896. DOI: 10.1109/MCOM.2016.7402263.
- [75] M. Akanegawa, Y. Tanaka y M. Nakagawa. «Basic study on traffic information system using LED traffic lights». En: *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 2.4 (dic. de 2001). Conference Name: IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, págs. 197-203. ISSN: 1558-0016. DOI: 10.1109/6979.969365.

- [76] Satoshi Okada, Tomohiro Yendo, Takaya Yamazato y col. «On-vehicle receiver for distant visible light road-to-vehicle communication». En: *2009 IEEE Intelligent Vehicles Symposium*. ISSN: 1931-0587. Jun. de 2009, págs. 1033-1038. DOI: 10.1109/IVS.2009.5164423.
- [77] Giuseppe Schirripa Spagnolo, Lorenzo Cozzella y Fabio Leccese. «Underwater Optical Wireless Communications: Overview». en. En: *Sensors* 20.8 (ene. de 2020). Number: 8 Publisher: Multidisciplinary Digital Publishing Institute, pág. 2261. DOI: 10.3390/s20082261. URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/20/8/2261> (visitado 2020-09-12).
- [78] Ian C. Rust y H. Harry Asada. «A dual-use visible light approach to integrated communication and localization of underwater robots with application to non-destructive nuclear reactor inspection». En: *2012 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. ISSN: 1050-4729. Mayo de 2012, págs. 2445-2450. DOI: 10.1109/ICRA.2012.6224718.
- [79] Shlomi Arnon. «Underwater optical wireless communication network». En: *Optical Engineering* 49.1 (ene. de 2010). Publisher: International Society for Optics and Photonics, pág. 015001. ISSN: 0091-3286, 1560-2303. DOI: 10.1117/1.3280288. URL: <https://www.spiedigitallibrary.org/journals/optical-engineering/volume-49/issue-1/015001/Underwater-optical-wireless-communication-network/10.1117/1.3280288.short> (visitado 2020-09-12).
- [80] C. Quintana, V. Guerra, J. Rufo y col. «Reading lamp-based visible light communication system for in-flight entertainment». En: *IEEE Transactions on Consumer Electronics* 59.1 (feb. de 2013). Conference Name: IEEE Transactions on Consumer Electronics, págs. 31-37. ISSN: 1558-4127. DOI: 10.1109/TCE.2013.6490238.
- [81] Wenbo Ding, Fang Yang, Hui Yang y col. «A hybrid power line and visible light communication system for indoor hospital applications». en. En: *Computers in Industry* 68 (abr. de 2015), págs. 170-178. ISSN: 0166-3615. DOI: 10.1016/j.compind.2015.01.006. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0166361515000160> (visitado 2020-09-12).
- [82] Ibrar Yaqoob, Ibrahim Abaker Targio Hashem, Yasir Mehmood y col. «Enabling Communication Technologies for Smart Cities». En: *IEEE Communications Magazine* 55.1 (ene. de 2017). Conference Name: IEEE Communications Magazine, págs. 112-120. ISSN: 1558-1896. DOI: 10.1109/MCOM.2017.1600232CM.
- [83] Shahid Ayub, Sharadha Kariyawasam, Mahsa Honary y col. «A practical approach of VLC architecture for smart city». En: *2013 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC)*. Nov. de 2013, págs. 106-111. DOI: 10.1109/LAPC.2013.6711862.
- [84] Lennart Klaver y Marco Zuniga. «Shine: A Step Towards Distributed Multi-Hop Visible Light Communication». En: *2015 IEEE 12th International Conference on Mobile Ad Hoc and Sensor Systems*. Oct. de 2015, págs. 235-243. DOI: 10.1109/MASS.2015.78.

- [85] Jialiang Zhang, Xinyu Zhang y Gang Wu. «Dancing with light: Predictive in-frame rate selection for visible light networks». En: *2015 IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM)*. ISSN: 0743-166X. Abr. de 2015, págs. 2434-2442. DOI: 10.1109/INFOCOM.2015.7218632.
- [86] Kasun Hewage, Ambuj Varshney, Abdalah Hilmia y col. «modBulb: a modular light bulb for visible light communication». en. En: *3rd Workshop on Visible Light Communication Systems - VLCS '16*. New York City, New York: ACM Press, 2016, págs. 13-18. ISBN: 978-1-4503-4253-7. DOI: 10.1145/2981548.2981559. URL: <http://dl.acm.org/citation.cfm?doid=2981548.2981559> (visitado 2020-08-31).
- [87] Stefan Schmid, Thomas Richner, Stefan Mangold y col. «EnLighting: An Indoor Visible Light Communication System Based on Networked Light Bulbs». En: *2016 13th Annual IEEE International Conference on Sensing, Communication, and Networking (SECON)*. Jun. de 2016, págs. 1-9. DOI: 10.1109/SAHCN.2016.7732989.
- [88] OpenWRT WebPage. *OpenWrt Project: Welcome to the OpenWrt Project*. URL: <https://openwrt.org/> (visitado 2020-09-06).
- [89] Qing Wang, Domenico Giustiniano y Daniele Puccinelli. «An open source research platform for embedded visible light networking». En: *IEEE Wireless Communications* 22.2 (abr. de 2015). Conference Name: IEEE Wireless Communications, págs. 94-100. ISSN: 1558-0687. DOI: 10.1109/MWC.2015.7096291.
- [90] Qing Wang, Domenico Giustiniano y Marco Zuniga. «In Light and In Darkness, In Motion and In Stillness: A Reliable and Adaptive Receiver for the Internet of Lights». En: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 36.1 (ene. de 2018). Conference Name: IEEE Journal on Selected Areas in Communications, págs. 149-161. ISSN: 1558-0008. DOI: 10.1109/JSAC.2017.2774422.
- [91] Ander Galisteo, Diego Juara y Domenico Giustiniano. «Research in Visible Light Communication Systems with OpenVLC1.3». En: *2019 IEEE 5th World Forum on Internet of Things (WF-IoT)*. Abr. de 2019, págs. 539-544. DOI: 10.1109/WF-IoT.2019.8767252.
- [92] Shengrong Yin, Nour Smaoui, Milad Heydariaan y col. «Purple VLC: Accelerating Visible Light Communication in Room Area through PRU Offloading». en. En: *EWSN '18: Proceedings of the 2018 International Conference on Embedded Wireless Systems and Networks*. Feb. de 2018, pág. 12.
- [93] Hongjia Wu, Qing Wang, Jie Xiong y col. «SmartVLC: When Smart Lighting Meets VLC». en. En: *CoNEXT '17: The 13th International Conference on emerging Networking EXperiments and Technologies*. Incheon Republic of Korea: ACM, nov. de 2017, págs. 212-223. ISBN: 978-1-4503-5422-6. DOI: 10.1145/3143361.3149824. URL: <https://dl.acm.org/doi/10.1145/3143361.3149824> (visitado 2020-08-31).

- [94] Hongjia Wu, Qing Wang, Jie Xiong y col. «SmartVLC: Co-Designing Smart Lighting and Communication for Visible Light Networks». En: *IEEE Transactions on Mobile Computing* 19.8 (ago. de 2020). Conference Name: IEEE Transactions on Mobile Computing, págs. 1956-1970. ISSN: 1558-0660. DOI: 10.1109/TMC.2019.2915220.
- [95] Michael Haus, Aaron Yi Ding y Jörg Ott. «LocalVLC: Augmenting Smart IoT Services with Practical Visible Light Communication». En: *2019 IEEE 20th International Symposium on A World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM)*. Jun. de 2019, págs. 1-9. DOI: 10.1109/WoWMoM.2019.8793022.
- [96] Li-Fi Consortium. *LiFi-eBook.pdf*. Inf. téc. Li-Fi Consortium. URL: <https://lifi.co/wp-content/uploads/2020/04/LiFi-eBook.pdf> (visitado 2020-09-01).
- [97] PureLiFi WebPage. *PureLiFi - Connectivity is evolving*. en-US. URL: <https://purelifi.com/> (visitado 2020-10-19).
- [98] Oledcomm WebPage. *Oledcomm - Light Fidelity (LiFi) Internet Service Provider Company*. en-US. URL: <https://www.oledcomm.net/> (visitado 2020-10-19).
- [99] VLNcomm WebPage. *VLNcomm - Limitless Connectivity*. en. URL: <https://vlncomm.com/> (visitado 2020-10-04).
- [100] Signify WebPage. *Signify - High-speed Internet using your lights with LiFi*. en. URL: <https://www.signify.com/global/> (visitado 2020-10-04).
- [101] E. Fred Schubert. *Light Emitting Diodes*. Cambridge University Press, 2006. ISBN: 978-0-521-86538-8.
- [102] Shuji Nakamura, Stephen Pearton y Gerhard Fasol. *The Blue Laser Diode*. en. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2000. ISBN: 978-3-642-08579-6 978-3-662-04156-7. DOI: 10.1007/978-3-662-04156-7. URL: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-662-04156-7> (visitado 2020-11-15).
- [103] H. W. Choi, C. W. Jeon, M. D. Dawson y col. «Fabrication and performance of parallel-addressed InGaN micro-LED arrays». En: *IEEE Photonics Technology Letters* 15.4 (abr. de 2003). Conference Name: IEEE Photonics Technology Letters, págs. 510-512. ISSN: 1941-0174. DOI: 10.1109/LPT.2003.809257.
- [104] C. W. Jeon, H. W. Choi y M. D. Dawson. «Fabrication of matrix-addressable InGaN-based microdisplays of high array density». En: *IEEE Photonics Technology Letters* 15.11 (nov. de 2003). Conference Name: IEEE Photonics Technology Letters, págs. 1516-1518. ISSN: 1941-0174. DOI: 10.1109/LPT.2003.818643.
- [105] Hartmut Yersin. *Highly Efficient OLEDs with Phosphorescent Materials*. Wiley, 2007. ISBN: 3-527-40594-1.

- [106] Anagnostis Tsiatmas, Constant P.M.J. Baggen, Frans M.J. Willems y col. «An illumination perspective on visible light communications». En: *IEEE Communications Magazine* 52.7 (jul. de 2014). Conference Name: IEEE Communications Magazine, págs. 64-71. ISSN: 1558-1896. DOI: 10.1109/MCOM.2014.6852085.
- [107] Y. F. Cheung y H. W. Choi. «Color-Tunable and Phosphor-Free White-Light Multilayered Light-Emitting Diodes». En: *IEEE Transactions on Electron Devices* 60.1 (ene. de 2013). Conference Name: IEEE Transactions on Electron Devices, págs. 333-338. ISSN: 1557-9646. DOI: 10.1109/TED.2012.2228866.
- [108] Sebastian Reineke, Frank Lindner, Gregor Schwartz y col. «White organic light-emitting diodes with fluorescent tube efficiency». en. En: *Nature* 459.7244 (mayo de 2009), págs. 234-238. ISSN: 0028-0836, 1476-4687. DOI: 10.1038/nature08003. URL: <http://www.nature.com/articles/nature08003> (visitado 2020-11-18).
- [109] P. A. Haigh, Z. Ghassemlooy, I. Papakonstantinou y col. «2.7 Mb/s With a 93-kHz White Organic Light Emitting Diode and Real Time ANN Equalizer». En: *IEEE Photonics Technology Letters* 25.17 (sep. de 2013). Conference Name: IEEE Photonics Technology Letters, págs. 1687-1690. ISSN: 1941-0174. DOI: 10.1109/LPT.2013.2273850.
- [110] Y. Huang, Z. Guo, H. Huang y col. «Influence of Current Density and Capacitance on the Bandwidth of VLC LED». En: *IEEE Photonics Technology Letters* 30.9 (mayo de 2018). Conference Name: IEEE Photonics Technology Letters, págs. 773-776. ISSN: 1941-0174. DOI: 10.1109/LPT.2018.2813665.
- [111] X. Xiao, H. Xiao, H. Liu y col. «Modeling and Analysis for Modulation of Light-Conversion Materials in Visible Light Communication». En: *IEEE Photonics Journal* 11.5 (oct. de 2019). Conference Name: IEEE Photonics Journal, págs. 1-13. ISSN: 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2019.2931611.
- [112] X. Huang, S. Chen, Z. Wang y col. «2.0-Gb/s Visible Light Link Based on Adaptive Bit Allocation OFDM of a Single Phosphorescent White LED». En: *IEEE Photonics Journal* 7.5 (oct. de 2015). Conference Name: IEEE Photonics Journal, págs. 1-8. ISSN: 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2015.2480541.
- [113] F. Wu, C. Lin, C. Wei y col. «1.1-Gb/s White-LED-Based Visible Light Communication Employing Carrier-Less Amplitude and Phase Modulation». En: *IEEE Photonics Technology Letters* 24.19 (oct. de 2012). Conference Name: IEEE Photonics Technology Letters, págs. 1730-1732. ISSN: 1941-0174. DOI: 10.1109/LPT.2012.2210540.
- [114] W. Xu, M. Zhang, D. Han y col. «Real-Time 262-Mb/s Visible Light Communication With Digital Predistortion Waveform Shaping». En: *IEEE Photonics Journal* 10.3 (jun. de 2018). Conference Name: IEEE Photonics Journal, págs. 1-10. ISSN: 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2018.2829905.
- [115] N. Murata, Y. Kozawa e Y. Umeda. «Digital Color Shift Keying With Multicolor LED Array». En: *IEEE Photonics Journal* 8.4 (ago. de 2016). Conference Name: IEEE Photonics Journal, págs. 1-13. ISSN: 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2016.2582645.

- [116] E. Xie, R. Bian, X. He y col. «Over 10 Gbps VLC for Long-Distance Applications Using a GaN-Based Series-Biased Micro-LED Array». En: *IEEE Photonics Technology Letters* 32.9 (mayo de 2020). Conference Name: IEEE Photonics Technology Letters, págs. 499-502. ISSN: 1941-0174. DOI: 10.1109/LPT.2020.2981827.
- [117] F. M. Wu, C. T. Lin, C. C. Wei y col. «Performance Comparison of OFDM Signal and CAP Signal Over High Capacity RGB-LED-Based WDM Visible Light Communication». En: *IEEE Photonics Journal* 5.4 (ago. de 2013). Conference Name: IEEE Photonics Journal, págs. 7901507-7901507. ISSN: 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2013.2271637.
- [118] Y. Huang, Z. Guo, X. Wang y col. «GaN-Based High-Response Frequency and High-Optical Power Matrix Micro-LED for Visible Light Communication». En: *IEEE Electron Device Letters* 41.10 (oct. de 2020). Conference Name: IEEE Electron Device Letters, págs. 1536-1539. ISSN: 1558-0563. DOI: 10.1109/LED.2020.3021282.
- [119] Zheng Gong, Shirong Jin, Yujie Chen y col. «Size-dependent light output, spectral shift, and self-heating of 400 nm InGaN light-emitting diodes». en. En: *Journal of Applied Physics* 107.1 (ene. de 2010), pág. 013103. ISSN: 0021-8979, 1089-7550. DOI: 10.1063/1.3276156. URL: <http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.3276156> (visitado 2020-11-18).
- [120] P. Chvojka, P. Dvorak, P. Pesek y col. «Characterization of the organic LED based visible light communications». En: *2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*. Jul. de 2016, págs. 1-4. DOI: 10.1109/CSNDSP.2016.7573912.
- [121] P. A. Haigh, Z. Ghassemlooy, H. Le Minh y col. «Exploiting Equalization Techniques for Improving Data Rates in Organic Optoelectronic Devices for Visible Light Communications». En: *Journal of Lightwave Technology* 30.19 (oct. de 2012). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 3081-3088. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2012.2210028.
- [122] H. Elgala, R. Mesleh y H. Haas. «An LED Model for Intensity-Modulated Optical Communication Systems». En: *IEEE Photonics Technology Letters* 22.11 (jun. de 2010). Conference Name: IEEE Photonics Technology Letters, págs. 835-837. ISSN: 1941-0174. DOI: 10.1109/LPT.2010.2046157.
- [123] M. Gao, C. Li y Z. Xu. «Optimal Transmission of VLC System in the Presence of LED Nonlinearity and APD Module Saturation». En: *IEEE Photonics Journal* 10.5 (oct. de 2018). Conference Name: IEEE Photonics Journal, págs. 1-14. ISSN: 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2018.2871148.
- [124] H. Lu, J. Jin y J. Wang. «Alleviation of LED nonlinearity impact in visible light communication using companding and predistortion». En: *IET Communications* 13.7 (2019). Conference Name: IET Communications, págs. 818-821. ISSN: 1751-8636. DOI: 10.1049/iet-com.2018.5851.
- [125] R. Mesleh, H. Elgala y H. Haas. «LED nonlinearity mitigation techniques in optical wireless OFDM communication systems». En: *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking* 4.11 (nov. de 2012). Conference Name: IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, págs. 865-875. ISSN: 1943-0639. DOI: 10.1364/JOCN.4.000865.

- [126] X. Deng, S. Mardanikorani, Y. Wu y col. «Mitigating LED Nonlinearity to Enhance Visible Light Communications». En: *IEEE Transactions on Communications* 66.11 (nov. de 2018). Conference Name: IEEE Transactions on Communications, págs. 5593-5607. ISSN: 1558-0857. DOI: 10.1109/TCOMM.2018.2858239.
- [127] H. Chen, Z. Xu, Q. Gao y col. «A 51.6 Mb/s Experimental VLC System Using a Monochromic Organic LED». En: *IEEE Photonics Journal* 10.2 (abr. de 2018). Conference Name: IEEE Photonics Journal, págs. 1-12. ISSN: 1943-0655. DOI: 10.1109/JPHOT.2017.2748152.
- [128] R. Singh, T. O'Farrell y J. P. R. David. «An Enhanced Color Shift Keying Modulation Scheme for High-Speed Wireless Visible Light Communications». En: *Journal of Lightwave Technology* 32.14 (jul. de 2014). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 2582-2592. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2014.2328866.
- [129] R. Bian, I. Tavakkolnia y H. Haas. «15.73 Gb/s Visible Light Communication With Off-the-Shelf LEDs». En: *Journal of Lightwave Technology* 37.10 (mayo de 2019). Conference Name: Journal of Lightwave Technology, págs. 2418-2424. ISSN: 1558-2213. DOI: 10.1109/JLT.2019.2906464.
- [130] L. Zhang, Z. Wei, C.-J. Chen y col. «First Demonstration of Multi-User QAM-OFDMA Visible Light Communication System Based on a 75- μ m Single Layer Quantum Dot Blue Micro-LED». En: *2020 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*. ISSN: 2160-8989. Mayo de 2020, págs. 1-2.
- [131] Y. Huang, C. Tsai, H. Kao y col. «17.6-Gbps universal filtered multi-carrier encoding of GaN blue LD for visible light communication». En: *2017 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*. Mayo de 2017, págs. 1-2.
- [132] Z. Wei, L. Zhang, L. Wang y col. «High-speed Visible Light Communication System Based on a Packaged Single Layer Quantum Dot Blue Micro-LED with 4-Gbps QAM-OFDM». En: *2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*. Mar. de 2020, págs. 1-3.
- [133] Yu-Fang Huang, Tsai-Chen Wu, Y. Chi y col. «Impedance matched GaN LD package for direct OFDM communication at 14 Gbps». En: *2016 21st OptoElectronics and Communications Conference (OECC) held jointly with 2016 International Conference on Photonics in Switching (PS)*. Jul. de 2016, págs. 1-3.
- [134] P. J. Baxandall. «Transistor sine-wave LC oscillators. Some general considerations and new developments». En: *Proceedings of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering* 106.16 (mayo de 1959). Conference Name: Proceedings of the IEE - Part B: Electronic and Communication Engineering, págs. 748-758. ISSN: 0369-8890. DOI: 10.1049/pi-b-2.1959.0141.
- [135] N. O. Sokal y A. D. Sokal. «Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers». En: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 10.3 (jun. de 1975). Conference Name: IEEE Journal of Solid-State Circuits, págs. 168-176. ISSN: 1558-173X. DOI: 10.1109/JSSC.1975.1050582.
- [136] V.J. Tyler y Telecom Australia. *A New High-efficiency High-power Amplifier*. Telecom Australia, 1978.

-
- [137] Thomas H. Lee. *The design of CMOS radio-frequency integrated circuits*. en. 2nd ed. Cambridge, UK ; New York: Cambridge University Press, 2004. ISBN: 978-0-521-83539-8.
- [138] Marian K. Kazimierczuk. *RF power amplifiers*. en. OCLC: ocn236117362. Chichester, West Sussex, U.K.: Wiley, 2008. ISBN: 978-0-470-77946-0.
- [139] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps y col. «Power amplifiers and transmitters for RF and microwave». En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 50.3 (mar. de 2002). Conference Name: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, págs. 814-826. ISSN: 1557-9670. DOI: 10.1109/22.989965.
- [140] V. Yousefzadeh, E. Alarcon y D. Maksimovic. «Three-level buck converter for envelope tracking applications». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 21.2 (mar. de 2006). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 549-552. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2005.869728.
- [141] Miguel Rodriguez, Pablo Fernandez-Miaja, Alberto Rodriguez y col. «A Multiple-Input Digitally Controlled Buck Converter for Envelope Tracking Applications in Radiofrequency Power Amplifiers». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 25.2 (feb. de 2010). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 369-381. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2028732.
- [142] Javier Sebastián, Pablo Fernández-Miaja, Francisco Javier Ortega-González y col. «Design of a Two-Phase Buck Converter With Fourth-Order Output Filter for Envelope Amplifiers of Limited Bandwidth». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.11 (nov. de 2014). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 5933-5948. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2295035.
- [143] P. F. Miaja, A. Rodríguez y J. Sebastián. «Buck-Derived Converters Based on Gallium Nitride Devices for Envelope Tracking Applications». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.4 (abr. de 2015). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 2084-2095. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2326046.
- [144] Javier Sebastián, Pablo Fernández-Miaja, Alberto Rodríguez y col. «Analysis and Design of the Output Filter for Buck Envelope Amplifiers». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.1 (ene. de 2014). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 213-233. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2248752.
- [145] P. Cheng, M. Vasić, O. García y col. «Minimum Time Control for Multiphase Buck Converter: Analysis and Application». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.2 (feb. de 2014). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 958-967. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2256798.
- [146] L. R. Kahn. «Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration». En: *Proceedings of the IRE* 40.7 (jul. de 1952). Conference Name: Proceedings of the IRE, págs. 803-806. ISSN: 2162-6634. DOI: 10.1109/JRPROC.1952.273844.

- [147] M. Vasic, O. Garcia, J. A. Oliver y col. «Multilevel Power Supply for High-Efficiency RF Amplifiers». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 25.4 (abr. de 2010). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 1078-1089. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2033186.
- [148] P. F. Miaja, M. Rodriguez, A. Rodriguez y col. «A Linear Assisted DC/DC Converter for Envelope Tracking and Envelope Elimination and Restoration Applications». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.7 (jul. de 2012). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 3302-3309. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2181869.
- [149] P. F. Miaja, J. Sebastián, R. Marante y col. «A Linear Assisted Switching Envelope Amplifier for a UHF Polar Transmitter». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.4 (abr. de 2014). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 1850-1861. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2270916.
- [150] M. Vasić, O. García, J. A. Oliver y col. «Theoretical Efficiency Limits of a Serial and Parallel Linear-Assisted Switching Converter as an Envelope Amplifier». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.2 (feb. de 2014). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 719-728. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2257855.
- [151] W. H. Doherty. «A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves». En: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 24.9 (sep. de 1936). Conference Name: Proceedings of the Institute of Radio Engineers, págs. 1163-1182. ISSN: 2162-6626. DOI: 10.1109/JRPROC.1936.228468.
- [152] F. H. Raab. «Efficiency of Doherty RF Power-Amplifier Systems». En: *IEEE Transactions on Broadcasting* BC-33.3 (sep. de 1987). Conference Name: IEEE Transactions on Broadcasting, págs. 77-83. ISSN: 1557-9611. DOI: 10.1109/TBC.1987.266625.
- [153] H. Chireix. «High Power Outphasing Modulation». En: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 23.11 (nov. de 1935). Conference Name: Proceedings of the Institute of Radio Engineers, págs. 1370-1392. ISSN: 2162-6626. DOI: 10.1109/JRPROC.1935.227299.
- [154] L. F. Gaudernack. «A Phase-Opposition System of Amplitude Modulation». En: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 26.8 (ago. de 1938). Conference Name: Proceedings of the Institute of Radio Engineers, págs. 983-1008. ISSN: 2162-6626. DOI: 10.1109/JRPROC.1938.228496.
- [155] Daniel G. Aller, Diego G. Lamar, Juan Rodríguez y col. «Adapting the Outphasing Technique for VLC Based on Summing the Light». En: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. ISSN: 2329-3748. Sep. de 2019, págs. 872-876. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912964.
- [156] Daniel G. Aller, Diego G. Lamar, Pablo F. Miaja y col. «Design of a Linear-Assisted VLC-LED Transmitter Based on Summing the Light». En: *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Vol. 1. ISSN: 2577-1647. Oct. de 2019, págs. 4268-4273. DOI: 10.1109/IECON.2019.8927718.

- [157] Xuejun Zhang, Lawrence E. Larson y Peter M. Asbeck. *Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers*. en. Artech House Publishers, 2003.
- [158] A. Ghahremani, A. Annema y B. Nauta. «Outphasing Class-E Power Amplifiers: From Theory to Back-Off Efficiency Improvement». En: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 53.5 (mayo de 2018). Conference Name: IEEE Journal of Solid-State Circuits, págs. 1374-1386. ISSN: 1558-173X. DOI: 10.1109/JSSC.2017.2787759.
- [159] C. Liang, P. Roblin, Y. Hahn y col. «Novel Outphasing Power Amplifiers Designed With an Analytic Generalized Doherty–Chireix Continuum Theory». En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 66.8 (ago. de 2019). Conference Name: IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, págs. 2935-2948. ISSN: 1558-0806. DOI: 10.1109/TCSI.2019.2910471.
- [160] D. J. Perreault. «A New Power Combining and Outphasing Modulation System for High-Efficiency Power Amplification». En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 58.8 (ago. de 2011). Conference Name: IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, págs. 1713-1726. ISSN: 1558-0806. DOI: 10.1109/TCSI.2011.2106230.
- [161] A. F. Aref, T. M. Hone y R. Negra. «A Study of the Impact of Delay Mismatch on Linearity of Outphasing Transmitters». En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 62.1 (ene. de 2015). Conference Name: IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, págs. 254-262. ISSN: 1558-0806. DOI: 10.1109/TCSI.2014.2349573.
- [162] T. Hwang, K. Azadet, R. S. Wilson y col. «Nonlinearity Modeling of a Chireix Outphasing Power Amplifier». En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 62.12 (dic. de 2015). Conference Name: IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, págs. 2898-2907. ISSN: 1558-0806. DOI: 10.1109/TCSI.2015.2485718.
- [163] M. El-Asmar, A. Birafane, M. Helaoui y col. «Analytical Design Methodology of Outphasing Amplification Systems Using a New Simplified Chireix Combiner Model». En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60.6 (jun. de 2012). Conference Name: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, págs. 1886-1895. ISSN: 1557-9670. DOI: 10.1109/TMTT.2012.2193897.
- [164] M. E. Heidari, M. Lee y A. A. Abidi. «All-Digital Outphasing Modulator for a Software-Defined Transmitter». En: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 44.4 (abr. de 2009). Conference Name: IEEE Journal of Solid-State Circuits, págs. 1260-1271. ISSN: 1558-173X. DOI: 10.1109/JSSC.2009.2014729.
- [165] M. Kazimierczuk y K. Puczek. «Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle». En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems* 34.2 (feb. de 1987). Conference Name: IEEE Transactions on Circuits and Systems, págs. 149-159. ISSN: 1558-1276. DOI: 10.1109/TCS.1987.1086114.
- [166] Earl McCune. *Practical Digital Wireless Signals*. The Cambridge RF and Microwave Engineering Series. Cambridge University Press, 2010. DOI: 10.1017/CB09780511674648.

- [167] Marian K. Kazimierczuk. *Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters*. en-us. John Wiley & Sons, Ltd, 2015. ISBN: 978-1-119-00959-7. (Visitado 2020-09-25).
- [168] Santa Concepción Huerta, Angel de Castro, Oscar García y col. «FPGA-Based Digital Pulsewidth Modulator With Time Resolution Under 2 ns». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.6 (nov. de 2008). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 3135-3141. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2005370.
- [169] Angel de Castro y Elías Todorovich. «High Resolution FPGA DPWM Based on Variable Clock Phase Shifting». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 25.5 (mayo de 2010). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 1115-1119. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2037818.
- [170] Denis Navarro, Óscar Lucía, Luis Angel Barragán y col. «Synchronous FPGA-Based High-Resolution Implementations of Digital Pulse-Width Modulators». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.5 (mayo de 2012). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 2515-2525. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2173702.
- [171] Song Hu, Jiang Naiti, Hu Shanshan y col. «FPGA-based high resolution DPWM control circuit». En: *Journal of Systems Engineering and Electronics* 29.6 (dic. de 2018). Conference Name: Journal of Systems Engineering and Electronics, págs. 1136-1141. ISSN: 1004-4132. DOI: 10.21629/JSEE.2018.06.03.
- [172] Xin Cheng, Ruifeng Song, Guangjun Xie y col. «A New FPGA-Based Segmented Delay-Line DPWM With Compensation for Critical Path Delays». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.12 (dic. de 2018). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 10794-10802. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2763750.
- [173] Xin Cheng, Wanjing Shao, Lixin Xu y col. «A High Resolution DPWM Based on Synchronous Phase-Shifted Circuit and Delay Line». En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 67.8 (ago. de 2020). Conference Name: IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, págs. 2685-2692. ISSN: 1558-0806. DOI: 10.1109/TCSI.2020.2977146.
- [174] J. Sebastian, P.J. Villegas, F. Nuno y col. «High-efficiency and wide-bandwidth performance obtainable from a two-input buck converter». En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 13.4 (jul. de 1998). Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics, págs. 706-717. ISSN: 1941-0107. DOI: 10.1109/63.704143.
- [175] Manuel Arias, Diego G. Lamar, Javier Sebastian y col. «High-Efficiency LED Driver Without Electrolytic Capacitor for Street Lighting». En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 49.1 (ene. de 2013). Conference Name: IEEE Transactions on Industry Applications, págs. 127-137. ISSN: 1939-9367. DOI: 10.1109/TIA.2012.2227644.

- [176] Andoni Urtasun y Dylan Dah-Chuan Lu. «Control of a Single-Switch Two-Input Buck Converter for MPPT of Two PV Strings». En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.11 (nov. de 2015). Conference Name: IEEE Transactions on Industrial Electronics, págs. 7051-7060. ISSN: 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2015.2432097.
- [177] Thorlabs. *PDA10A-EC Si Fixed Gain Detector, 200-1100 nm, 150 MHz BW*. URL: <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=PDA10A-EC> (visitado 2020-09-24).

BIBLIOGRAFÍA

Capítulo 5

Conclusiones, trabajo futuro y contribuciones

En este capítulo final se hace un resumen de las conclusiones generales del trabajo de Tesis y la propuesta de trabajo futuro. El capítulo finaliza con un resumen de las contribuciones y la lista de publicaciones como resultado de trabajo de investigación durante el desarrollo de los estudios de doctorado.

5.1. Conclusiones

La investigación y el desarrollo entorno a la tecnología VLC ha sufrido un gran incremento en los últimos años. Esto es debido en parte a la sobre utilización del espectro de RF, donde se buscan alternativas para determinados ámbitos con el fin de aliviar su uso. Pero otra clara razón es la sinergia que existe entre la tecnología VLC y el despliegue de sistemas de iluminación basados en LEDs. La posibilidad de integrar la comunicación en estos sistemas abre la posibilidad de despliegues de redes de comunicación en entornos donde antes no hubiera sido posible, ya fuese por motivos técnicos o económicos. Aplicaciones como posicionamiento en interiores, redes de sensores distribuidos, comunicación infraestructura vehículo en ciudad, y comunicación vehículo a vehículo son unas de las más prometedoras aplicaciones para VLC, donde esta parte con ventaja con respecto a RF. El desarrollo constante de la tecnología se ve reflejado en el número de publicaciones que surgen anualmente con el tema, además del creciente interés de empresas por esta tecnología. La aparición de productos comerciales integrando la tecnología VLC, así como la aparición de estándares de comunicación son muestras de una creciente madurez de la tecnología y de su establecimiento como tecnología de comunicación inalámbrica. Aunque del análisis de la tecnología también se obtienen sus puntos débiles, ya sean características intrínsecas de la tecnología o desventajas propias de una tecnología en proceso de desarrollo. Entre los principales se encuentra el desarrollo de tecnología LED adaptada a VLC, donde linealidad y ancho de banda son parámetros a tener en cuenta en todo el proceso de producción de los LEDs. La aparición de μ -LED con grandes anchos de banda, así como la investigación en técnicas de la mejora del ancho de banda o la linealidad de los LEDs actuales es necesaria con el fin de aumentar las capacidades de la tecnología VLC como sistema de comunicación. Por otro lado, la integración de la capacidad de comunicación en el *driver* LED no es una tarea trivial, siendo esta la principal característica en la que se ha centrado

este trabajo de Tesis. El desarrollo de *drivers* VLC con altas capacidades de comunicación y alta eficiencia se vuelve necesario para el éxito futuro de la tecnología. Conseguir ambas cualidades en un mismo *driver* se vuelve muy complejo debido a los requerimientos impuestos por el LED en la comunicación. La integración del *driver* de LEDs junto con la circuitería de comunicaciones es la pieza clave en el diseño del *driver* VLC. Integraciones basadas en transistores serie o paralelo con los LEDs son las implementaciones más sencillas y con eficiencias altas pero imponen restricciones muy grandes en los esquemas de modulación posibles, implicando una limitación también en la capacidad de comunicación del *driver* VLC. El análisis de *drivers* basados en RFPA desvela su gran capacidad de comunicación y relativa sencillez de diseño, pero con la clara desventaja en la eficiencia. La propuesta de diferentes adaptaciones de técnicas como *outphasing* o ayuda lineal muestran maneras de mejorar la eficiencia y capacidad de comunicación en estos sistemas. Además el concepto de suma de luces ayuda a simplificar enormemente estas técnicas, que de otra forma complicarían el diseño haciendo poco atractivo su uso en VLC. Por otro lado, la utilización de convertidores CC-CC de respuesta rápida como *drivers* VLC obtiene las mejores características en cuanto a eficiencia y capacidad de comunicación a costa de complicar la implementación. *Drivers* basados en modificar el *driver* de LEDs obteniendo los *drivers* VLC integrados presentan altas eficiencias y capacidad de comunicación, donde su clara desventaja es el límite impuesto en la eficiencia y resolución debido a tener que integrar ambas tareas en el mismo convertidor. De la separación de funciones en dos convertidores, donde surgen los *drivers* VLC basados en la división de la potencia, se consigue solucionar el problema aparecido en los *drivers* VLC integrados. Esta separación de tareas permite la optimización de cada uno de los convertidores a una de las funciones determinadas de la tecnología VLC, permitiendo alcanzar mejores rendimientos y capacidades de comunicación. Estas son alcanzadas a costa de incrementar la dificultad del diseño y del control.

Con la visión global de los tipos de *drivers* VLC disponibles en la actualidad se concluye que la elección de uno sobre el otro dependerá de los requerimientos de la aplicación particular. La posibilidad de elegir entre diferentes implementaciones, cada una con sus ventajas y desventajas confiere a estas propuestas la flexibilidad necesaria para poder integrar la tecnología VLC en una gran variedad de entornos y aplicaciones. El éxito futuro de la tecnología dependerá en gran medida del avance en términos de diseño de LEDs para VLC y de nuevos *drivers* más eficientes, con mayores capacidades de diseño y más sencillos.

5.2. Trabajo futuro

Tras el análisis realizado en este trabajo de Tesis, se proponen diferentes líneas de trabajo futuro:

- El desarrollo de *drivers* de LEDs basados en los nuevos tipos de LEDs adaptados a VLC como son los μ -LEDs. Estos LEDs, de menor potencia y con mayor ancho de banda, presentan requerimientos diferentes con respecto a los LEDs considerados en este trabajo de tesis y necesitarían de un análisis diferenciado.
- El análisis de la eficiencia del LED, su degradación y envejecimiento en *drivers* VLC en función de la potencia emitida, tiempo de uso (con y sin señal de comunicación) y en función de la modulación utilizada.

- Comparación integral de las diferentes implementaciones propuestas de *drivers* VLC basados en el uso de convertidores CC-CC, donde los prototipos sean diseñados con parámetros similares, tanto eléctricos, de coste, de número de componentes y de comunicaciones, y mediante la elección de métricas en la comunicación y figuras de mérito sean comparadas.
- El diseño de una plataforma de investigación basada en convertidores CC-CC de respuesta rápida, ya sea basados en *drivers* integrados o en *drivers* basados en el reparto de potencia. Esto permitiría promover la investigación en este campo y dar acceso al uso de los *drivers* eficientes aquí propuestos a otras áreas de investigación sin entrar en el diseño circuital de bajo nivel. Estos podrían construir comunicaciones o protocolos de capas más altas sobre el diseño de *hardware* de la plataforma.
- Integración de las propuestas de *driver* VLC de alta eficiencia en sistemas reales, ya sean de comunicación, posicionamiento, etc, en aplicaciones donde la eficiencia y la capacidad de comunicación sean parámetros críticos, como sistemas de iluminación de alta potencia o sistemas alimentados desde baterías.

5.3. Contribuciones relacionadas directamente con este trabajo

Lista de contribuciones publicadas relacionadas directamente con este trabajo:

- Propuesta del concepto de la suma de luces en sistemas VLC.
- Análisis y diseño de un *driver* VLC basados en RFPA usando la técnica de *Outphasing* y su simplificación utilizando el concepto de suma de luces.
- Análisis y diseño de un *driver* VLC basados en RFPA usando la técnica de ayuda lineal y su simplificación utilizando el concepto de suma de luces.
- Análisis y diseño de un *driver* VLC integrado basado en un convertidor reductor de doble fase.
- Análisis, adaptación y diseño del convertidor TIBuck como *driver* VLC basado en el reparto de la potencia.
- Propuesta, análisis y diseño de una nueva arquitectura formada por un convertidor reductor/elevador paralelo/serie basado en el reparto de la potencia.

Un total de 30 publicaciones:

- 7 publicaciones en revistas internacionales
- 9 publicaciones en congresos internacionales
- 14 publicaciones en congresos nacionales

5.3.1. Publicaciones en revista internacional:

1. *Taking advantage of the sum of the light in outphasing technique for visible light communication transmitter.*
IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, pp. 1–1, 2020
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, P. F. Miaja, J. Rodríguez, and J. Sebastián.
DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2965774
2. *Adapting techniques to improve efficiency in radio frequency power amplifiers for visible light communications.*
MDPI Electronics, vol. 9, no. 1, 2020,
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, J. Rodríguez, P. F. Miaja, V. F. Romero, J. Mendiola, and J. Sebastián.
DOI: 10.3390/electronics9010131
3. *Reproducing multi-carrier modulation schemes for visible light communication with the ripple modulation technique.*
IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 2, pp. 1532-1543, Feb. 2020,
Authors: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja, and J. Sebastián.
DOI: 10.1109/TIE.2019.2912795
4. *Power Efficient VLC Transmitter Based on Pulse-Width Modulated DC-DC Converters and the Split of the Power.*
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 2, pp. 1726–1743, Feb 2019,
Authors: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja and J. Sebastián.
DOI: 10.1109/TPEL.2018.2830881
5. *Efficient Visible Light Communication Transmitters Based on Switching-Mode dc-dc Converters.*
MDPI Sensors, vol. 18, no. 4, 2018,
Authors: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja and J. Sebastián.
DOI: 10.3390/s18041127
6. *On the Role of Power Electronics in Visible Light Communication.*
IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 3, pp. 1210–1223, Sep. 2018,
Authors: J. Sebastián, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, J. Rodríguez and P. F. Miaja.
DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2830878

5.3.2. Publicaciones en congreso internacional:

7. *Design of a high performance VLC-LED driver for Visible Light Communication based on the split of the power.*
2020 IEEE 21th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL),
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, M. Arias, P. F. Miaja, y J. Sebastián.
DOI: Aceptado pero no indexado.
8. *Design of a Two Input Buck converter (TIBuck) for a Visible Light Communication LED driver based on splitting the power.*
2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2020, pp. 1309-1314,
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, M. Arias, J. Rodríguez, P. F. Miaja, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124254
9. *Adapting the Outphasing Technique for VLC Based on Summing the Light.*
2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Sep. 2019, pp. 872–876,
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, J. Rodríguez, P. F. Miaja, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912964
10. *Design of a Linear-Assisted VLC-LED Transmitter Based on Summing the Light.*
IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, vol. 1, Oct 2019, pp. 4268–4273,
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, P. F. Miaja, J. Rodríguez, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/IECON.2019.8927718
11. *Power-Efficient VLC Transmitter able to Reproduce Multi-Carrier Modulation Schemes by Using the Output Voltage Ripple of the HB-LED Driver.*
2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), June 2018, pp. 1–8,
Authors: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja, y J. Sebastián
DOI: 10.1109/COMPEL.2018.8460175
12. *Performance Evaluation of a VLC Transmitter Based on the Split of the Power.*
2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2018, pp. 1179–1186,
Authors: J. Rodríguez, **D. G. Aller**, D. G. Lamar, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/APEC.2018.8341165
13. *Energy efficient visible light communication transmitter based on the split of the power.*
2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Oct 2017, pp. 217–224,
Authors: J. Rodríguez, **D. G. Aller**, D. G. Lamar, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/ECCE.2017.8095784

14. *On the Role of the Power Electronics on Visible Light Communication.*
2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC),
March 2017, pp. 2420–2427,
Authors: J. Sebastián, **D. G. Aller**, J. Rodríguez, D. G. Lamar, y P. F. Miaja.
DOI: 10.1109/APEC.2017.7931038

5.3.3. Publicaciones en congreso nacional:

15. *Diseño de convertidor reductor de doble entrada (tiburón) como driver de leds para comunicaciones por luz visible (vlc) basado en el reparto de la potencia.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2020 (SAAEI 2020)
Autores: **D. G. Aller**, D. Lamar, M. Arias, J. Rodríguez, P. F. Miaja y J. Sebastián
16. *Transmisores VLC basados en la suma de intensidades lumínicas.*
Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI (34th. 2019. Sevilla)
Autores: **D. G. Aller**, P. F. Miaja, D. G. Lamar, J. Rodríguez y J. Sebastián
17. *Using the Outphasing Technique with Switching-Mode Power Converters for Visible Light Communication.*
Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI (34th. 2019. Sevilla)
Autores: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja y J. Sebastián
18. *Utilizando técnicas de mejora de rendimiento de amplificadores de potencia de RF en Comunicaciones por Luz Visible.*
Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI (34th. 2019. Sevilla)
Autores: J. Sebastián, **D. G. Aller**, J. Rodríguez, P. F. Miaja y D. G. Lamar
19. *Adaptación de la técnica de Outphasing para VLC basada en la suma de luces.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2019 (SAAEI 2019)
Autores: **D. G. Aller**, D. Lamar, J. Rodríguez, P. F. Miaja y J. Sebastián
20. *Diseño de un transmisor VLC con asistencia lineal basado en la suma de intensidades lumínicas.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2019 (SAAEI 2019)
Autores: **D. G. Aller**, D. Lamar, J. Rodríguez, P. F. Miaja y J. Sebastián
21. *Mejora de la Técnica de Modulación del Rizado para Comunicación por Luz Visible.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2019 (SAAEI 2019)
Autores: J. Rodríguez, D. Lamar, P. F. Miaja, **D. G. Aller** y J. Sebastián

22. *Diseño de transmisores VLC eficientes basados en convertidores CC/CC de respuesta rápida.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2018 (SAAEI 2018),
Autores: **D. G. Aller**, J. Rodríguez, D. G. Lamar, P. F. Miaja y J. Sebastián
23. *Transmisor VLC eficiente basado en el reparto de la potencia entre convertidores CC/CC modulados por ancho de pulso.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2018 (SAAEI 2018),
Autores: J. Rodríguez, D. G. Lamar, P. F. Miaja, **D. G. Aller** y J. Sebastián
24. *Desarrollo de un transmisor para comunicaciones en luz visible (VLC) basado en un convertidor CC/CC conmutado de respuesta rápida.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI 2017),
Autores: **D. G. Aller**, J. Rodríguez, J. Sebastián y D. G. Lamar
25. *El papel de los convertidores CC/CC en las comunicaciones por luz visible.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI 2017),
Autores: J. Sebastián, **D. G. Aller**, J. Rodríguez, P. F. Miaja y D. G. Lamar

5.4. Otras contribuciones

Lista de publicaciones no relacionadas directamente con este trabajo:

5.4.1. Publicaciones en revista internacional:

26. *On Supplying LEDs from Very Low dc Voltages with High Frequency AC-LED Drivers.*
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 6, pp. 5711–5719, June 2019,
Authors: I. Castro, A. Vázquez, **D. G. Aller**, M. Arias, D. G. Lamar and J. Sebastián.
DOI: 10.1109/TPEL.2018.2869795

5.4.2. Publicaciones en congreso internacional:

27. *On supplying LEDs from very low dc voltages with high frequency AC-LED drivers.*
2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), June 2018, pp. 1–8,
Authors: I. Castro, **D. G. Aller**, M. Arias, D. G. Lamar, M. M. Hernando, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/COMPEL.2018.8459984

5.4.3. Publicaciones en congreso nacional:

28. *Dinamización del aprendizaje de VHDL a través del Aprendizaje Basado en Proyectos en una asignatura de Máster.*
Congreso Universitario de Innovación Educativa En las Enseñanzas Técnicas, CUIEET (26º. 2018. Gijón),
Autores: Manuel Arias, Ignacio Castro, Kevin Martín, **Daniel García**, Mariam Saeed
29. *Convertidores electrónicos de potencia para alimentar LEDs de iluminación desde tensiones muy bajas.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI 2017),
Autores: J. Sebastián, M. Trapiello, I. Castro, **D. G. Aller** y M. Arias
30. *Control digital de una topología Totem-Pole para la corrección del factor de potencia.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI 2017),
Autores: **D. G. Aller**, I. Castro, M. Arias, D. G. Lamar y M. M. Hernando

5.5. Financiación

Este trabajo está financiado en parte por los fondos Europeos de Desarrollo Regional, en parte por el Gobierno Español bajo los proyectos MINECO-20-PID2019-110483RBI00, MCIU-19-RTI2018-099682-A-I00, PID2019-110483RB-I00, RTI2018-099682-A-I00 y MINECO-17-DPI2016-75760-R, en parte por el Gobierno del Principado de Asturias bajo el proyecto IDI/2018/000179 y la beca BP17-91.

Capítulo 6

Conclusions, future work and contributions

This last chapter includes a summary of the general conclusions of this Thesis and the proposal of future work. The chapter ends with a summary of the direct contributions of the Thesis and the list of publications as a result of the research work performed.

6.1. Conclusions

The research and development around the VLC technology have experienced a big increase in the last few years. One of the main reasons have been due to the overused of the RF spectrum and the search of a new alternative for wireless communication in those environments where RF is not a suitable option. But maybe the most important reason has been due to the good synergy that VLC has with SSL infrastructures and its recent deployment as the main technology for lighting systems. The integration between VLC and SSL allows the deployment of wireless communications in places where it could be unfeasible before, primary due to economical or technical reasons. Indoor positioning systems, distributed sensor networks, communication between infrastructure and vehicles, and communication between vehicles are among the most promising fields of application for VLC. The constant development of this technology can be seen in the increasing number of papers covering this topic together with the development of new commercial product. The integration of VLC in commercial products, as well as the development of new communication standards are good signs for a growing technology. Unfortunately, the technology have still several disadvantages or weak points. Some of them are intrinsic to the technology, but other are just due to the early stage of the development, and will be solved in the future. One of the main disadvantages is the adaptation of the LED technology to accommodate the communication task, where linearity and bandwidth are important factors for VLC which have to be taken into account on the design of new LEDs for VLC. New LED technologies with wider bandwidths, such as μ -LED, or the development of new techniques to increase the linearity or the bandwidth of the current LEDs are necessary in order to improve the communication capability of VLC technology. On the other hand, the integration of the communication capability inside the LED driver is not a trivial task, being the development of VLC drivers the core topic that is being covered in this Thesis. The development of VLC

drivers with high efficiency and high communication performance is linked with the future success of the technology. The difficulty of achieving both characteristics in the same circuitry comes from the fact that both tasks, bias and communication, have different requirements. The integration of both tasks is the main key on the design of a VLC driver. Architectures based on switches in series or parallel with the LED have been reported to achieve high efficiency, but their main disadvantage are the limitation on the modulation schemes, which are solely based on pulses. This imposes a limitation on the communication performance. Other option are the VLC drivers based on RFPA. This are on the completely other side, where high communication capability is achieved but low efficiency. The proposal and adaptation of different techniques to improve the efficiency in these VLC drivers is covered in this Thesis, such as outphasing and linear assistance. Also, the concept of the sum of the light is also proposed as a way to simplify these techniques, making them more suitable for VLC. The use of fast response DC-DC converters in VLC drivers is also covered in this Thesis, which are able to achieve high efficiency and high communication performance at the same time, at the expense of increasing the difficulty on the design and control. VLC drivers based on integrating the communication task directly into the LED driver (integrated LED drivers) can achieve high efficiency and high communication performance, but the integration of both different tasks into the same circuitry imposes a limits on the efficiency and communication performance, because the circuit cannot be optimize for one task nor the other. On the other hand, the VLC drivers based on the split of the power are meant to solve this last problem by means of the division of both tasks between two different converters. The division of the tasks allows for the optimization of each converter, allowing to achieve better efficiency and communication performance. The improvement is achieve at the expense of further increase the difficulty of the design and the control.

As a general conclusion, the choice of the VLC driver topology depends on the requirements on the application. The flexibility given by the wide range of options is an advantage that allows a better adaptation of the design to the requirements based on the advantages and disadvantages of the VLC drivers. The future success of the technology will depend on the future development of LED technology and VLC drivers in terms of cost and efficiency.

6.2. Future work

The following future work is proposed as a continuation of this Thesis.

- The development of VLC drivers based on μ -LEDs. Due to its lower power and wider bandwidth, the design constrains on the VLC driver will differ quite significantly from the ones used in this Thesis, meaning that a new analysis focused on the μ -LEDs is necessary.
- An efficiency analysis of the LED, its degradation and ageing process when the LED is used in a VLC. It can be performed as a function of the average power, the communication signal, the modulation scheme.
- Integral comparison of the different implementations of VLC drivers based on DC-DC converters, in which general guidelines are follow for the design of all the converters. By selecting similar parameters regarding electrical and

communication parameters, cost and components, a real comparison between all the solutions can be performed by using predefined metrics and figure of merit.

- The design of a research platform based on fast response DC-DC converter, either using integrated VLC driver or VLC driver based on the split of the power. This will help promoting the use of this high efficiency VLC driver in different areas without the need of designing from scratch the circuitry. Researchers from different fields could build communications and protocols on top of the low level design provided by the VLC driver.
- The integration of the high efficiency VLC drivers proposed in this Thesis in real applications (wireless communication, indoor positioning). It is specially interesting for application where the efficiency plays an important role, such as high power or battery powered VLC systems.

6.3. Contributions of the Thesis

List of contributions that are directly related to this Thesis:

- The proposal of the concept of the sum of the light in VLC
- The analysis and design of a VLC driver based on RFPA using the outphasing technique and its simplification based on the concept of the sum of the light
- The analysis and design of a VLC driver based on RFPA using the linear assistance technique and its simplification based on the concept of the sum of the light
- The analysis and design of an integrated VLC driver based on a two phase buck converter
- The analysis, adaptation and design of a TIBuck converter and its use as VLC driver based on the split of the power
- The proposal, analysis and design of a novel architecture based on buck/boost parallel/series as VLC driver based on the split of the power

A total of 30 publications:

- 7 publications in international journals
- 9 publications in international congress
- 14 publications in national congress

6.3.1. Contributions that are published in international journals:

1. *Taking advantage of the sum of the light in outphasing technique for visible light communication transmitter.*
 IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, pp. 1–1, 2020
 Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, P. F. Miaja, J. Rodríguez, and J. Sebastián.
 DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2965774

2. *Adapting techniques to improve efficiency in radio frequency power amplifiers for visible light communications.*
 MDPI Electronics, vol. 9, no. 1, 2020,
 Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, J. Rodríguez, P. F. Miaja, V. F. Romero, J. Mendiolaigoitia, and J. Sebastián.
 DOI: 10.3390/electronics9010131

3. *Reproducing multi-carrier modulation schemes for visible light communication with the ripple modulation technique.*
 IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 2, pp. 1532-1543, Feb. 2020,
 Authors: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja, and J. Sebastián.
 DOI: 10.1109/TIE.2019.2912795

4. *Power Efficient VLC Transmitter Based on Pulse-Width Modulated DC-DC Converters and the Split of the Power.*
 IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 2, pp. 1726–1743, Feb 2019,
 Authors: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja and J. Sebastián.
 DOI: 10.1109/TPEL.2018.2830881

5. *Efficient Visible Light Communication Transmitters Based on Switching-Mode dc-dc Converters.*
 MDPI Sensors, vol. 18, no. 4, 2018,
 Authors: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja and J. Sebastián.
 DOI: 10.3390/s18041127

6. *On the Role of Power Electronics in Visible Light Communication.*
 IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 3, pp. 1210–1223, Sep. 2018,
 Authors: J. Sebastián, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, J. Rodríguez and P. F. Miaja.
 DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2830878

6.3.2. Contributions that are published in international conferences:

7. *Design of a high performance VLC-LED driver for Visible Light Communication based on the split of the power.*
2020 IEEE 21th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL),
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, M. Arias, P. F. Miaja, y J. Sebastián.
DOI: Aceptado pero no indexado.
8. *Design of a Two Input Buck converter (TIBuck) for a Visible Light Communication LED driver based on splitting the power.*
2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2020, pp. 1309-1314,
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, M. Arias, J. Rodríguez, P. F. Miaja, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124254
9. *Adapting the Outphasing Technique for VLC Based on Summing the Light.*
2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Sep. 2019, pp. 872–876,
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, J. Rodríguez, P. F. Miaja, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912964
10. *Design of a Linear-Assisted VLC-LED Transmitter Based on Summing the Light.*
IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, vol. 1, Oct 2019, pp. 4268–4273,
Authors: **D. G. Aller**, D. G. Lamar, P. F. Miaja, J. Rodríguez, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/IECON.2019.8927718
11. *Power-Efficient VLC Transmitter able to Reproduce Multi-Carrier Modulation Schemes by Using the Output Voltage Ripple of the HB-LED Driver.*
2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), June 2018, pp. 1–8,
Authors: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja, y J. Sebastián
DOI: 10.1109/COMPEL.2018.8460175
12. *Performance Evaluation of a VLC Transmitter Based on the Split of the Power.*
2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2018, pp. 1179–1186,
Authors: J. Rodríguez, **D. G. Aller**, D. G. Lamar, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/APEC.2018.8341165
13. *Energy efficient visible light communication transmitter based on the split of the power.*
2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Oct 2017, pp. 217–224,
Authors: J. Rodríguez, **D. G. Aller**, D. G. Lamar, y J. Sebastián.
DOI: 10.1109/ECCE.2017.8095784

14. *On the Role of the Power Electronics on Visible Light Communication.*
 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC),
 March 2017, pp. 2420–2427,
 Authors: J. Sebastián, **D. G. Aller**, J. Rodríguez, D. G. Lamar, y P. F. Miaja.
 DOI: 10.1109/APEC.2017.7931038

6.3.3. Contributions that are published in national conferences:

15. *Diseño de convertidor reductor de doble entrada (tiburón) como driver de leds para comunicaciones por luz visible (vlc) basado en el reparto de la potencia.*
 Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2020 (SAAEI 2020)
 Autores: **D. G. Aller**, D. Lamar, M. Arias, J. Rodríguez, P. F. Miaja y J. Sebastián
16. *Transmisores VLC basados en la suma de intensidades lumínicas.*
 Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI (34th. 2019. Sevilla)
 Autores: **D. G. Aller**, P. F. Miaja, D. G. Lamar, J. Rodríguez y J. Sebastián
17. *Using the Outphasing Technique with Switching-Mode Power Converters for Visible Light Communication.*
 Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI (34th. 2019. Sevilla)
 Autores: J. Rodríguez, D. G. Lamar, **D. G. Aller**, P. F. Miaja y J. Sebastián
18. *Utilizando técnicas de mejora de rendimiento de amplificadores de potencia de RF en Comunicaciones por Luz Visible.*
 Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI (34th. 2019. Sevilla)
 Autores: J. Sebastián, **D. G. Aller**, J. Rodríguez, P. F. Miaja y D. G. Lamar
19. *Adaptación de la técnica de Outphasing para VLC basada en la suma de luces.*
 Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2019 (SAAEI 2019)
 Autores: **D. G. Aller**, D. Lamar, J. Rodríguez, P. F. Miaja y J. Sebastián
20. *Diseño de un transmisor VLC con asistencia lineal basado en la suma de intensidades lumínicas.*
 Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2019 (SAAEI 2019)
 Autores: **D. G. Aller**, D. Lamar, J. Rodríguez, P. F. Miaja y J. Sebastián
21. *Mejora de la Técnica de Modulación del Rizado para Comunicación por Luz Visible.*
 Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2019 (SAAEI 2019)
 Autores: J. Rodríguez, D. Lamar, P. F. Miaja, **D. G. Aller** y J. Sebastián

22. *Diseño de transmisores VLC eficientes basados en convertidores CC/CC de respuesta rápida.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2018 (SAAEI 2018),
Autores: **D. G. Aller**, J. Rodríguez, D. G. Lamar, P. F. Miaja y J. Sebastián
23. *Transmisor VLC eficiente basado en el reparto de la potencia entre convertidores CC/CC modulados por ancho de pulso.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2018 (SAAEI 2018),
Autores: J. Rodríguez, D. G. Lamar, P. F. Miaja, **D. G. Aller** y J. Sebastián
24. *Desarrollo de un transmisor para comunicaciones en luz visible (VLC) basado en un convertidor CC/CC conmutado de respuesta rápida.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI 2017),
Autores: **D. G. Aller**, J. Rodríguez, J. Sebastián y D. G. Lamar
25. *El papel de los convertidores CC/CC en las comunicaciones por luz visible.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI 2017),
Autores: J. Sebastián, **D. G. Aller**, J. Rodríguez, P. F. Miaja y D. G. Lamar

6.4. Other Contributions

List of contributions that are no directly related to this Thesis.

6.4.1. Other Contributions that are published in international journals:

26. *On Supplying LEDs from Very Low dc Voltages with High Frequency AC-LED Drivers.*
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 6, pp. 5711–5719, June 2019,
Authors: I. Castro, A. Vázquez, **D. G. Aller**, M. Arias, D. G. Lamar and J. Sebastián.
DOI: 10.1109/TPEL.2018.2869795

6.4.2. Other Contributions that are published in international conferences:

27. *On supplying LEDs from very low dc voltages with high frequency AC-LED drivers.*
2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), June 2018, pp. 1–8,
Authors: I. Castro, **D. G. Aller**, M. Arias, D. G. Lamar, M. M. Hernando, y

J. Sebastián.

DOI: 10.1109/COMPEL.2018.8459984

6.4.3. Other Contributions that are published in national conferences:

28. *Dinamización del aprendizaje de VHDL a través del Aprendizaje Basado en Proyectos en una asignatura de Máster.*
Congreso Universitario de Innovación Educativa En las Enseñanzas Técnicas, CUIEET (26^º. 2018. Gijón),
Autores: Manuel Arias, Ignacio Castro, Kevin Martín, **Daniel García**, Maríam Saeed
29. *Convertidores electrónicos de potencia para alimentar LEDs de iluminación desde tensiones muy bajas.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI 2017),
Autores: J. Sebastián, M. Trapiello, I. Castro, **D. G. Aller** y M. Arias
30. *Control digital de una topología Totem-Pole para la corrección del factor de potencia.*
Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI 2017),
Autores: **D. G. Aller**, I. Castro, M. Arias, D. G. Lamar y M. M. Hernando

6.5. Funding

This work was supported in part by European Regional Development Fund grants, in part by the Spanish Government under projects MINECO-20-PID2019-110483RBI00, MCIU-19-RTI2018-099682-A-I00, PID2019-110483RB-I00, RTI2018-099682-A-I00 and MINECO-17-DPI2016-75760-R, and in part by the Principality of Asturias under project IDI/2018/000179 and scholarship BP17-91.