



Universidad de
Oviedo



ESCUELA POLITÉCNICA DE INGENIERÍA DE GIJÓN

**MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN**

ÁREA DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**CONVERTIDOR REDUCTOR CON TÉCNICA
DE MODULACIÓN DEL RIZADO PARA TRANSMISORES DE
COMUNICACIÓN POR LUZ VISIBLE**

D. García Meré, Juan Ramón
TUTOR: D. RODRÍGUEZ MÉNDEZ, Juan
COTUTOR: D. GARCÍA ALLER, Daniel

FECHA: Julio 2021

ACRÓNIMOS

- 4G** cuarta generación de telefonía móvil
- ADC** *Analog-to-Digital Converter*, conversor analógico-digital
- ASK** *Amplitude Shift Keying*, codificación por variación en amplitud
- BPSK** *Bipolar Phase Shift Keying*, codificación por variación de fase bipolar
- EMI** *Electromagnetic Interference*, interferencia electromagnética
- EoC** *End of Conversion*
- ET** *Envelope Tracking*, seguimiento de envolvente
- EVM_{rms}** *Error Vector Magnitude*, magnitud del vector error
- FDM** *Frequency-Division Multiplexing*, multiplexado por división en frecuencia
- FPGA** *Field Programmable Gate Array*
- HB-LED** *High-Brightness LED*, diodo LED de alta luminosidad
- IM/DD** *Intensity modulation/Direct Detection*, modulación de la intensidad lumínica/detección directa
- IoT** *Internet of Things*, Internet de las cosas
- IR** *Infrared*, infrarrojo
- IrDA** *Infrared Data Association*, asociación de datos por infrarrojo
- ISM** *Industrial, Scientific & Medical*, industrial, científica y médica
- ITS** *Intelligent Transportation System*, Sistema Inteligente de Transporte
- LED** *Light Emitting Diode*, diodo emisor de luz
- LoS** *Line of Sight*, línea de visión
- LPA** *Linear Power Amplifier*, amplificador de potencia lineal
- LUT** *Look-Up Table*
- M2M** *Machine-to-Machine*, máquina a máquina
- MCM** *Multiple Carriers Modulation*, modulación multiportadora
- MOSFET** *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*, transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor
- OFDM** *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, multiplexación por división de frecuencias ortogonales
- OWC** *Optical Wireless Communications*, comunicaciones ópticas inalámbricas
- PCB** *Printed Circuit Board*, placa de circuito impreso
- PoE** *Power over Ethernet*, potencia sobre Ethernet
- PWM** *Pulse Width Modulation*, modulación por ancho de pulso

QAM *Quadrature Amplitude Modulation*, modulación de amplitud encuadratura

RF *RadioFrequency*, radiofrecuencia

RFPA *RadioFrequency Power Amplifier*, amplificador de potencia de radiofrecuencia

RGB *Red, Green & Blue*, rojo, verde y azul

RM *Ripple Modulation*, modulación desde el rizado

SCM *Single Carrier Modulation*, modulación de portadora única

SPMA *Switch Mode Power Amplifier*, amplificador conmutado de potencia

SSL *Solid State Lighting*, iluminación con semiconductores

TDM *Time-Division Multiplexing*, multiplexado por división en frecuencia

TIA *TransImpedance Amplifier*, amplificador de transimpedancia

V2I *Vehicle-to-Infrastructure*, comunicaciones vehículo a infraestructura

V2V *Vehicle-to-Vehicle*, comunicaciones vehículo a vehículo

VHDL *Very High Description Language*

VLC *Visible Light Communications*, comunicaciones por luz visible

WLAN *Wireless Local Area Network*, red inalámbrica de área local

ÍNDICE GENERAL

1. Introducción a las comunicaciones por luz visible	1
1.1. Introducción	2
1.2. La comunicación por luz visible (VLC)	3
1.2.1. Ventajas, desventajas y ámbito de aplicación	5
1.2.2. El sistema de VLC	10
1.2.2.1. El HB-LED como emisor de VLC	11
1.3. Modulaciones usadas en VLC	13
1.4. Papel de la electrónica de potencia en la VLC	16
1.5. Objetivo y organización del trabajo	19
2. Aplicación de técnicas de RM en convertidores CC/CC de respuesta rápida para VLC	20
2.1. Funcionamiento del convertidor reductor	21
2.1.1. Empleo de un convertidor reductor como <i>driver</i> VLC: modulación PWM	22
2.1.2. Empleo de un convertidor reductor como <i>driver</i> VLC: modulación RM	27
2.2. Alternativas para la generación de RM empleando un convertidor reductor	32
2.2.1. Síntesis de RM mediante la variación en la separación de pulsos consecutivos	33
2.2.2. Síntesis de RM mediante la variación en el ancho de pulsos consecutivos	35
2.3. Comparativa entre las alternativas para la generación de RM	37
2.4. Generación de esquemas SCM a partir de RM	41
3. Diseño del convertidor reductor como driver VLC	46
3.1. Parámetros a considerar en el diseño del convertidor	47
3.2. Caracterización de los HB-LEDs	47
3.2.1. Cálculo de la tensión de entrada del convertidor V_G	50
3.3. Diseño del filtro de salida del convertidor	51
3.3.1. Diseño de un filtro de orden 2	54
3.3.2. Diseño de un filtro de orden 3	60
3.3.3. Diseño de filtros “semielípticos”	64
3.3.4. Efecto del filtro en la señal filtrada	69
4. Construcción y pruebas experimentales	72
4.1. Construcción del prototipo	73
4.1.1. Implementación del convertidor	73
4.1.2. Implementación de la cadena de realimentación	75
4.1.3. Implementación del sistema de control digital	77
4.1.4. Detalles de la implementación física del prototipo	79
4.2. Funcionamiento del prototipo	82

4.2.1. Pruebas de transmisión	86
5. Resumen, conclusiones y trabajos futuros	91
5.1. Tareas realizadas	92
5.2. Conclusiones	92
5.3. Propuestas de mejora y trabajos futuros	93
Bibliografía	95
Anexos	
Anexo A. Código VHDL para el control del convertidor	104
Anexo B. Esquemáticos empleados para la realización de la PCB del prototipo	111
Anexo C. Lista de componentes	116
Anexo D. Fotolitos	119

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1.	Espectro electromagnético de la luz visible.	4
1.2.	Técnica IM/DD en el proceso de comunicación VLC.	11
1.3.	Relación entre tensión de polarización $v_{LED}(t)$, corriente de polarización $i_{LED}(t)$ e intensidad lumínica $s(t)$ emitida por un HB-LED en la VLC.	12
1.4.	Ejemplos de modulación: (a) ASK, (b) PSK y (c) QAM.	15
1.5.	Esquema simplificado de un <i>driver</i> VLC.	16
1.6.	Diagrama de implementación de un <i>driver</i> destinado a modulaciones SCM o multiportadora.	17
1.7.	Empleo de un convertidor CC/CC de respuesta rápida como <i>driver</i> destinado a modulaciones SCM o multiportadora.	18
2.1.	Esquema general de un convertidor reductor empleado como <i>driver</i> para polarizar una cadena de HB-LEDs.	21
2.2.	Esquema de la operación de un convertidor reductor destinado a la reproducción de señales en la VLC.	23
2.3.	Simplificación de la figura 2.2 empleada en el estudio de convertidores CC/CC destinados a la reproducción de señales VLC.	24
2.4.	(a) Ejemplo de implementación de la técnica PWM para una señal SCM genérica. (b) Representación de la magnitud del espectro de la señal en el nodo de conmutación $v_{SW}(t)$ implementando una PWM a partir de una 16-QAM cuadrada, y de la función de transferencia del filtro paso-bajos de alto orden.	26
2.5.	Obtención del primer armónico y del valor medio de un tren de pulsos con $d = \text{cte.}$ y $\gamma = \text{cte.}$	27
2.6.	(a) Aplicando la técnica de <i>outphasing</i> con $\alpha = 0,5$ y $\beta = 0,25$. (b) Aplicando la técnica de <i>outphasing</i> con $\alpha = 0,25$ y $\beta = 0,125$. (c) Aplicando la técnica de <i>outphasing</i> con $\alpha = 0$ y $\beta = 0,5$	30
2.7.	Convertidor reductor bifase empleado para sintetizar señales para VLC empleando la técnica RM.	31
2.8.	Representación de la magnitud del espectro de la señal en el nodo de conmutación $v_{SW}(t)$ según la técnica implementada en [48] y de la función de transferencia del filtro paso-bajos de alto orden.	32
2.9.	Representación fasorial de diferentes técnicas de <i>outphasing</i> . (a) Variando el desfase relativo α entre dos portadoras de la misma amplitud. (b) Variando la amplitud de dos portadoras en contrafase.	33
2.10.	Obtención de una portadora mediante el desfase de dos pulsos consecutivos en un ciclo de la portadora T_0	34
2.11.	Obtención de una portadora mediante la variación en el <i>duty</i> de dos pulsos consecutivos en un ciclo de la portadora T_0	36

2.12. Estudio de los armónicos según la ecuación (2.21) en función de d y α : (a) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia f_0 . (b) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia $2f_0$. (c) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia $3f_0$	39
2.13. Estudio de los armónicos según la ecuación (2.27) en función de $d_A + d_B$ y $ d_A - d_B $: (a) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia f_0 . (b) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia $2f_0$. (c) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia $3f_0$	40
2.14. (a) Variación de los armónicos de la señal (2.21) en función de diferentes ciclos de trabajo d , cuando se busca generar mediante RM una señal donde $r_{CA/CC-max} = 0,1$. (b) Variación de los armónicos de la señal (2.27) en función de diferentes ciclos de trabajo promedio d_0 , cuando se busca generar mediante RM una señal donde $r_{CA/CC-max} = 0,1$	42
2.15. (a) Generación de los pulsos cuando no se produce desbordamiento. (b) Generación de los pulsos cuando se produce un desbordamiento al principio del periodo. (c) Generación de los pulsos cuando se produce un desbordamiento al final del periodo.	45
3.1. Curva de funcionamiento del HB-LED <i>XLamp MX-3</i> del fabricante <i>Cree</i> –extraído de [65]– y linealización –en rojo–.	48
3.2. Modelo linealizado de una cadena de m HB-LEDs en serie.	49
3.3. Amplitud de los diferentes armónicos de la señal $v_{SW}(t)$ reproduciendo una portadora de 2,4 V con $d = 0,7$ y $V_G = 30$ V.	52
3.4. Ejemplos de implementación de combinación de filtros paso-bajos y de filtros de rechazo de banda en comparación con la respuesta de un filtro paso-bajos convencional.	54
3.5. Principio de superposición aplicado al estudio del filtro de salida de un convertidor.	55
3.6. Estudio del filtro paso-bajos LC de segundo orden empleado en el convertidor.	56
3.7. Convertidor operando con un filtro paso-bajos de segundo orden añadiendo una bobina en serie con el condensador C_2	57
3.8. Diagramas de Bode de los filtros de orden 2 diseñados a partir de las topologías de las figuras 3.6 y 3.7, considerando $f_{LPF} = 1,2$ MHz y $f_{notch} = 2$ MHz.	58
3.9. Convertidor operando con un filtro de segundo orden añadiendo dos rechazos de banda basados en resonancias serie.	59
3.10. Diagrama de Bode del filtro de orden 2 mostrado de la figura 3.10.	60
3.11. Filtro paso-bajos de tercer orden añadiendo una bobina en serie con el condensador C_2	61
3.12. Diagramas de Bode del filtro cuya topología se muestra en la figura 3.11 y de un filtro paso-bajos Butterworth de orden 3.	62
3.13. Dos rechazos de banda en un filtro paso-bajos de orden 3.	63
3.14. Diagrama de Bode del filtro de orden 3 mostrado en la figura 3.13.	63
3.15. (a) Topología de filtros elípticos de orden impar. (b) Topología de filtros elípticos de orden par.	65

3.16. Diagramas de Bode de filtros "semielípticos" de distinto orden, con una frecuencia de corte de 1,2 MHz y resonancias a 2 MHz y 4 MHz.	66
3.17. Señal resultante tras filtrar la señal RM con filtros "semielípticos" de orden 3 a 6, junto con la señal teórica que se debería obtener realmente.	67
3.18. Señal resultante tras filtrar la señal RM con filtros Butterworth de orden 4 a 8, junto con la señal teórica que se debería obtener realmente.	68
3.19. Prototipo final del convertidor reductor síncrono, empleando un filtro "semielíptico" de orden 5.	69
3.20. (a) Transición entre la reproducción de una portadora de amplitud de 2,4 V y una portadora de amplitud 0,8 V. (b) Transición entre la reproducción de una portadora con un desfase de 90° y una portadora con desfase de -90°	71
4.1. (a) Esquema de implementación de la circuitería de gobierno de los transistores MOSFET. (b) Esquema del sistema de alimentación de los circuitos integrados del prototipo.	74
4.2. Esquemático de la implementación de la cadena de realimentación empleada en el prototipo.	75
4.3. Diagrama de bloques de la implementación del control digital del prototipo en la FPGA <i>Nexys 4 DDR</i>	78
4.4. (a) Imagen de la cara TOP de la PCB del prototipo. (b) Imagen de la cara BOTTOM de la PCB del prototipo.	81
4.5. Operación del convertidor reproduciendo una portadora de máxima amplitud.	82
4.6. Estimación del módulo del espectro de la señal $v_{SW}(t)$ y de $v_{LED}(t)$ cuando el convertidor opera reproduciendo una portadora de amplitud constante.	83
4.7. Salto en la amplitud de la portadora durante las pruebas experimentales.	84
4.8. Salto en la fase de la portadora durante las pruebas experimentales.	85
4.9. Barrido de las amplitudes a sintetizar durante la transmisión del esquema SCM a transmitir.	85
4.10. Esquema del montaje experimental empleado con sus principales componentes	86
4.11. Constelación del esquema 32-QAM empleado en las pruebas de transmisión.	87
4.12. Principales forma de onda implicadas en la transmisión de un esquema SCM.	88
4.13. Demodulación de la 32-QAM recibida cuando el fotorreceptor se ubica a 25 cm del prototipo.	89
4.14. Demodulación de la 32-QAM recibida cuando el fotorreceptor se ubica a 50 cm del prototipo.	89
4.15. Demodulación de la 32-QAM recibida cuando el fotorreceptor se ubica a 75 cm del prototipo.	90

ÍNDICE DE TABLAS

3.1. RANGO DE TENSIONES Y CORRIENTES EN LOS QUE HA DE OPERAR LA CADENA DE HB-LEDs USADOS EN EL PROTOTIPO.	50
3.2. VALORES DE LOS COMPONENTES DE LOS FILTROS DE 2 ^o ORDEN ANALIZADOS	59
3.3. VALORES DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO DE 2 ^o ORDEN CON 2 RECHAZOS DE BANDA ANALIZADOS	60
3.4. VALORES DE LOS COMPONENTES DE LOS FILTROS DE 3 ^{er} ORDEN ANALIZADOS	61
3.5. VALORES DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO DE 3 ^{er} ORDEN CON DOS RECHAZOS DE BANDA MOSTRADO EN LA FIGURA 3.14(B).	62
3.6. VALORES DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO “SEMIELÍPTICO” DE 5 ^o ORDEN	69
4.1. RELACIÓN DE COMPONENTES EMPLEADOS EN LA CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO.	80
4.2. DATOS DE CONSUMO DEL PROTOTIPO REPRODUCIENDO UNA PORTADORA DE AMPLITUD CONSTANTE	84
4.3. AMPLITUDES Y FASES DEFINIDAS EN LA CONSTELACIÓN 32-QAM	87
4.4. VALORES DE CALCULADOS DURANTE EL PROCESO DE DEMODULACIÓN	90



1.- INTRODUCCIÓN A LAS COMUNICACIONES POR LUZ VISIBLE

El aumento de la velocidad demandada a las actuales redes inalámbricas y el incremento del número de usuarios que hacen uso de ellas están conduciendo a una paulatina congestión del espectro radioeléctrico. Es por ello por lo que en los últimos años se están explorando nuevas alternativas a las actuales comunicaciones inalámbricas para solventar este problema. Las comunicaciones ópticas, y en especial las comunicaciones mediante la luz visible, se postulan como una opción viable de gran potencial. En este capítulo se explicarán los principios de funcionamiento de este tipo de comunicaciones y su ámbito de aplicación, las diferentes técnicas de modulación que se pueden emplear y los problemas de rendimiento que presentan los actuales transmisores en las comunicaciones por luz visible, así como la temática y la organización del presente trabajo.



1.1.- Introducción

La capacidad de poder intercambiar grandes volúmenes de datos de manera instantánea haciendo uso de las actuales redes inalámbricas resulta clave en nuestro paradigma tecnológico. En los últimos años, el número de dispositivos portátiles que están conectados a internet a través de estas redes ha crecido, y se prevé que esta tendencia no sólo se mantenga sino que se acelere en el futuro. Se estima que para el año 2023, unos 29,3 mil millones de dispositivos se comunicarán a través de internet, de los cuales 13,1 mil millones tendrán capacidad para conectarse de forma inalámbrica, con una tasa de crecimiento anual para estos dispositivos del 8 % [1]. Algunas ventajas que presentan las conexiones inalámbricas y que explican su atractivo frente a las redes cableadas son el alto grado de movilidad de los usuarios dentro de estas redes y la facilidad con la que pueden conectarse o desconectarse, proporcionando un acceso ubicuo dentro del área de cobertura de la red. Debido a estas características, tendencias tecnológicas emergentes como el IoT (*Internet of Things*, internet de las cosas) – intercambio de información entre objetos cotidianos a través de internet–, el *eHealth* –monitorización y diagnóstico de la salud del paciente mediante las tecnologías de la información– o el paradigma de las *smart cities* –comunicación entre edificios e infraestructuras y mobiliario urbano– encuentran en las redes inalámbricas la mejor forma de interconectar sus dispositivos. Es decir, el uso de las redes inalámbricas se acelerará debido tanto al empleo de equipos electrónicos destinados a usuarios finales –móviles, tabletas, *smartwatches*, etc.–, y a la proliferación de equipos conectados a internet de forma constante que intercambiarán información de forma autónoma, lo que constituye el paradigma de las comunicaciones M2M (*Machine-to-Machine*, máquina a máquina). Se prevé que habrá un promedio de 1,8 conexiones M2M por cada habitante del planeta para 2023, representando las conexiones *indoor* desde electrodomésticos inteligentes –*smart TVs*, sensores de domótica, etc.– el 48 % de dichas comunicaciones [1].

Actualmente, la práctica totalidad de las comunicaciones inalámbricas emplean el espectro radioeléctrico, comprendido entre los 3 kHz y los 300 GHz, donde se utilizan diferentes protocolos en función de la banda y aplicación, estando también en algunos casos sujeto a la legislación gubernamental para acceso al medio y su utilización. Dentro de estas tecnologías, las redes más populares son las redes inalámbricas de área local o WLAN (*Wireless Local Area Networks*), empleadas masivamente para proporcionar grandes tasas de transferencia de datos –tráfico de *streaming*, de vídeo bajo demanda, etc.–, y que actúan típicamente en entornos interiores como puerta de acceso de una red cableada que provee conexión a internet. Debido a que el espectro de radiofrecuencia es un bien natural y escaso, puesto que cada una de las bandas está sometida a un conjunto de limitaciones y licencias, los dispositivos que integran las WLAN se interconectan mayoritariamente empleando las bandas ISM (*Industrial, Scientific &*



Medical, industrial, científica y médica). Este conjunto de frecuencias está limitado a la interconexión de dispositivos de baja potencia de emisión y cobertura limitada, pudiendo operar sin licencia y sin incurrir en gastos adicionales.

Así, si se considera el aumento de nuevos usuarios dentro de las redes WLAN, el requerimiento de mayores anchos de banda debido a nuevas aplicaciones y servicios que demandarán una mayor velocidad en las comunicaciones y el uso que hacen las WLAN de las mismas frecuencias del espectro, se producirá una disminución en el rendimiento de las redes inalámbricas. Por un lado, una de las soluciones más utilizadas actualmente a la creciente congestión del actual espectro de radiofrecuencia [2] parece ser “trasladar” esas comunicaciones a otras bandas, haciendo que el espectro se agote. Por otro lado, compartir los mismos canales de la red entre un número creciente de dispositivos hará que el usuario final perciba una velocidad menor de lo que realmente debería ser, hasta alcanzar el denominado *capacity crunch* o límite de capacidad [3]-[4]. Además, un mayor número de dispositivos conectados generará un mayor nivel de interferencia electromagnética en el canal de comunicaciones inalámbrico, algo que puede afectar al correcto funcionamiento de los equipos electrónicos en entornos cruciales como hospitales, aplicaciones aeroespaciales, etc. Por ello, se necesitan alternativas tecnológicas a la sobreutilización del espectro radioeléctrico para poder implementar redes inalámbricas sin los problemas mencionados anteriormente.

1.2.- La comunicación por luz visible (VLC)

Dentro del espectro de radiofrecuencia, surgen opciones para aliviar la paulatina congestión de las actuales comunicaciones. Por ejemplo, la tecnología WiGig (*Wireless Gigabit*) –protocolo de comunicaciones inalámbricas recogido en el estándar IEEE802.11ay [5]– está diseñada para proporcionar altas tasas de transferencia de datos como Wi-Fi, pero operando en la banda ISM de 60 GHz. Este rango de frecuencias está siendo infrutilizado, con lo que se podría responder a una demanda creciente de usuarios aprovechando bandas de radiofrecuencia no congestionadas. Sin embargo, la implementación de estas soluciones podría implicar tanto la creación de nuevas infraestructuras de redes como de nuevos *front-ends* de radiofrecuencia en los dispositivos, algo que resultaría costoso.

Sin embargo, una de las opciones que más peso ha ido ganando durante los últimos años es el uso de porciones del espectro electromagnético diferentes a aquellas empleadas en las tecnologías de radiofrecuencia. Dentro de esta familia de soluciones, las OWC (*Optical Wireless Communications*, comunicaciones ópticas inalámbricas) emplean la emisión de luz en diferentes longitudes de ondas en medios no guiados para la transmisión de información, desde el rango de frecuencias que comprenden los infrarrojos hasta el ultravioleta. Entre las OWC, la tecnología que más interés



es la comunicación por luz visible o VLC (*Visible Light Communication*), donde las comunicaciones emplean todo el espectro visible, comprendido entre los 430 THz y los 790 THz (750 nm - 380 nm), un rango de frecuencias mucho mayor que el que abarca las comunicaciones RF. En este tipo de enlaces, dispositivos como LEDs (*Light Emitting Diode*, diodo emisor de luz) o diodos láser varían la intensidad de la luz que emiten en función de la señal de comunicaciones que se busca transmitir. El receptor de VLC emplearía un fotodiodo para generar una señal proporcional a estos cambios en la potencia óptica emitida, pudiendo establecer así un enlace de comunicaciones.

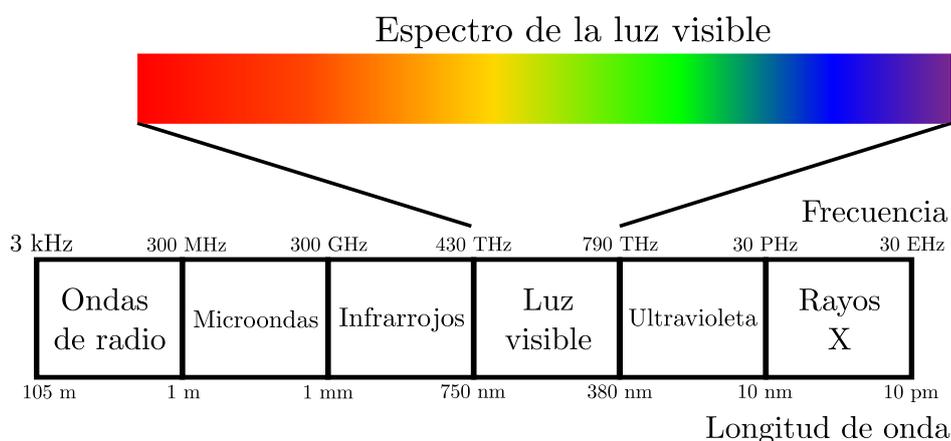


Figura 1.1.- Espectro electromagnético de la luz visible.

Pese a que son muchas las razones que pueden explicar el creciente atractivo en la investigación de las tecnologías basadas en la VLC –un rango de frecuencias mucho mayor que el espectro de radiofrecuencia, mejor compatibilidad electromagnética al no interferir con las comunicaciones radioeléctricas, etc.–, una de las principales motivaciones es la proliferación de luminarias HB-LEDs (*High-Brightness LEDs*, diodos LED de alta luminosidad), usadas en la instalación de los actuales sistemas de iluminación con semiconductores o SSL (*Solid State Lighting*). Las cada vez más estrictas regulaciones respecto a la eficiencia energética de los dispositivos conectados a la red eléctrica ha motivado que el mercado de la iluminación transicione hacia infraestructuras SSL, donde las luminarias HB-LEDs tienen un mayor rendimiento energético, presentan una mayor durabilidad y son más fiables que la iluminación convencional. Se estima que este tipo de iluminación puede reducir hasta en un 80 % el consumo de energía en aplicaciones de iluminación domésticas, iluminación ambiente, iluminación en exteriores, etc. [6]. Otra ventaja que puede tener la iluminación basada en HB-LEDs frente a la iluminación convencional es que en su fabricación no se emplea sustancias peligrosas –por ejemplo, las lámparas fluorescentes actuales contienen gases inertes como el argón pero con pequeñas cantidades de mercurio, lo que puede resultar perjudicial para la salud y difícil de reciclar– [7].



Debido a esto, se estima que la tecnología SSL reemplace a las luminarias tradicionales tanto en la iluminación en interiores como en otros ámbitos como los focos de automóviles [6]. De esta forma, la integración de la VLC en sistemas SSL busca combinar funciones de iluminación con funciones de comunicación, pudiendo implementar comunicaciones inalámbricas en el espectro de la luz visible de forma sencilla, aprovechando la infraestructura de iluminación.

1.2.1.- Ventajas, desventajas y ámbito de aplicación

El desarrollo de la VLC no está motivado únicamente por la proliferación de las infraestructuras SSL o por la progresiva saturación del espectro de RF. Usar la luz visible como medio de transmisión tiene una serie de ventajas inherentes a la propia naturaleza de la luz, como son:

1. Además de ser mucho mayor que el espectro radioeléctrico, el espectro de la luz visible tiene una legislación mucho menos estricta. La coexistencia de múltiples dispositivos operando en el mismo entorno electromagnético exige que los estados legislen sobre las bandas RF y la potencia emitida por cada uno de ellos, para poder limitar el nivel de interferencia. Al emplear la luz como medio de transmisión, la interferencia con los dispositivos RF es nula. Lo mismo ocurriría con el ruido electromagnético: mientras que los dispositivos que hacen uso de comunicaciones RF necesitan acreditar una inmunidad frente al ruido alta –es decir, diseñar el dispositivo para que ninguna interferencia electromagnética haga que opere de forma incorrecta–, un equipo de VLC no se vería perjudicado por la existencia de estas interferencias.
2. Debido a la alta directividad, el área de cobertura de un transmisor de VLC –es decir, el radio de iluminación de una lámpara HB-LED– está limitado. Esto permite la coexistencia de múltiples enlaces en las mismas frecuencias que no interfieren, pudiendo realizar fácilmente una reutilización espacial de las frecuencias de transmisión, de forma análoga a como se reutilizan canales en las celdas de un sistema de telefonía. Además, un único transmisor de VLC daría servicio a un pequeño número de usuarios debido a este radio de cobertura limitado, experimentando cada uno de ellos una velocidad mayor. Ejemplos en los que se emplea este atributo de la VLC se puede encontrar en [8] y [9].
3. Respecto a la seguridad de las comunicaciones, un inconveniente de los enlaces de RF es el *eavesdropping* o las escuchas indeseadas. Mediante un rastreador o *sniffer* inalámbrico, un tercero podría tener acceso a las comunicaciones de un usuario, al ser el acceso al medio de transmisión sencillo. Con la VLC, al no atravesar la



luz paredes debido a su longitud de onda, se podría evitar este problema, al tener que encontrarse el rastreador en la misma estancia que el usuario [10], [11].

4. La implementación de enlaces de VLC resulta más sencilla y más barata que la de las redes de RF. En primer lugar, como se ha señalado anteriormente, se puede hacer uso de la infraestructura SSL preexistente, realizando pequeñas mejoras para convertir las luminarias HB-LEDs en transmisores de VLC. Es decir, no sería necesario invertir en la instalación de una red de comunicaciones nueva. Por otro lado, el coste de un *front-end* VLC es menor que el de un *front-end* de RF con las mismas prestaciones [12]. En la VLC se pueden emplear modulaciones en banda base [13], y en el caso de usar señales pasobanda, los procesos de demodulación son mayoritariamente homodinos, reduciendo la complejidad de los sistemas de VLC y abaratando así su coste.

A partir de las características expuestas anteriormente, se puede concluir que la VLC resulta adecuado en aquellas aplicaciones basadas en enlaces de corto alcance donde se puede asegurar en todo momento una línea de visión o LoS (*Line of Sight*) directa entre emisor y receptor [14]. A estos atributos, hay que añadir que ha de existir una fuente de luz que se mantenga encendida durante todo el proceso de comunicación para que exista un enlace de VLC. Los entornos interiores, tales como viviendas, oficinas, etc., parecen reunir todas estas propiedades, postulándose la VLC como un sustituto de las redes inalámbricas de RF en estos casos. Entre los ámbitos de aplicación donde el desarrollo de la VLC puede cobrar cierta importancia en el futuro, destacan los siguientes escenarios:

1. **Comunicación usando la red eléctrica:** la forma más típica de implementar una red basada en VLC aprovechando la infraestructura de iluminación existente es emplear las líneas de potencia a las que están conectadas la infraestructura de iluminación que actúa como transmisor de VLC como medio para soportar tanto la distribución de energía eléctrica en alterna como el tráfico de datos entre dichas lámparas y un punto de agregación de datos –por ejemplo, un terminal de datos como un *router* que actuaría como puerta de enlace de una red local basada en VLC hacia internet–. Las tecnologías que podrían implementar estas funcionalidades son las denominadas PLCs (*Power Line Communications*), y existen actualmente en el mercado para ampliar el rango de alcance de las WLAN, inyectando la señal de comunicaciones en un punto de la red eléctrica y extrayéndola en aquellos lugares donde no llega la cobertura inalámbrica del punto de acceso WLAN. De esta forma, se espera que la VLC sea el complemento inalámbrico ideal a las actuales tecnologías PLC, de forma análoga a como Wi-Fi lo es de las redes cableadas Ethernet, puesto que se puede modular directamente la luz emitida por la luminaria VLC variando la tensión de alimentación. Algunas líneas de investigación dentro de este ámbito de aplicación de la VLC pasa por



resolver algunos de los problemas que presentan actualmente las PLCs, como son las variaciones de impedancia en la línea [16] o la interferencia con otros equipos conectados a la red [17]. El empleo de las PLCs para redes basadas en VLC se ha explorado en [14] y en [15].

También cabe destacar dentro de este ámbito de aplicación el empleo de la VLC junto con las tecnologías PoE (*Power over Ethernet*). Pese a no emplear la red eléctrica como medio de transmisión, esta familia de tecnologías también combina la distribución de potencia eléctrica con el tráfico de datos de alta velocidad, pero en este caso, empleando los cables de par trenzado sobre los que se sustenta el protocolo de comunicaciones Ethernet. Es decir, los transmisores de VLC estarían alimentados directamente desde el terminal de datos del que reciben información, no desde la red eléctrica. En [18] se puede encontrar ejemplos de redes basadas en VLC empleando PoE.

2. **Entornos libres de interferencia o EMI** (*Electromagnetic Interference*): la VLC parece erigirse el mejor sustituto de las comunicaciones de RF en escenarios con una normativa electromagnética muy estricta. Por ejemplo, los equipos empleados en hospitales, en la monitorización de procesos industriales o en los sistemas de navegación de aviones, han de presentar una alta inmunidad al ruido electromagnético, puesto que un mal funcionamiento debido al EMI puede resultar fatal. También existen entornos donde el uso de las comunicaciones de RF resulta peligroso, como en la industria química, donde es necesario emplear otro tipo de tecnologías. En [19] se puede observar el uso de la VLC para el enlace descendente en una lámpara de lectura en un avión comercial, y en [20], el desarrollo de un prototipo para transmitir señales de electroencefalografía en entornos médicos.
3. **Redes inteligentes de transportes o ITS** (*Intelligent Transportation Systems*): fuera de los entornos *indoor*, la VLC está despertando interés como medio de transmisión en el paradigma ITS. Las redes inteligentes de transporte buscan el intercambio de información de distinta índole –estado de las carreteras, grado de congestión, etc.– entre vehículos –comunicaciones V2V (*Vehicle-to-Vehicle*)– o entre vehículos y la infraestructura –comunicaciones V2I (*Vehicle-to-Infrastructure*)– para diversos fines como gestión de flotas, mejora de la seguridad en la conducción, etc. Típicamente, en las comunicaciones V2V se usan protocolos de comunicación en los que la información se va “propagando” de vehículo en vehículo, hasta que todos poseen la misma información. Una forma de incorporar la VLC al contexto de los ITS podría pasar por adaptar los faros delanteros y traseros de los automóviles para que actúen como emisores de VLC y poder implementar así los protocolos anteriormente mencionados. El principal inconveniente de emplear las tecnologías basadas en VLC en este escenario es que, puesto que la VLC está pensado para enlaces de baja movilidad, el receptor ha de



incorporar mecanismos de seguimiento del emisor, algo que resulta complejo con grandes separaciones entre vehículos y con un nivel de luz ambiente muy alto. Por ello, los receptores de VLC en los ITS pueden llegar a ser más complejos que un simple fotodiodo, proponiendo desde cámaras de alta velocidad [21] a sensores de imagen [22]. Los resultados de una transmisión experimental V2V en condiciones de niebla usando la VLC se reportan en [23].

4. **Tecnologías de acceso en nuevas generaciones móviles:** las nuevas generaciones móviles –cuarta generación (4G) en adelante– buscan abstraer la red de telefonía de la tecnología de acceso al medio, pudiendo acceder a ella empleando diferentes protocolos de comunicaciones inalámbricas [24]. Además, estas generaciones usarán frecuencias del espectro radioeléctrico cada vez más altas, incrementando las pérdidas por espacio libre, y precisando una mayor densidad de antenas de telefonía para cubrir la actual área de cobertura. Una posible solución para solventar este problema pasaría por delegar los enlaces exteriores de larga distancia en tecnologías de RF, mientras que los enlaces cortos en interiores emplearían la VLC. En esta línea, la tecnología Li-Fi (*Light Fidelity*) [25] permite implementar “attoceldas” de VLC, similar a la *clusterización* del área de cobertura en células en las actuales tecnologías móviles. Una gran ventaja es que estas “attoceldas” ópticas pueden coexistir con las tecnologías móviles de RF. Reduciendo el tamaño de las celdas móviles, se puede producir una mayor reutilización espacial de frecuencias, aumentando la densidad de datos. Ejemplos de implementación de esta convergencia entre las células de VLC y las redes móviles actuales se puede ver en [26] y en [27].

Finalmente, también conviene señalar algunas de las principales limitaciones en el desarrollo de la VLC, y en torno a las cuales giran muchas de las líneas de investigación en este campo:

1. La mayor parte del trabajo de investigación en la tecnología VLC se centra en sistemas unidireccionales. Es decir, un receptor dotado de un fotodiodo y un circuito de acondicionamiento es sensible a las variaciones en la luz generadas por un emisor de VLC conectado a una infraestructura SSL, pero no puede transmitir información. Sin embargo, en la inmensa mayoría de aplicaciones se requiere una comunicación bidireccional –negociación de las condiciones de la comunicación, envío de asentimiento, etc.–. Dotar al receptor de VLC de la capacidad de establecer un enlace bidireccional se constituye como uno de los principales retos de la VLC, principalmente por la necesidad de incorporar una fuente de luz –algo que puede resultar molesto al usuario que hace uso de este dispositivo– y por la alta demanda de energía de la que haría uso dicha fuente, algo que es clave en la autonomía de los dispositivos portátiles.



Una de las principales soluciones a este problema es el uso de tecnologías de RF. Pese a haber señalado que la VLC busca solventar la saturación del espectro radioeléctrico, se podría plantear una comunicación de RF para implementar un enlace ascendente, al presentar este un menor ancho de banda que el enlace descendente. Los principales inconvenientes al uso de esta solución es la pérdida de las ventajas que ofrecía la VLC –uso de un espectro mucho mayor y no regulado– y el incremento en el coste y en la complejidad del receptor. Una implementación híbrida entre RF y la VLC se puede encontrar en [28].

Si no se quiere delegar en tecnologías de RF, una alternativa es utilizar tecnologías de la familia de las OWC pero diferentes a la VLC. Por ejemplo, en [29] y en [30] se emplean enlaces de IR (*Infrared*, infrarrojo) para poder implementar enlaces ascendentes en sistemas de VLC. Las comunicaciones basadas en IR presentan un alto grado de madurez, siendo el consorcio IrDA (*Infrared Data Association*) el principal grupo encargado de la estandarización y del fomento de estas tecnologías en la actualidad. El uso de IR permitiría implementar un receptor con capacidad de transmitir información de una forma muy parecida a como se hace en la VLC, pudiendo incluso aumentar el rango de alcance de la luz visible. Además, El principal inconveniente es la necesidad de una LoS directa entre emisor y receptor en el establecimiento de enlaces de IR, algo que ya está requerido en el uso de la VLC.

2. Al emplear la luz como medio de transmisión, la VLC puede ser interferida por otras fuentes de luz. En [31] se estudian diferentes fuentes de iluminación artificiales –lámparas fluorescentes, bombillas incandescentes, etc.–, junto con un modelo de interferencia determinado para cada una de ellas. Dentro de estas fuentes de interferencia, también cabe señalar otros enlaces VLC. Para poder mitigar este problema, se pueden emplear las mismas medidas que se utilizan en el contexto de las comunicaciones de RF, como TDM (*Time-Division Multiplexing*, multiplexado por división en el tiempo), FDM (*Frequency-Division Multiplexing*, multiplexado por división en frecuencia) o el uso de canales de comunicación independientes para cada enlace VLC.
3. El *flicker* o “parpadeo” en la intensidad lumínica resultante de combinar el nivel de iluminación con las variaciones en la luz causadas por la señal de comunicaciones a transmitir puede llegar a ser perceptible por el usuario, dependiendo de la modulación elegida en la implementación de la VLC. Se reporta que el ojo humano es sensible a cambios en la luz por debajo de, aproximadamente, 1 KHz, pudiendo provocar efectos adversos en la salud del usuario [32], [33]. El empleo de esquemas de transmisión basados en señales en banda base –por ejemplo, transmitir información apagando y encendiendo los HB-LEDs– pueden afectar al valor medio de la potencia óptica transmitida, y dependiendo el nivel de iluminación de la información que se esté transmitiendo



en ese momento. El uso de señales paso-banda, en las que el espectro de la señal de transmisión se puede ubicar por encima de la frecuencia máxima de los cambios percibidos por el usuario, solventa este problema, pudiendo controlar independientemente el valor medio de iluminación y la señal de comunicaciones.

1.2.2.- El sistema de VLC

En un enlace de VLC, los procesos de modulación y demodulación de la información se llevan a cabo según la técnica conocida en la literatura como IM/DD (*Intensity Modulation/Direct Detection*) [14]. Este método consiste en transmitir información modulando la potencia óptica instantánea que emite una lámpara HB-LED, generando para ello variaciones en su tensión de polarización, que se traducen en variaciones de la corriente que circula por HB-LEDs, según la señal de comunicaciones a transmitir. Al mismo tiempo, el receptor generaría una corriente proporcional a la intensidad lumínica instantánea captada por un fotodiodo. En la figura 1.2 se recoge el diagrama de bloques de un enlace de VLC empleando IM/DD, junto con las principales forma de onda implicadas en este proceso.

El transmisor se compone de dos elementos principales: la cadena de HB-LEDs, que actúa como emisor de la señal lumínica, y el *driver* de VLC, que es la circuitería responsable de gobernar adecuadamente este conjunto de HB-LEDs para conseguir la forma de onda de intensidad de luz deseada. Puesto que en un sistema basada en la VLC se busca conjugar la función de transmisión y la función de iluminación, este dispositivo ha de generar tanto la referencia de comunicaciones obtenida mediante la modulación de un mensaje digital, como una tensión constante, que fijará el nivel de iluminación. Así, la tensión de polarización de la cadena de HB-LEDs producida por el *driver* será el resultado de combinar ambas formas de onda, obteniendo una modulación de alta frecuencia superpuesta a un nivel de continua, tal y como se muestra en la figura 1.2.

Respecto a la implementación del receptor VLC, cabe señalar que está formado por un fotodiodo, un amplificador de transimpedancia (TIA, *TransImpedance Amplifier*), un filtro paso-banda y el demodulador digital. La corriente generada por el fotodiodo es convertida a una señal de tensión por el TIA, obteniendo una forma de onda proporcional a la potencia óptica captada. Dicha señal se hace pasar por un filtro paso-banda para recuperar únicamente las variaciones de la luz de alta frecuencia, proporcionales a la modulación transmitida. Finalmente, el demodulador digital permitiría obtener el flujo de datos emitidos a partir de la señal de comunicaciones recuperada. Pese a que no son necesarios, se añade en el esquema de la figura 1.2 la posibilidad de emplear lentes y filtros ópticos adicionales por las ventajas en la transmisión que conllevan: separar diferentes componentes de la luz como si se tratara de la selección de canales de RF, concentrar la luz en la superficie de detección del fotodiodo, etc.

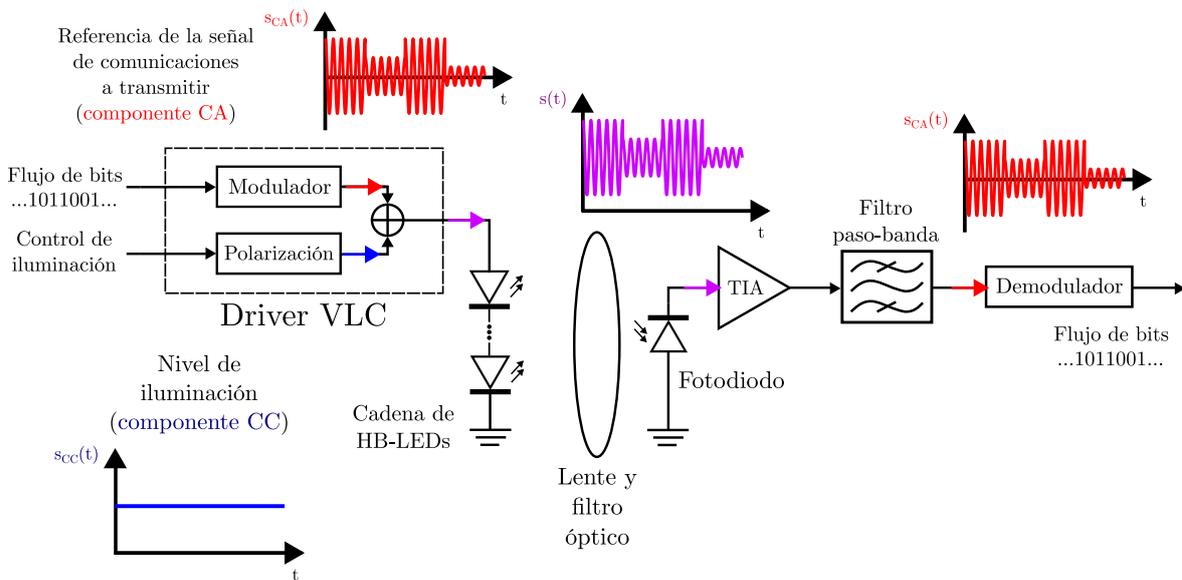


Figura 1.2.- Técnica IM/DD en el proceso de comunicación VLC.

1.2.2.1.- El HB-LED como emisor de VLC

El principal elemento de cualquier transmisor de VLC son los HB-LEDs, que actuarían como transductor, convirtiendo la forma de onda de corriente generada por el *driver* de VLC en una señal lumínica. El empleo de HB-LEDs como elementos emisores de información exige tener en cuenta una serie de características que hace que su control en estos sistemas sea distinto al que puede realizarse en su uso como elementos de iluminación.

La figura 1.3 muestra las principales formas de onda a considerar en el control de un HB-LED usado como transmisor de VLC. La señal $v_{LED}(t)$ sería la tensión generada por el *driver* de VLC para polarizar la cadena de HB-LEDs que actuaría como lámpara, $i_{LED}(t)$ la corriente de polarización de los HB-LEDs y $s(t)$ la intensidad lumínica que emite la lámpara. Se puede observar que la relación entre la corriente $i_{LED}(t)$ y la intensidad lumínica $s(t)$ es prácticamente lineal, mientras que la relación entre $v_{LED}(t)$ y $i_{LED}(t)$ es lineal una vez superado un umbral, que es la tensión de codo V_γ . Por debajo de este valor, el diodo no conduce. Esta dependencia lineal se puede observar como un comportamiento resistivo, definiendo la resistencia dinámica del diodo r_d como

$$r_d = \frac{\Delta v_{AK}(t)}{\Delta i_{AK}(t)}, \quad (1.1)$$

donde $v_{AK}(t)$ y $i_{AK}(t)$ son las variaciones de la tensión y la corriente del diodo según su curva de funcionamiento respecto a un punto de funcionamiento. Para asegurar que el conjunto de HB-LEDs emite un nivel fijo de iluminación, basta con asegurar que la tensión de polarización sea mayor que V_γ . Sin embargo, a la hora de reproducir



una señal de comunicaciones es necesario asegurar que el HB-LED opera en su zona lineal. Es por ello por lo que el *driver* de VLC ha de generar una tensión fija V_{LED} de polarización, haciendo además que la posible variación de esta tensión causada por la superposición de la referencia de comunicaciones no esté nunca por debajo de V_γ .

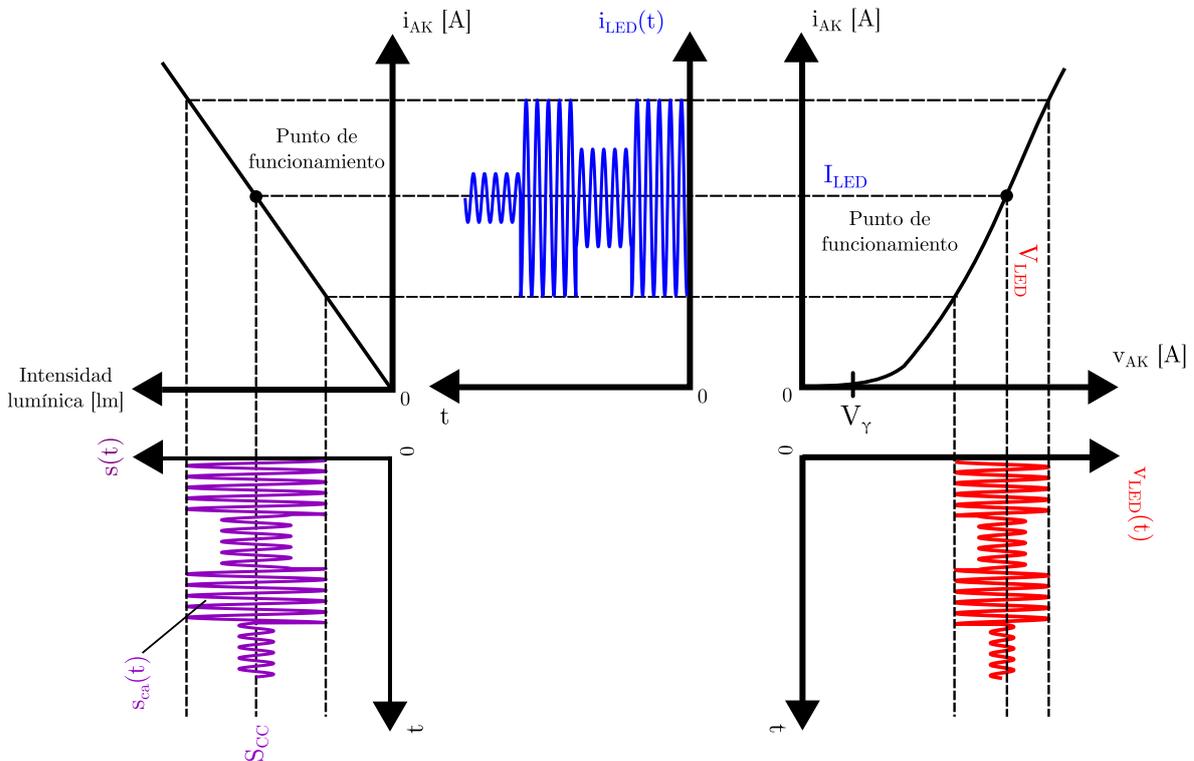


Figura 1.3.- Relación entre tensión de polarización $v_{LED}(t)$, corriente de polarización $i_{LED}(t)$ e intensidad lumínica $s(t)$ emitida por un HB-LED en la VLC.

Tampoco es posible aprovechar todo el rango de tensión. El comportamiento lineal una vez superado el umbral V_γ es una aproximación asintótica al comportamiento real del diodo. Así, si la tensión v_{LED} está cerca de la tensión V_γ se puede llegar a producir una distorsión en la señal de comunicaciones –la relación entre $i_{LED}(t)$ y $v_{LED}(t)$ deja de ser lineal, y tampoco será lineal la relación entre $s(t)$ y $v_{LED}(t)$ –, empeorando la calidad de la transmisión –cualquier distorsión en la señal puede verse como ruido–.

Además de su linealidad, se ha de considerar otro tipo de peculiaridades en el funcionamiento del HB-LED como son:

1. **Ancho de banda del HB-LED:** la transferencia de información en la VLC será más rápida cuanto más rápidos sean los cambios en la intensidad lumínica que emite el transmisor de VLC. Es decir, siempre se buscará que el ancho de banda de la modulación a transmitir sea lo mayor posible. Sin embargo, el HB-LED tiene un ancho de banda limitado, existiendo una frecuencia máxima en la variación de la potencia óptica instantánea emitida. Esta limitación en el ancho de banda se



debe tanto a los elementos parásitos del semiconductor y del encapsulado como a la tecnología de fabricación. Actualmente, las lámparas empleadas masivamente en SSL son los HB-LEDs blancos. La técnica de fabricación comúnmente utilizada debido a su bajo coste es el empleo de un HB-LED azul recubierto por una película de fósforo. Parte de los fotones azules generados por el semiconductor atraviesan la capa de fosforo y son absorbidos por la misma y reemitidos en una longitud de onda mayor. La suma del espectro original azul más el reemitido por el fosforo conforma la luz blanca. Es este proceso de absorción y reemisión el que tiene una dinámica lenta y limita el ancho de banda del HB-LED, limitando el rango dinámico de funcionamiento a unos pocos megahertzios (3 - 5 MHz), tal y como se ha estudiado en [34] y en [35].

Otro método para conseguir HB-LEDs blancos es emplear HB-LEDs RGB (*Red, Green & Blue*, rojo, verde y azul). En este caso, la luz blanca se conseguiría mediante la combinación de los tres colores primarios. Esta implementación aumentaría el coste de una luminaria HB-LED –ha de incorporar tres tipos de HB-LEDs, cada uno de uno de los colores mencionados anteriormente– y no permitiría conseguir un espectro de emisión tan similar al de la luz blanca como con la inclusión de una capa de fósforo. No obstante, permitiría aumentar el ancho de banda de la modulación a transmitir al eliminar la limitación del fósforo. En este caso, son los elementos parásitos del propio semiconductor los que restringirían el comportamiento dinámico del HB-LED, pudiendo llegar a 20 MHz [36].

2. **Cambios en el comportamiento del HB-LED debido a la temperatura de la unión:** el aumento en la temperatura del diodo debido a la conducción de altas corrientes durante un periodo de tiempo prolongado tiene diferentes efectos en el comportamiento del HB-LED. Por un lado, las características ópticas de la emisión cambian: la longitud de onda dominante [37], el ancho del espectro de emisión [38], etc. Por otro lado, el aumento en la temperatura de la unión del diodo conlleva una disminución en su tensión de codo V_γ [37], produciendo que para la misma tensión de polarización se conduzcan corrientes cada vez mayores, pudiendo desencadenar un “embalamiento térmico” que puede causar la destrucción del HB-LED. Debido a esto, no sólo es preciso un control de la temperatura para mantener las condiciones de operación constantes, sino que será necesario un sistema de realimentación para ajustar continuamente la tensión de polarización y evitar así la destrucción del diodo.

1.3.- Modulaciones usadas en VLC

Como se ha señalado anteriormente, el *driver* de VLC busca integrar tanto la función de iluminación como la transmisión de información. Esto significa que las variaciones de la luz $s_{ca}(t)$ proporcionales a la señal a transmitir se superponen a un



nivel de iluminación S_{CC} . Es decir, la forma de onda de la intensidad lumínica emitida por un transmisor de VLC $s(t)$ se puede expresar como

$$s(t) = s_{ca}(t) + S_{CC}. \quad (1.2)$$

En función de cómo se genere esta componente de alterna $s_{ca}(t)$, se distinguen distintas formas de transmitir la información, que conforman diferentes esquemas de modulación. Pese a existir múltiples modulaciones en función de diferentes motivaciones –facilidad en la implementación del modulador, búsqueda de una mayor transferencia de información, etc.–, en este trabajo se abordará el uso de esquemas SCM (*Single Carrier Modulation*, o modulaciones monoportadora).

En una comunicación digital, la fuente de información genera N símbolos distintos. Típicamente, cada símbolo representa un conjunto de bits, que es la unidad mínima de información. En las modulaciones SCM, estos símbolos se hacen corresponder con variaciones en una portadora. Entre estos cambios se distinguen variaciones en la amplitud –consiguiendo modulaciones en amplitud, del tipo ASK (*Amplitude Shift Keying*)–, en su fase –obteniendo así modulaciones en fase, del tipo PSK (*Phase Shift Keying*)–, o ambas –como es el caso de la QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)–. En la figura 1.2 se recogen, de forma cualitativa, algunas formas de onda de estas modulaciones. Cabe recordar que cuantos más símbolos contemple la modulación, más información se puede enviar por símbolo. En concreto, si la modulación consta de N símbolos, el número de bits n que son codificados en cada símbolo es

$$n = \log_2(N). \quad (1.3)$$

Además, considerando que la fuente transmite uno de estos N símbolos en un periodo de tiempo T_{sym} denominado periodo de símbolo, la tasa de transferencia de bits o *bitrate* BR , expresada en b.p.s. (*bits per second*, o bits por segundo) se definirá como

$$BR = \frac{\log_2(N)}{T_{sym}}. \quad (1.4)$$

De esta forma, considerando que las variaciones en la luminosidad de la luz que emiten los HB-LEDs consistirán en ráfagas de símbolos cada T_{sym} , la señal $s_{ca}(t)$ se puede expresar como

$$s_{ca}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} s(t - kT_{sym}) = \sum_{k=0}^{\infty} s_k(t), \quad (1.5)$$

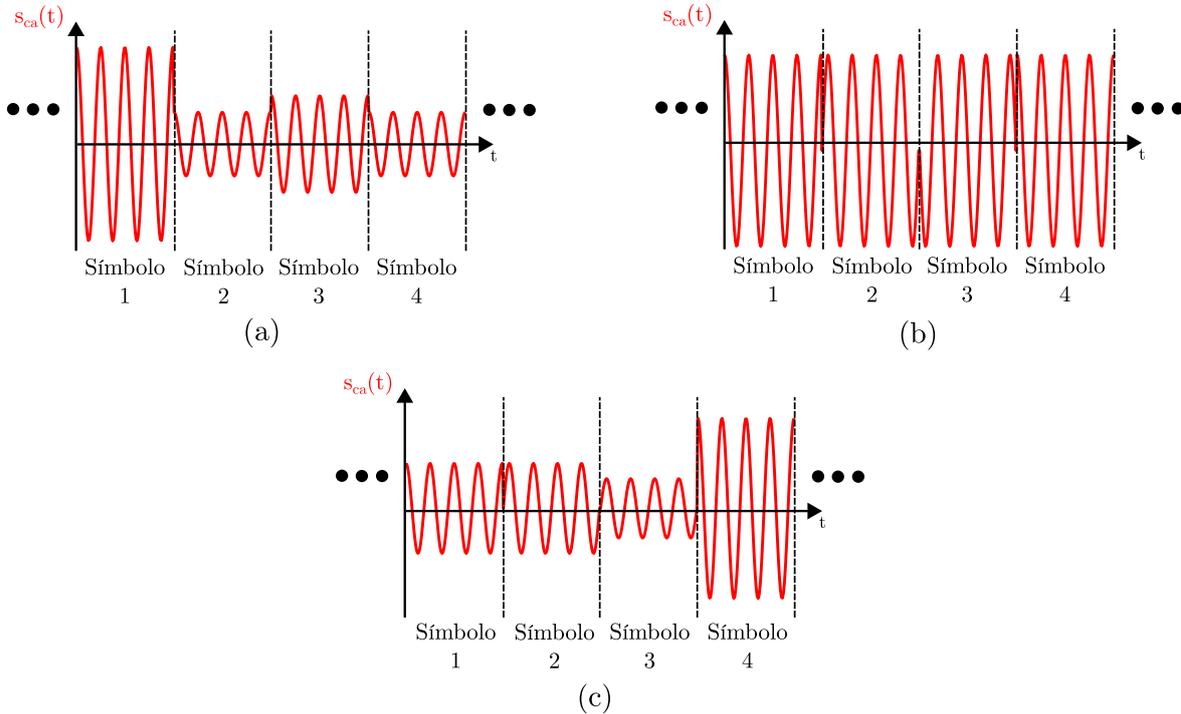


Figura 1.4.- Ejemplos de modulación: (a) ASK, (b) PSK y (c) QAM.

donde $s_k(t)$ representa la forma de onda del símbolo k , que en esquemas SCM donde únicamente se contemplan variaciones de amplitud y de fase será

$$s_k(t) = A[k] \cos(2\pi f_0 t + \theta[k]) \Pi\left(\frac{t - kT_{sym}/2}{T_{sym}}\right), \quad (1.6)$$

siendo f_0 la frecuencia de la portadora sobre la que se realizan los cambios, y $A[k]$ y $\theta[k]$ son la amplitud y la fase de la portadora en el símbolo k -ésimo. Cabe destacar que la portadora está multiplicada por la función pulso $\Pi(t)$, que para cada símbolo hace que la portadora tenga temporalmente la amplitud y la fase fijadas por $A[k]$ y $\theta[k]$ respectivamente. En la transmisión del símbolo se distinguen dos tipos de variaciones: la de la portadora, de frecuencia f_0 , y la de la amplitud y la fase de ésta, que varía cada periodo de símbolo T_{sym} . Expresando $s_k(t)$ como la parte real de un fasor permite distinguir estas dos componentes:

$$s_k(t) = \Re \left\{ A[k] e^{j(2\pi f_0 t + \theta[k])} \right\} = \Re \left\{ \tilde{s}[k] e^{j2\pi f_0 t} \right\}, \quad (1.7)$$

en donde $\tilde{s}[k] = A[k] e^{j\theta[k]}$ es la envolvente compleja del símbolo $s_k(t)$. Es decir, el símbolo k que se transmite puede ser entendido como un vector de amplitud $A[k]$ con una fase $\theta[k]$, que el receptor ha de detectar para demodular correctamente la señal, a partir de la amplitud y la fase de la portadora que recibe. Esta representación vectorial de los símbolos conforma lo que se conoce como la constelación de la modulación.

También cabe destacar que este vector complejo se puede descomponer en su parte real –denominada componente en fase $s_I[k]$ – y en su parte imaginaria –que es su componente en cuadratura $s_Q[k]$ –, ambas definidas como

$$s_I[k] = A[k] \cos(\theta[k]), \quad (1.8)$$

$$s_Q[k] = A[k] \sin(\theta[k]). \quad (1.9)$$

1.4.- Papel de la electrónica de potencia en la VLC

Entre muchas de las barreras que limitan el desarrollo de la VLC, el rendimiento energético del *driver* de VLC es una de más importantes, en torno a la cual gira muchas líneas de investigación en este campo. La visión simplificada de la funcionalidad de un *driver* de VLC se muestra en la figura 1.5. La fuente de corriente I_{CC} representaría la corriente de polarización necesaria para fijar el nivel de iluminación del HB-LED, mientras que $i_{CA}(t)$ representaría los cambios de la corriente I_{CC} para conseguir las variaciones en la intensidad lumínica de la cadena de HB-LEDs. Cabe destacar que, en el contexto de las modulaciones SCM, $i_{CA}(t)$ será proporcional a la portadora obtenida tras codificar los símbolos procedentes de la fuente de información. Debido a la distinta naturaleza de las señales I_{CC} y $i_{CA}(t)$, es necesario implementar en el *driver* circuitería específica para generar independientemente cada tipo de señal.

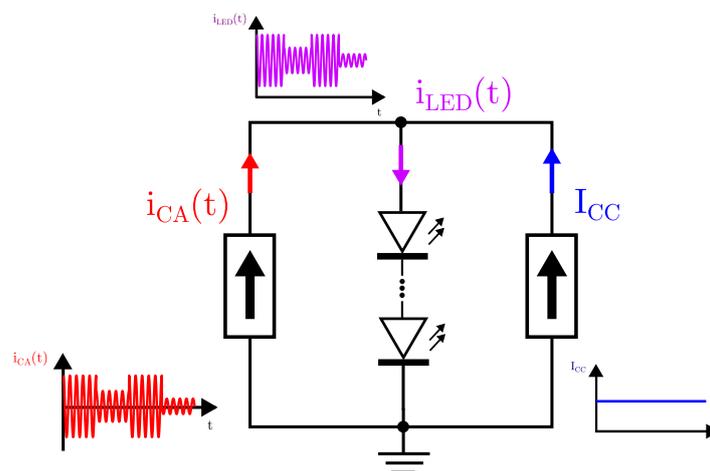


Figura 1.5.- Esquema simplificado de un *driver* VLC.

La implementación más adecuada para el *driver* de VLC depende del esquema de transmisión. Centrándose en la reproducción de esquemas SCM –lo mismo podría aplicarse a esquemas multiportadora–, la implementación tradicional del *driver* de VLC se muestra en la figura 1.6. Por un lado, se emplea un convertidor CC/CC convencional, obteniendo el nivel de polarización de la cadena de HB-LEDs adecuado a partir de la

tensión de alimentación del *driver* V_{CC} . Por otro lado, debido a la elevada frecuencia de la portadora a amplificar, se hace uso de un amplificador de potencia de radiofrecuencia (RFPA, *RadioFrequency Power Amplifier*) –alimentado también desde V_{CC} – para poder adaptar la salida del modulador digital a los rangos de corriente adecuados, procurando operar siempre en la zona lineal del diodo.

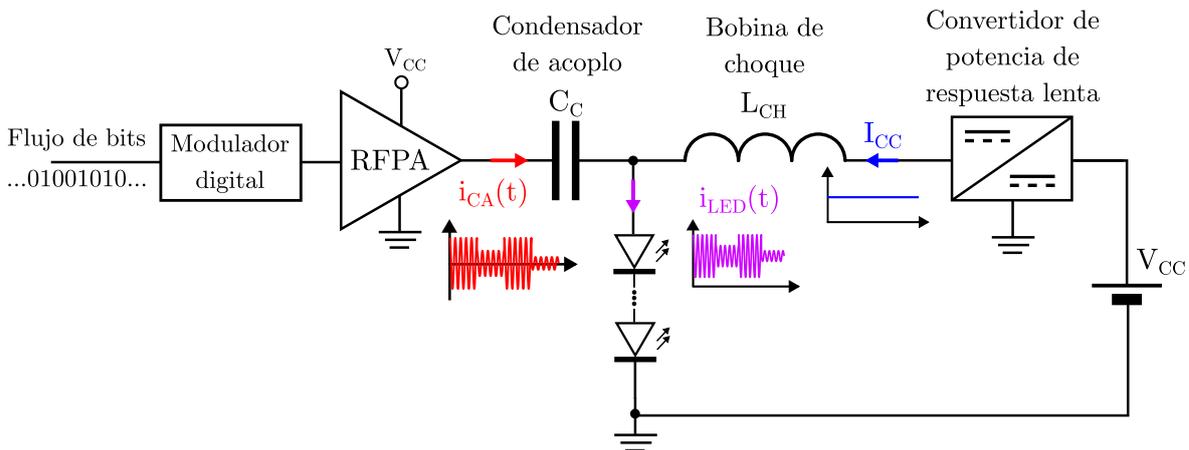


Figura 1.6.- Diagrama de implementación de un *driver* destinado a modulaciones SCM o multiportadora.

Para combinar ambas componentes –la polarización de continua y las variaciones de alterna–, se usa una estructura del tipo *bias tee*: la bobina de choque L_{CH} bloqueará la componente de alta frecuencia, de forma que por esa rama sólo circulará la corriente continua I_{CC} , y el efecto contrario ocurrirá con el condensador de acoplo C_C –bloqueará la componente de continua en su rama, dejando pasar sólo las variaciones de alterna $i_{CA}(t)$ –.

El principal inconveniente de emplear esta topología es el uso de amplificadores de potencia lineales (LPA, *Linear Power Amplifier*) como RFPA. A diferencia de los convertidores CC/CC, donde los rendimientos que se pueden conseguir son muy altos, el uso de LPAs implica una eficiencia muy baja en la generación de la señal, haciendo que el rendimiento global del *driver* de VLC sea bajo. Por ejemplo, el empleo de un amplificador Clase A tendría una eficiencia teórica máxima para una señal de envolvente constante, del 50 %, aunque experimentalmente, los rendimientos que se reportan varían del 10 % al 40 % [40], [41], [42]. Además, el rendimiento teórico máximo decrece cuando se reproducen señales con envolvente variable, como las modulaciones de comunicaciones empleadas en la práctica. La alternativa que más interés despierta es el uso de amplificadores conmutados de potencia (SMPA, *Switch Mode Power Amplifier*), donde no es necesario polarizar en zona activa los semiconductores del RFPA –principal causa del bajo rendimiento de los LPAs–, sino que trabajan en saturación o corte, obteniendo rendimientos mucho más altos que con un LPA [43], [44] y [45]. Sin embargo, al emplear todos los SMPA algún circuito resonante o filtro, el comportamiento lineal

del dispositivo depende fuertemente de la frecuencia de operación. Es decir, los SMPA presentan una correspondencia proporcional entre la entrada y la salida en un rango de frecuencias mucho menor que en un LPA, algo que puede resultar un inconveniente en esquemas de transmisión multiportadora que emplean un gran ancho de banda para aumentar la capacidad de transmisión del equipo.

Siguiendo la tendencia en el uso de estructuras de potencia conmutadas para la realización de *drivers* de VLC, una alternativa que cada vez está tomando más relevancia es el empleo de convertidores CCC/CC de respuesta rápida para sintetizar la forma de onda empleada para polarizar los HB-LEDs. El uso de estos convertidores puede permitir, además, la implementación del *driver* VLC mostrado en la figura 1.6 desde una única circuitería. Este uso está motivado principalmente por el limitado ancho de banda de las modulaciones que se emplean en VLC, restringido principalmente por el comportamiento dinámico de los HB-LEDs. La implementación de un convertidor CC/CC de respuesta rápida como *driver* de VLC se muestra en la figura 1.7. Estos convertidores CC/CC pueden sintetizar directamente estas señales debido a su baja frecuencia. Por ejemplo, aprovechando la alta frecuencia de operación de estos convertidores, se pueden emplear como moduladores PWM (*Pulse-Width Modulation*, modulación por ancho de pulso) [46], [47], pudiendo generar la forma de onda resultante de combinar tanto la tensión de polarización que fija el nivel de iluminación de los HB-LEDs como la modulación a transmitir. Otra opción novedosa es la técnica denominada modulación desde el rizado (RP, *Ripple Modulation*) [48], [49]. Esta técnica permitiría sintetizar modulaciones SCM sin necesidad de conmutar a tanta frecuencia como se haría en PWM, simplemente aprovechando los armónicos de conmutación del convertidor. A lo largo del presente trabajo, se propondrá una nueva topología de *driver* de VLC basada en un convertidor reductor síncrono, destinado a generar esquemas de transmisión SCM basándose en la técnica RM.

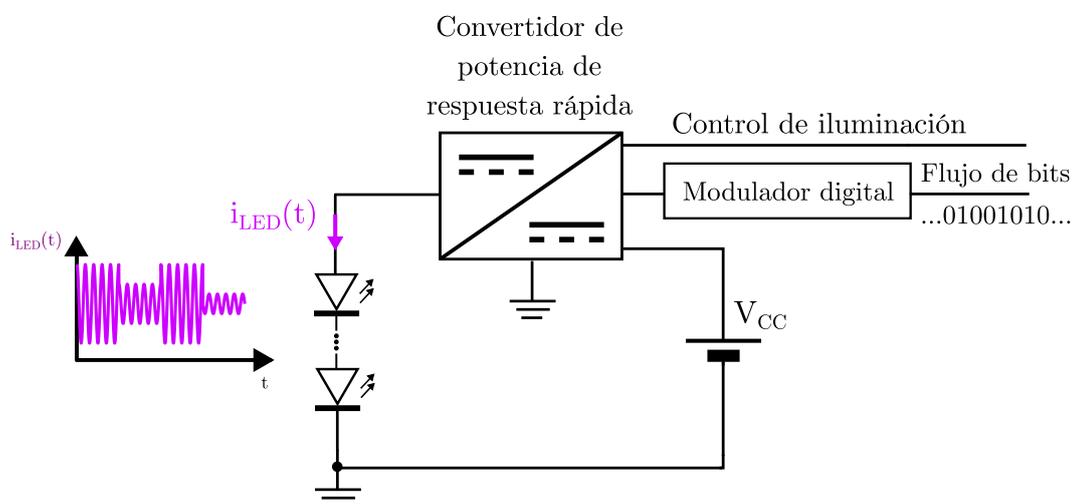


Figura 1.7.- Empleo de un convertidor CC/CC de respuesta rápida como *driver* destinado a modulaciones SCM o multiportadora.



1.5.- Objetivo y organización del trabajo

En el presente Trabajo Fin de Máster, se plantea el diseño y la construcción de un *driver* para la VLC que permita reproducir esquemas de modulación digital SCM de alta frecuencia a partir de la técnica RM, consiguiendo un transmisor de VLC con una gran eficiencia energética. La implementación de este *driver* estará basada en un convertidor reductor síncrono de respuesta rápida, combinando en un único dispositivo las funciones de polarización y de síntesis de la modulación. El diseño e implementación de este *driver* se organiza a lo largo de los capítulos de este documento de la siguiente manera:

1. La generación de las señales de control del convertidor para que éste reproduzca modulaciones SCM empleando la técnica RM, así como qué alternativas puede existir para implementar este método de control se explora en el Capítulo 2 del documento.
2. El diseño del convertidor a desarrollar se explica en el Capítulo 3. A partir de la topología convencional de un convertidor y en función de los principales parámetros de diseño del *driver* de VLC, se explora como el comportamiento del diodo HB-LED como carga o el diseño del filtro de salida del convertidor, clave para reproducir modulaciones sin distorsión.
3. A lo largo del Capítulo 4, se explica el control digital del dispositivo desde una FPGA (*Field Programmable Gate Array*), tanto el control para conseguir la “modulación desde el rizado” en cadena abierta como el control del dispositivo realimentado. Además, se señalan algunas consideraciones sobre la construcción del prototipo final y se muestran los resultados experimentales del prototipo desarrollado, plasmando su capacidad de operación como transmisor de VLC.
4. Finalmente, en el Capítulo 5 se realiza un resumen del trabajo realizado, señalando las conclusiones extraídas a partir del desarrollo del equipo y algunas propuestas de mejora.



2.- APLICACIÓN DE TÉCNICAS DE RM EN CONVERTIDORES CC/CC DE RESPUESTA RÁPIDA PARA VLC

En este capítulo se explica el fundamento teórico de la técnica de modulación desde el rizado, aplicada en convertidores CC/CC de respuesta rápida para generar esquemas SCM en el contexto de la VLC. También se estudian diferentes alternativas de control de un convertidor para poder implementar esta técnica, junto con una comparativa de los armónicos de conmutación que genera cada método.

2.1.- Funcionamiento del convertidor reductor

El uso de convertidores CC/CC conmutando a alta frecuencia se constituye como una opción interesante a la hora de implementar *drivers* de VLC, debido a que desde una única circuitería se puede sintetizar la forma de onda resultante de combinar el nivel de polarización de la lámpara HB-LED junto con la modulación a transmitir. Una de las topologías de convertidor que se utiliza mayoritariamente en este ámbito, y en la cual estará basada el prototipo de *driver* para VLC planteado en este trabajo, es el convertidor reductor, cuyo esquema se muestra en la figura 2.1. Para poder analizar el fundamento teórico de las diferentes formas en las que este convertidor puede ser empleado en la reproducción de señales, es necesario explicar previamente su operación cuando se busca generar niveles de tensión continua. Por lo tanto, se parte de la suposición de que se empleará este convertidor reductor inicialmente como *driver* para polarizar una cadena de HB-LEDs desde una fuente de tensión de valor V_G , tal y como se muestra en la figura 2.1.

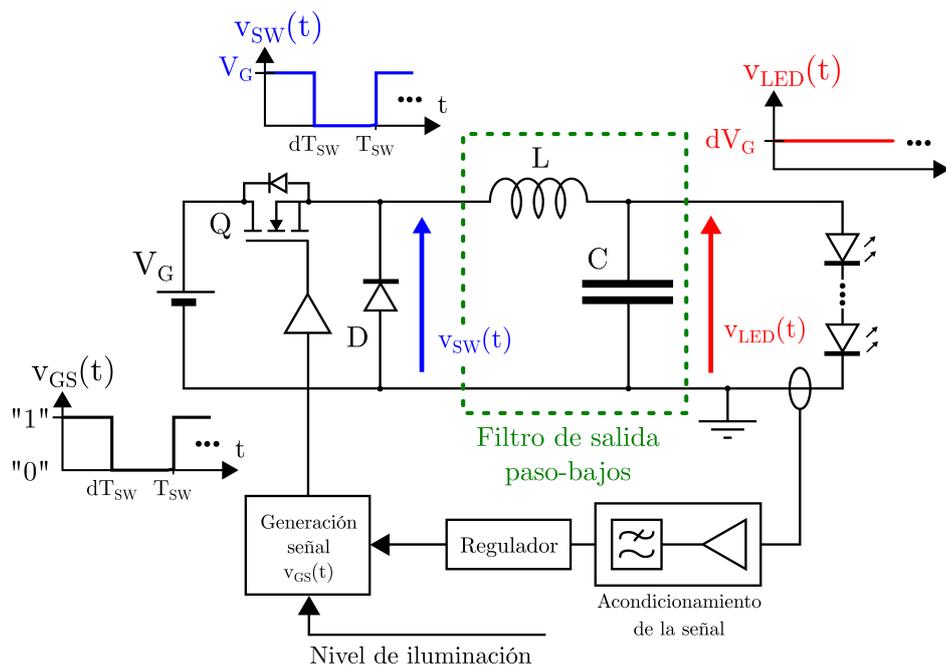


Figura 2.1.- Esquema general de un convertidor reductor empleado como *driver* para polarizar una cadena de HB-LEDs.

En un convertidor reductor convencional, la tensión de salida $v_{LED}(t)$ será el valor medio de la señal $v_{SW}(t)$, obtenido haciendo uso de un filtro paso-bajos –en la figura 2.1, la topología formada por la inductancia L y el condensador C –. Esta señal $v_{SW}(t)$ se genera mediante la conmutación del transistor MOSFET Q (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*). Este transistor actuaría como un interruptor ideal gobernado por la señal de control digital $v_{GS}(t)$: cuando $v_{GS}(t)$ está en estado alto,



el transistor conduciría, aplicando la tensión V_G –tensión de entrada del convertidor– al nodo de conmutación –entrada del filtro paso-bajos–. Si en cambio $v_{GS}(t)$ estuviese en estado bajo, el transistor estaría en corte, entrando en conducción el diodo y aplicando en este caso la tensión de 0 V. De esta forma, la tensión $v_{SW}(t)$ será un tren de pulsos de amplitud V_G y de periodo T_{SW} –denominado de ahora en adelante periodo de conmutación–, en el que el ancho de los pulsos tendrá una duración dT_{SW} , siendo d el ciclo de trabajo de la señal, y representando la proporción del periodo de conmutación en el que $v_{SW}(t) = V_G$. Suponiendo que d fuera constante –todos los pulsos de $v_{SW}(t)$ tienen el mismo ancho–, se tendría que la señal de salida $v_{LED}(t)$ sería también constante e igual al valor medio de $v_{SW}(t)$. Es decir,

$$v_{LED}(t) = dV_G. \quad (2.1)$$

Cabe destacar que, debido al cambio en el comportamiento eléctrico de los HB-LEDs conforme aumenta su temperatura, será necesario implementar una cadena de realimentación que evite el “embalamiento térmico” de los HB-LEDs. A medida que la cadena de HB-LEDs se calienta, conducirá más corriente, debido a una disminución en la tensión de codo de los diodos. La circulación de una corriente mayor seguirá incrementando la temperatura, lo que conducirá a su vez a corrientes de conducción cada vez mayores, pudiendo destruir finalmente el conjunto de HB-LEDs.

El esquema más típico para implementar la realimentación que evita este problema se muestra también en la figura 2.1, y consistiría en el control de la corriente media que circula por la cadena de HB-LEDs. A partir de la medición de esta corriente, y después de un circuito de acondicionamiento –consistente en una etapa de amplificación y en una etapa de filtrado, para eliminar posibles ruidos en la señal medida o las variaciones de alta frecuencia causadas por la señal de comunicaciones si se estuviera utilizando este circuito para generar una señal como las empleadas en la VLC–, se compara el nivel de corriente que está siendo conducido a través de la cadena de HB-LEDs con la referencia de la corriente media que se busca que conduzca. El regulador generaría una acción de control en función de la señal de error entre la medición de la corriente y su referencia, a partir de la cual se ajustaría la tensión de salida del convertidor para hacer que la corriente permanezca constante, cambiando el ancho de los pulsos de la señal de gobierno $v_{GS}(t)$.

2.1.1.- Empleo de un convertidor reductor como *driver* VLC: modulación PWM

A partir de la ecuación (2.1), la primera aproximación para reproducir una señal variable es cambiar el ciclo de trabajo d de la señal $v_{SW}(t)$ periodo a periodo en función de la tensión que se busca obtener en $v_{LED}(t)$, en vez de mantener este parámetro



constante. Es decir, emplear el convertidor CC/CC como modulador PWM. En este tipo de técnicas, $v_{SW}(t)$ de la figura 2.3 estará conformada por una secuencia de pulsos de distinto ancho, cuyo valor medio será la forma de onda VLC a reproducir, obtenida previamente a partir del nivel de iluminación deseado y de la modulación del flujo de bits a transmitir. Para poder implementar esta técnica, se planteará el esquema mostrado en la figura 2.2. Las principales diferencias radican en la inclusión de un filtro paso-bajos de alto orden, que permitirá obtener la señal variable $v_{LED}(t)$ sin distorsión a partir de las variaciones en el valor medio de la señal $v_{SW}(t)$ y la influencia en la señal de gobierno $v_{GS}(t)$ del flujo de información a transmitir, lo que, junto con el nivel de iluminación que se busca en la cadena de HB-LEDs, determinará el ciclo de trabajo de los pulsos de la señal $v_{SW}(t)$.

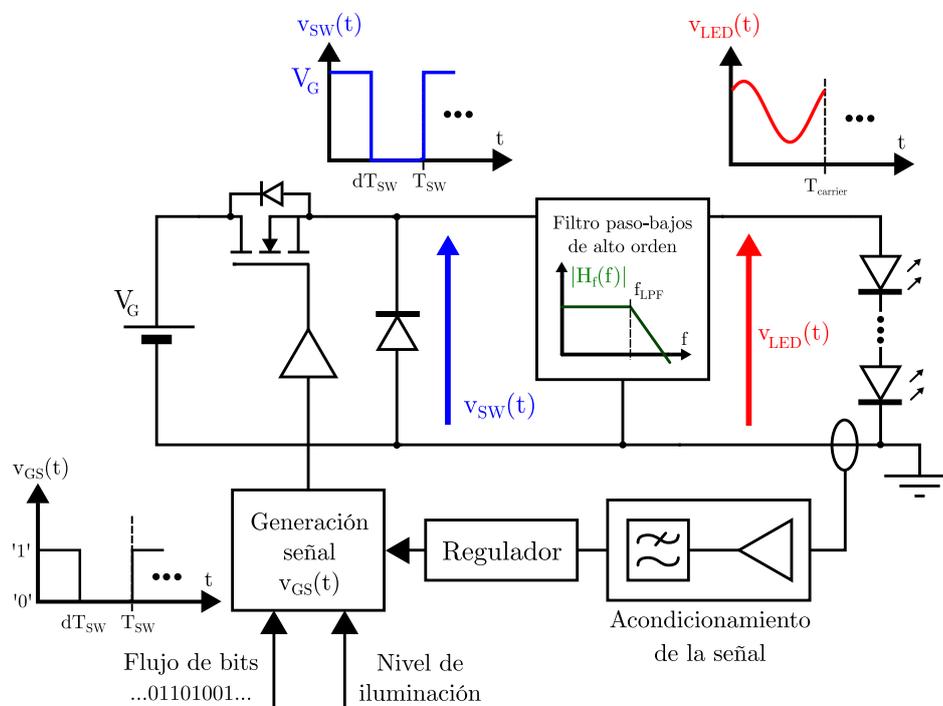


Figura 2.2.- Esquema de la operación de un convertidor reductor destinado a la reproducción de señales en la VLC.

A partir del esquema de la figura 2.2, se puede realizar la simplificación mostrada en la figura 2.3 para estudios posteriores del convertidor. En este esquema se ha omitido la cadena de realimentación, y la señal en el nodo de conmutación $v_{SW}(t)$ será la señal generada por una fuente de pulsos. Las distintas técnicas que se explicarán a lo largo del capítulo para hacer que un convertidor CC/CC opere como *driver* de VLC se diferenciarán en la forma en la que se generan los pulsos de la señal $v_{SW}(t)$ y en la frecuencia de corte f_{LPF} del filtro paso-bajos.

La técnica PWM es ampliamente utilizada en múltiples campos diferentes a VLC: inversores –obtención de niveles de alterna a partir de una tensión de entrada continua–

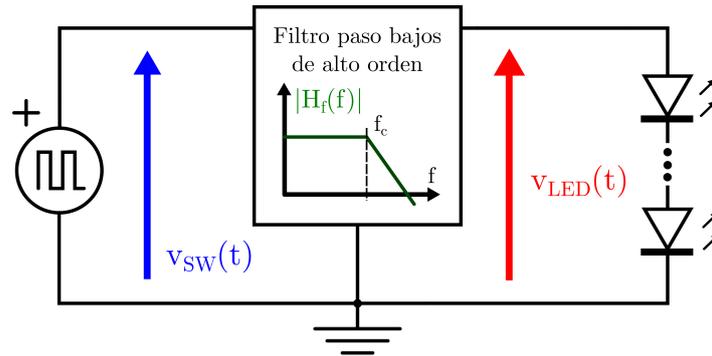


Figura 2.3.- Simplificación de la figura 2.2 empleada en el estudio de convertidores CC/CC destinados a la reproducción de señales VLC.

[50], amplificadores de potencia conmutados en Clase D [51]- [52], reproducción de envolventes en aplicaciones de ET (*Envelope Tracking*, seguimiento de envolvente) [53]- [55], etc. En el contexto de la VLC, en [46] se recoge la implementación de un *driver* para VLC en el que un convertidor sintetiza una modulación OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, multiplexado por división de frecuencias ortogonales) de un ancho de banda de 3 MHz mediante una señal PWM de 10 MHz, al mismo tiempo que otro convertidor genera la polarización de la cadena de HB-LEDs para un determinado nivel de iluminación.

La obtención de una señal PWM se puede observar como el resultado de un proceso que implica el muestreo de la señal a modular a una frecuencia f_{SW} , donde $f_{SW} = \frac{1}{T_{SW}}$ es la frecuencia de conmutación de los pulsos de la señal de gobierno $v_{GS}(t)$. Partiendo de una señal genérica $x(t)$, el ciclo de trabajo $d[k]$ del pulso en el periodo k -ésimo de conmutación dependería del valor de $x(t)$ al comienzo del periodo, calculándose como

$$d[k] = \frac{x(kT_{SW})}{\max\{x(t)\}}, \text{ para } k = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots, \quad (2.2)$$

donde $\max\{x(t)\}$ será un parámetro de diseño que viene determinado por el valor máximo de la señal $x(t)$ a modular, y $x(kT_{SW})$ el valor de la señal $x(t)$ en los instantes de muestreo kT_{SW} . Debido a este proceso de muestreo, la frecuencia de conmutación f_{SW} dependerá de la componente de máxima frecuencia de la señal a modular f_{max} . Aplicando el criterio de Nyquist, se tiene que la frecuencia de muestreo f_{SW} deberá cumplir la condición

$$f_{SW} \geq 2f_{max}. \quad (2.3)$$

Considerando que se busque sintetizar una señal PWM a partir de una señal QAM –uno de los esquemas SCM mencionados en la introducción–, se ha de considerar



que la componente de frecuencia más alta será, de acuerdo con [56],

$$f_{max} = f_0 + f_{sym} = \left(1 + \frac{1}{N_{cycles}}\right) f_0, \quad (2.4)$$

donde f_0 es la frecuencia de la portadora, f_{sym} es la frecuencia de símbolo y N_{cycles} el número de ciclos de la portadora por símbolo. Aplicando el criterio de la ecuación (2.3), resulta que la frecuencia mínima de conmutación f_{SW-min} será

$$f_{SW-min} = 2f_{max} = 2 \left(1 + \frac{1}{N_{cycles}}\right) f_c. \quad (2.5)$$

Para poder ejemplificar el uso de la técnica PWM en VLC, la figura 2.4(a) muestra en detalle un ejemplo de generación de una señal PWM en función de un esquema SCM basado en los cambios en la amplitud y en la fase de una portadora de frecuencia f_0 , donde se ha hecho $f_{SW} = 3f_0$.

Como en cualquier proceso que implique el muestreo de una señal, cuanto mayor sea la relación f_{SW}/f_{max} , con mayor fidelidad se podrá reproducir a partir de sus muestras. En primer lugar, muestrear a una frecuencia f_{SW} genera una serie de componentes espectrales en torno a las frecuencias múltiplo de f_{SW} –es decir, en torno a nf_{SW} , con $n = 1, 2, 3, \dots$ -. En el caso concreto de una PWM, estas componentes se podrían modelar como las bandas laterales de diferentes modulaciones en fase en torno a nf_{SW} [57]- [59]. En la figura 2.4(b) se puede encontrar una representación de la magnitud del espectro de la señal $v_{SW}(t)$ cuando se busca reproducir una señal de VLC empleando una 16-QAM cuadrada con $T_{sym} = 5T_{carrier}$ como señal de comunicaciones.

Cuanto mayor sea f_{SW} , mayor será la separación entre las frecuencias de la señal que se busca recuperar tras el filtrado y menor será la posible distorsión que introduzcan estas componentes espectrales indeseadas. Como consecuencia, la implementación del filtro paso-bajos será más sencilla: al tener que cumplir la frecuencia de corte $f_{LPF-PWM}$ la siguiente condición para recuperar la señal sin distorsión

$$f_{max} < f_{LPF-PWM} < f_{SW}, \quad (2.6)$$

las especificaciones de filtrado serán más laxas cuanto mayor sea f_{SW} , pudiendo rebajar el orden del filtro. Un estudio detallado sobre el diseño del filtro de salida de un convertidor CC/CC empleado en técnicas de ET se puede encontrar en [60]. De esta forma, típicamente, se recomienda una frecuencia de conmutación entre $3f_{max}$ y $6f_{max}$ [61].

Sin embargo, un aumento en la frecuencia de conmutación f_{SW} reducirá la eficiencia del convertidor, al incrementarse las pérdidas por conmutación. Teóricamente, el convertidor CC/CC tiene un rendimiento tan alto debido a que ninguno de los

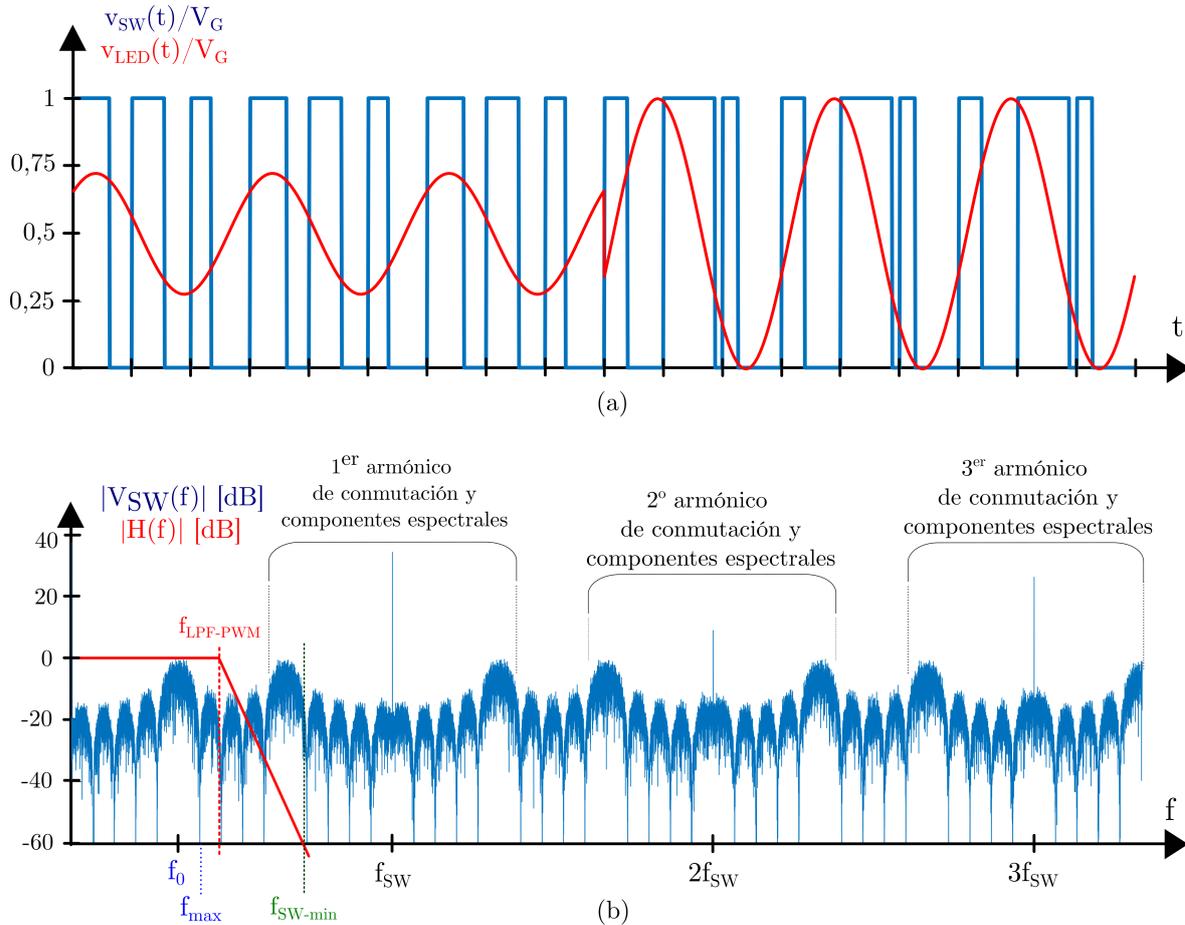


Figura 2.4.- (a) Ejemplo de implementación de la técnica PWM para una señal SCM genérica. (b) Representación de la magnitud del espectro de la señal en el nodo de conmutación $v_{SW}(t)$ implementando una PWM a partir de una 16-QAM cuadrada, y de la función de transferencia del filtro paso-bajos de alto orden.

elementos que lo conforman disipan potencia, de forma que la potencia suministrada por una fuente de tensión de entrada V_G se entrega totalmente a la carga de salida del convertidor. El filtro paso-bajos de la figura 2.3 se implementará utilizando elementos no disipativos como inductancias o condensadores. Al mismo tiempo, el transistor MOSFET y el diodo de la figura 2.2 actuarían como interruptores ideales, en los cuales tampoco se producen pérdidas cuando conducen o cuando están en corte.

No obstante, el comportamiento real de estos componentes es diferente, debido a una serie de elementos parásitos y fenómenos no contemplados en un comportamiento ideal, y que pueden reducir el rendimiento del convertidor. Uno de estos efectos indeseados es la carga y descarga de las capacidades parásitas de los semiconductores durante los procesos de encendido –paso de corte a conducción– y apagado –paso de conducción a corte–. Estos procesos hacen que las transiciones entre estados de corte y conducción no sean instantáneas, coexistiendo tanto corriente como tensión, y disipando potencia. Estas pérdidas debidas a la conmutación entre modos de operación



serán proporcionales a la frecuencia a la que conmutan los semiconductores [62]- [63], con lo que un aumento en f_{SW} conllevará una merma en el rendimiento del convertidor.

2.1.2.- Empleo de un convertidor reductor como *driver* VLC: modulación RM

Debido a la relación existente entre la frecuencia de conmutación f_{SW} y las pérdidas del convertidor, es necesario recurrir a un método que, manteniendo una alta fidelidad en la reproducción de la señal, permita reducir el valor de f_{SW} . Para conseguir este objetivo, una de las técnicas propuestas es la conocida como modulación desde el rizado o RM. Este método se basa en sintetizar esquemas SCM diseñando el filtro paso-bajos que permita el paso no solo de la componente continua de $v_{SW}(t)$, sino también de su primer armónico –componente espectral de frecuencia f_{SW} que en la operación del convertidor como modulador PWM es rechazada–.

La primera aproximación para realizar el estudio teórico de la técnica RM pasaría por analizar el control del convertidor cuando la señal a la entrada del filtro paso-bajos $v_{SW}(t)$ es un tren de pulsos periódico de amplitud V_G , de frecuencia f_{SW} y de ancho dT_{SW} , tal y como se muestra en la figura 2.5. La expresión matemática que modelaría la señal $v_{SW}(t)$ en el periodo k -ésimo –es decir, cuando $kT_{SW} \leq t \leq (k+1)T_{SW}$ para $k = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ – será

$$v_{SW}(t) = \begin{cases} V_G & \text{si } (\gamma - d/2 + k)T_{SW} \leq t \leq (\gamma + d/2 + k)T_{SW} \\ 0 & \text{para el resto de casos dentro del periodo } k\text{-ésimo} \end{cases}, \quad (2.7)$$

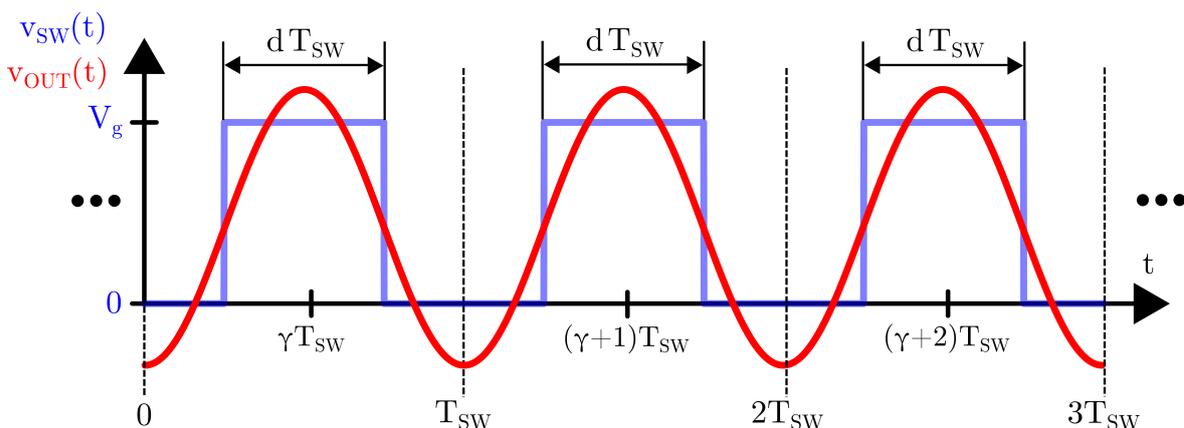


Figura 2.5.- Obtención del primer armónico y del valor medio de un tren de pulsos con $d = cte.$ y $\gamma = cte.$

donde γT_{SW} representa la posición del pulso dentro del periodo, variando γ entre 0 y 1. Considerando que $v_{SW}(t)$ es una señal periódica, a partir del desarrollo en serie de Fourier se puede expresar como la suma de fasores complejos de frecuencia



múltiplo de f_{SW} $-nf_{SW}$, con $n = 1, 2, \dots$ – y ponderados por un coeficiente complejo $a[n]$. Matemáticamente,

$$v_{SW}(t) = \sum_n a[n] e^{jn\omega_{SW}t}, \quad (2.8)$$

donde $\omega_{SW} = 2\pi f_{SW} = \frac{2\pi}{T_{SW}}$. Cada uno de los coeficientes $a[n]$ se puede obtener mediante el desarrollo inverso de la serie de Fourier y la expresión de la señal $v_{SW}(t)$ en un periodo de conmutación, a través de la fórmula

$$a[n] = \frac{1}{T_{SW}} \int_{\langle T_{SW} \rangle} v_{SW}(t) e^{-jn\omega_{SW}t} dt \quad (2.9)$$

Aplicando a esta ecuación la expresión (2.7), se tiene que los coeficientes $a[n]$ de la serie de Fourier para la señal $v_{SW}(t)$ serán de la forma

$$a[n] = \frac{V_G}{\pi n} \sin(n\pi d) e^{-jn2\pi\gamma}. \quad (2.10)$$

A diferencia de lo que ocurría en una modulación PWM, en la que la frecuencia de corte f_{LPF} del filtro paso-bajos de la figura 2.3 debía de cumplir la condición expresada en la ecuación (2.6), se considera ahora que la frecuencia de corte del filtro f_{LPF-RM} cumple con la condición

$$f_{SW} < f_{LPF-RM} < 2f_{SW}. \quad (2.11)$$

Es decir, el filtro permite obtener tanto el valor medio de la señal –que será el nivel de continua V_{CC} de la señal de salida $v_{LED}(t)$ – como el primer armónico de $v_{SW}(t)$ –que será la componente de alterna $v_{ca}(t)$ –. A partir de los coeficientes calculados en 2.10, estas señales se calcularán como

$$V_{CC} = a[0], \quad (2.12)$$

$$v_{ca}(t) = a[-1]e^{-j\omega_{SW}t} + a[1]e^{j\omega_{SW}t}. \quad (2.13)$$

Sustituyendo en estas dos ecuaciones la forma que toman los coeficientes $a[n]$, se tiene que la tensión aplicada a la cadena de HB-LEDs será

$$v_{LED}(t) = V_{CC} + v_{ca}(t) = dV_G + 2\frac{V_G}{\pi} \sin(\pi d) \cos(\omega_{SW}t - 2\pi\gamma). \quad (2.14)$$

A partir de la ecuación (2.14) se puede deducir que la frecuencia de la portadora generada sobre la que se realizarán cambios para sintetizar esquemas SCM tiene la misma frecuencia que la conmutación de los pulsos en $v_{SW}(t)$. Es decir, no sería necesario elevar f_{SW} varias veces la frecuencia de la señal $f_{carrier}$ para sintetizar una referencia de comunicaciones, sino que se cumple que $f_{SW} = f_{carrier}$. También se observa



que la fase de la portadora obtenida dependerá de la posición del pulso γ , y que la amplitud dependerá del ciclo de trabajo d del periodo. Esto no implica ningún problema a la hora de generar cambios de fase, puesto que la plataforma digital encargada de generar la señal de control del MOSFET puede ajustar γ . Sin embargo, reproducir los cambios de amplitud sí que supone un problema, ya que no se puede variar la amplitud de $v_{ca}(t)$ libremente sin afectar a la tensión de continua V_{CC} y viceversa, al depender ambos atributos únicamente de d . Es necesario independizar el control sobre la amplitud del primer armónico del control sobre la tensión media.

La solución propuesta en [48] solventa este problema aplicando la técnica de mejora del rendimiento de amplificadores de RF denominada *outphasing* [64] en el contexto de los convertidores CC/CC. En este tipo de técnicas, los cambios en la amplitud de la portadora que se producen en esquemas SCM se consiguen ajustando el desfase entre dos portadoras, de igual frecuencia y amplitud, que se suman. Cada una de estas portadoras se ajusta a la expresión matemática

$$v_{carrier-1}(t) = A \cos(\omega_0 t - 2\pi\gamma_1), \quad (2.15)$$

$$v_{carrier-2}(t) = A \cos(\omega_0 t - 2\pi\gamma_2), \quad (2.16)$$

donde A es la amplitud de las dos señales, $\omega_0 = 2\pi f_0$ es la pulsación de cada portadora, y $2\pi\gamma_1$ y $2\pi\gamma_2$ son las fases de la primera y segunda portadora, respectivamente. Combinando ambas señales, la señal resultante tendría la forma

$$v_{outphasing}(t) = v_{carrier-1}(t) + v_{carrier-2}(t) = 2A \cos(\pi\alpha) \cos(\omega_0 t + 2\pi\beta), \quad (2.17)$$

donde β será la fase de $v_{outphasing}$, que puede variar entre 0 y 1 y se calculará como el promedio entre las dos fases de las dos portadoras, y α será el grado de desfase entre las señales $v_{carrier-1}(t)$ y $v_{carrier-2}(t)$, variando entre 0 y 1/2 –con $\alpha = 0$, ambas portadoras estarían en fase, y con $\alpha = 1/2$, estarían con un desfase de 180° –. Ambos parámetros se calcularán como

$$\beta = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2}, \quad (2.18)$$

$$\alpha = \gamma_1 - \gamma_2. \quad (2.19)$$

Es decir, la amplitud de $v_{outphasing}(t)$ ya no depende únicamente de la amplitud A de cada portadora –que según la ecuación (2.10) dependería a su vez de d –, sino también del desfase relativo entre ellas α . En la figura 2.17 se muestra el resultado de aplicar la técnica de *outphasing* combinando dos portadoras iguales con diferentes desfases relativos α y distintos valores de β .

Si se puede generar una portadora a partir del primer armónico de la señal en $v_{SW}(t)$, es lógico pensar que será necesario generar de alguna forma otra señal idéntica

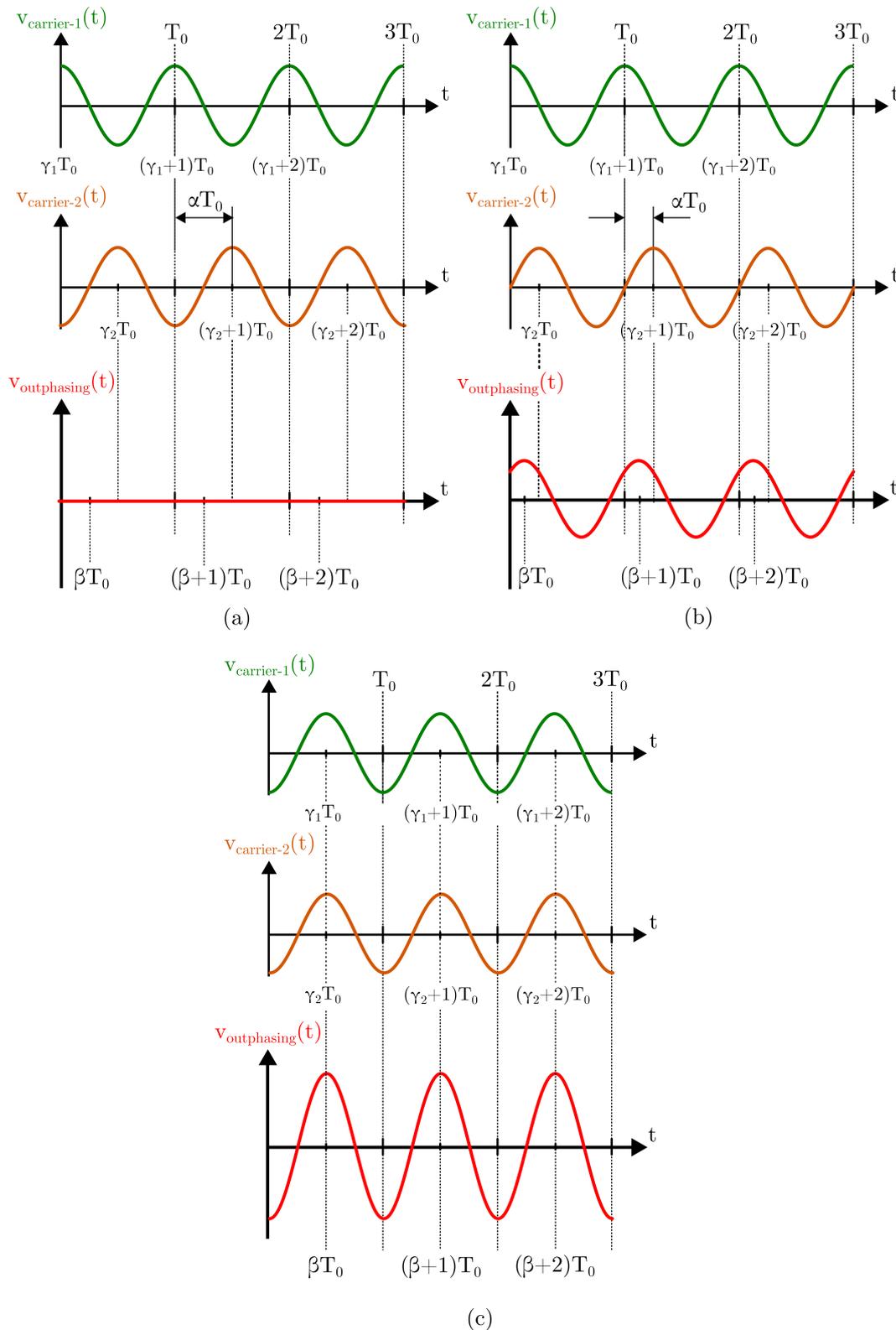


Figura 2.6.- (a) Aplicando la técnica de *outphasing* con $\alpha = 0,5$ y $\beta = 0,25$. (b) Aplicando la técnica de *outphasing* con $\alpha = 0,25$ y $\beta = 0,125$. (c) Aplicando la técnica de *outphasing* con $\alpha = 0$ y $\beta = 0,5$.

para obtener una segunda portadora y así aplicar la técnica de *outphasing* explicada anteriormente. De esta forma, la técnica RM buscaría filtrar tanto el primer armónico como el valor medio de la señal resultante de combinar dos trenes de pulsos de frecuencia f_{SW} . En [48] se muestra el diseño de un convertidor bifase para conseguir este objetivo, en el que se combinan dos convertidores que siguen el esquema que se muestra en la figura 2.3, pero compartiendo ambos el mismo filtro de salida. El esquema de este convertidor se muestra en la figura 2.7. Cada una de estos convertidores generaría una señal $v_{SW-1}(t)$ y $v_{SW-2}(t)$, con el objetivo de sintetizar una portadora que, a través de la técnica de RM presentada, se combinarían a la entrada del filtro. El resultado de filtrar la combinación de $v_{SW-1}(t)$ y $v_{SW-2}(t)$ será la señal de comunicaciones producto de la técnica de *outphasing* explicada anteriormente

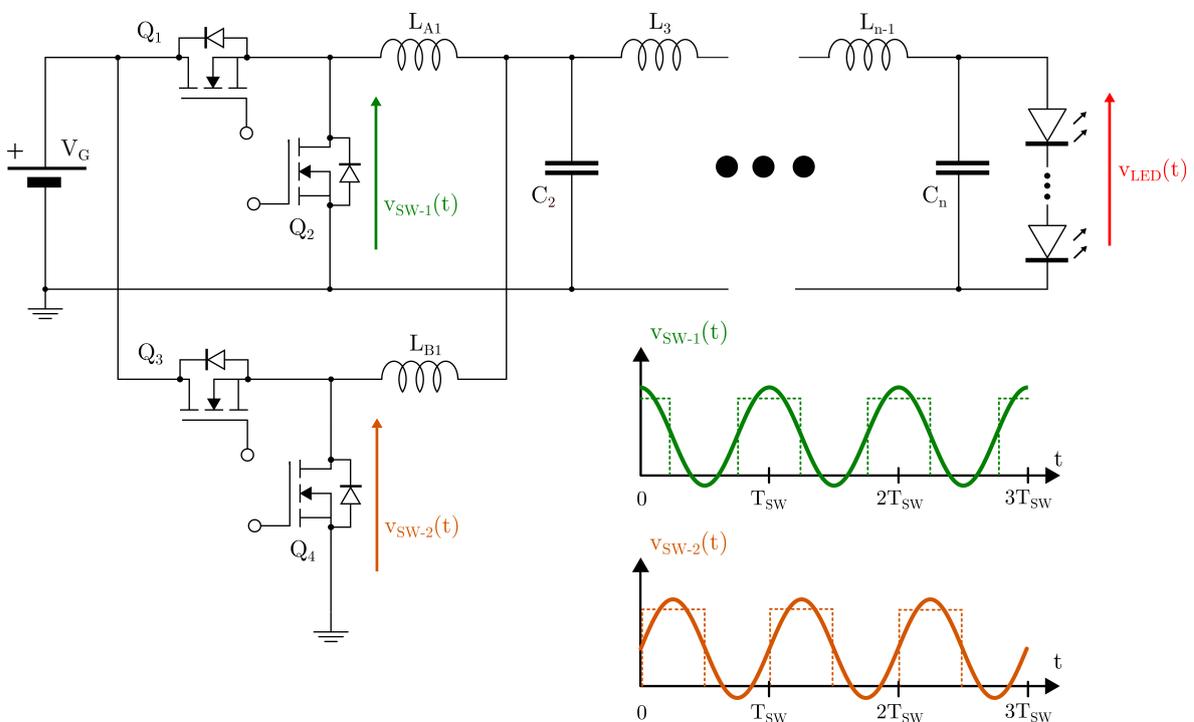


Figura 2.7.- Convertidor reductor bifase empleado para sintetizar señales para VLC empleando la técnica RM.

En la figura 2.8 se muestra la estimación de la magnitud del espectro de la señal $v_{SW}(t)$ obtenida en el nodo de conmutación aplicando la modulación desde el rizado según [48], cuando se busca reproducir la misma señal de comunicaciones modulada empleando una PWM en 2.4. Como se puede ver, la modulación desde el rizado también permite reducir considerablemente la magnitud de las componentes espectrales ubicadas en torno a nf_{SW} que es necesario rechazar para recuperar la señal de comunicaciones, permitiendo reducir las especificaciones del filtro paso-bajos. Además, la técnica de generación de pulsos de [48] permitía eliminar las componentes en torno a los múltiplos pares de f_{SW} . La magnitud de la función de transferencia de



este filtro, $|H(f)|$, se representa también en la misma figura, cumpliendo su frecuencia de corte f_{LPF-RM} la condición (2.11). Ha de considerarse que en la figura 2.8, se ha obviado la representación del nivel de continua de la señal.

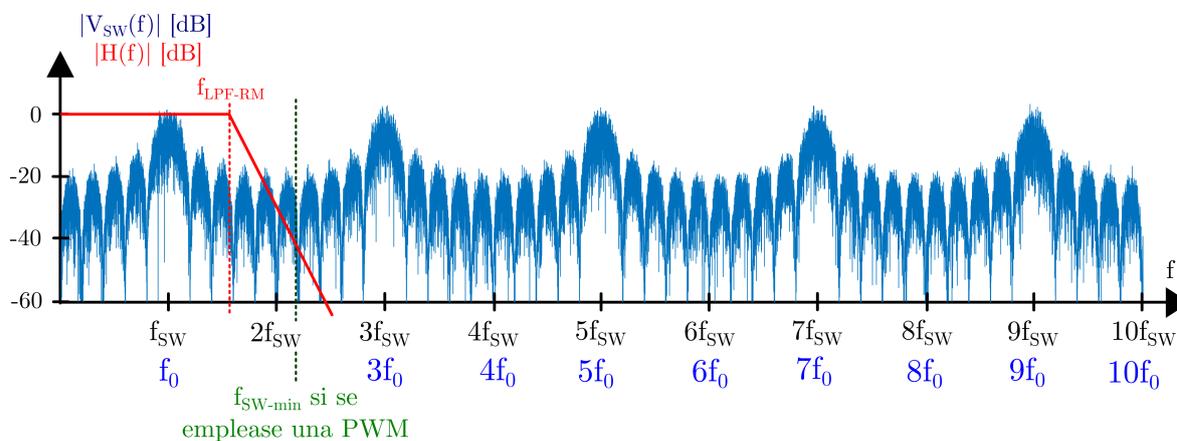


Figura 2.8.- Representación de la magnitud del espectro de la señal en el nodo de conmutación $v_{SW}(t)$ según la técnica implementada en [48] y de la función de transferencia del filtro paso-bajos de alto orden.

2.2.- Alternativas para la generación de RM empleando un convertidor reductor

La solución implementada en [48] y plasmada en la figura 2.7 exige hacer uso de una topología que implementa diferentes estructuras de conmutación para implementar la técnica RM. La alternativa que se presenta en este trabajo plantea sintetizar esta señal desde una única estructura mediante un único convertidor reductor, generando dos pulsos por cada periodo de conmutación, en vez de separar en dos estructuras la generación de cada uno de estos pulsos. De esta forma, se pretende reducir el número de componentes, minimizando el tamaño y el coste del *driver*, lo cual es crítico en lámparas de HB-LEDs. La forma en la que se genere esta modulación RM determinará la implementación de *outphasing* que se realizará.

Existen dos formas principales de combinar dos portadoras para generar una tercera aplicando técnicas de *outphasing*, mostradas en los diagramas fasoriales de la figura 2.9. Cada fasor será la representación vectorial de las variaciones lentas de cada portadora, donde la fase del vector es el desfase de la señal, y el módulo, la amplitud de la portadora. La figura 2.9(a) muestra la implementación de la técnica de *outphasing* tal y como se explicó inicialmente: la amplitud de la señal $v_{out}(t)$ dependerá del desfase entre dos portadoras con la misma amplitud $v_{carrier-1}(t)$ y $v_{carrier-2}(t)$, y la fase de $v_{out}(t)$ será el desfase medio entre estas dos señales. Otra opción se muestra en la figura 2.9(b) y consistiría en generar $v_{carrier-1}(t)$ y $v_{carrier-2}(t)$ con diferentes amplitudes y con



un desfase de 180° . $v_{out}(t)$ será la diferencia entre estas dos portadoras, y su amplitud dependerá en este caso de la diferencia entre amplitudes. El desfase de $v_{out}(t)$ será el de la portadora que tenga mayor amplitud.

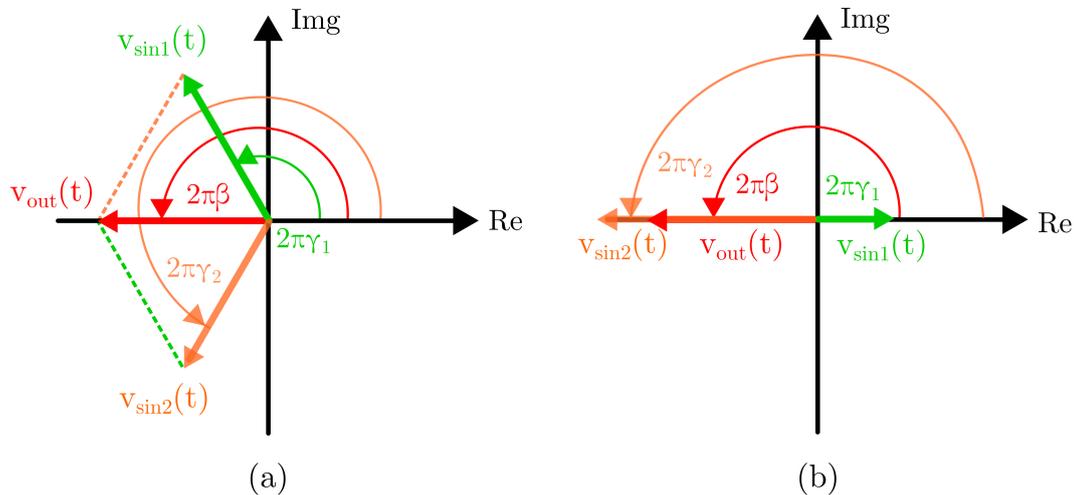


Figura 2.9.- Representación fasorial de diferentes técnicas de *outphasing*. (a) Variando el desfase relativo α entre dos portadoras de la misma amplitud. (b) Variando la amplitud de dos portadoras en contrafase.

En esta sección se realiza un análisis teórico de la generación de las señales RM necesarias para realizar cada una de las implementaciones de *outphasing* mencionadas anteriormente, obteniendo las expresiones matemáticas que se emplearán posteriormente para comparar ambas técnicas.

2.2.1.- Síntesis de RM mediante la variación en la separación de pulsos consecutivos

Una de las primeras formas de control se muestra en la figura 2.10. Por cada periodo de la señal $v_{SW}(t)$ se generan dos pulsos con el mismo ancho $\frac{d}{2}T_0$, ubicándose cada uno de ellos en torno a los instantes $\gamma_1 T_0$ y $\gamma_2 T_0$. Como se puede observar, la frecuencia de la señal $v_{SW}(t)$ no es la frecuencia de conmutación de los transistores f_{SW} , sino que será la de la portadora a sintetizar, que se denotará como f_0 . Esto se debe a que por cada ciclo de la portadora, se han de generar dos pulsos. Es decir, si la señal que se busca generar mediante la técnica RM tiene una frecuencia f_0 , la frecuencia de conmutación de los pulsos f_{SW} será

$$f_{SW} = 2f_0. \quad (2.20)$$

Esta distinción entre la frecuencia de la portadora f_0 y la frecuencia de conmutación de los pulsos f_{SW} resulta importante, puesto que en esta implementación



de la técnica de RM no se busca filtrar el primer armónico de conmutación, sino el primer subarmónico, que es aquel que cuya frecuencia es la mitad de f_{SW} .

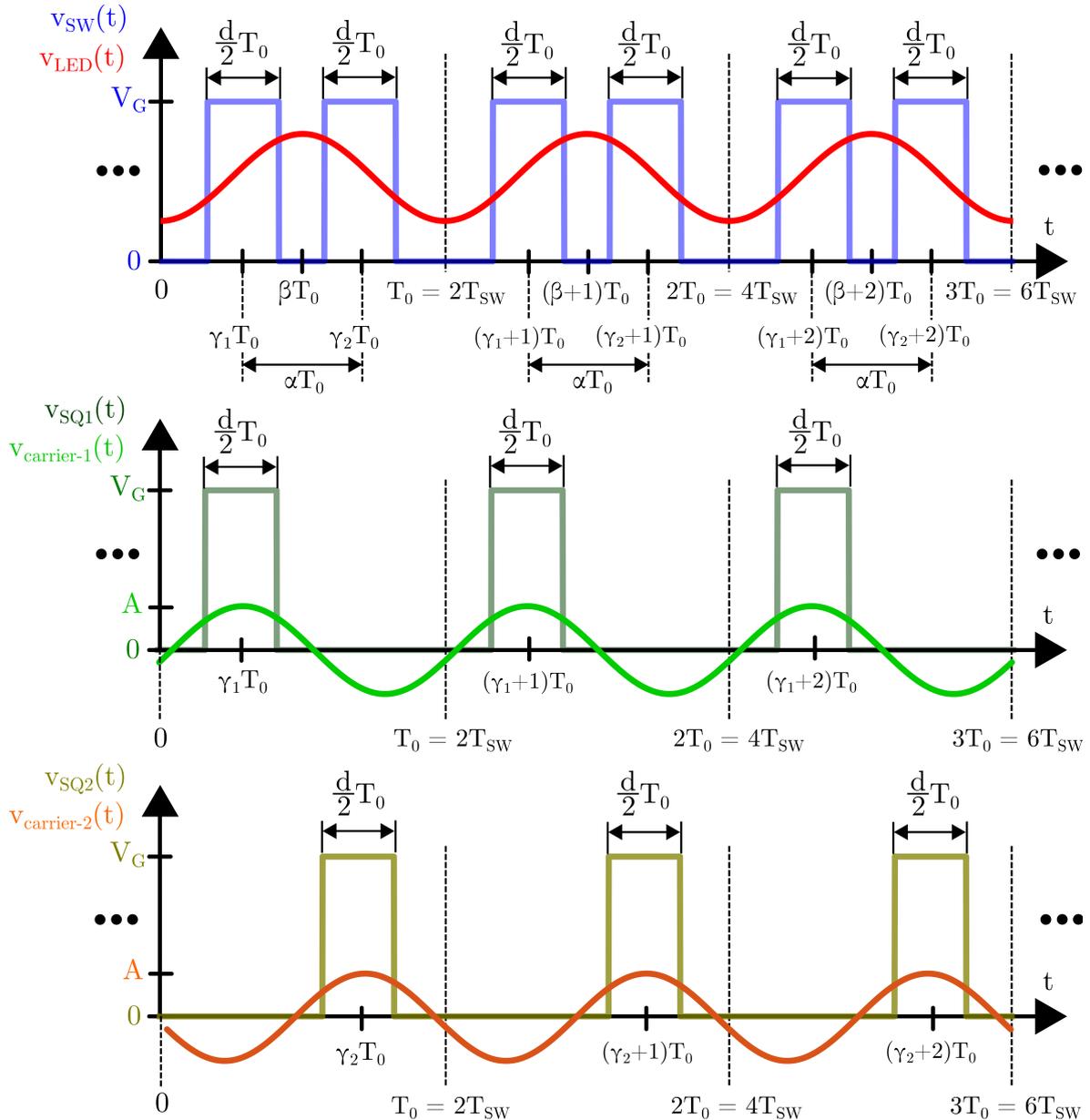


Figura 2.10.- Obtención de una portadora mediante el desfase de dos pulsos consecutivos en un ciclo de la portadora T_0 .

En la práctica, los dos pulsos contribuirán a la generación de sendas portadoras $v_{carrier-1}(t)$ y $v_{carrier-2}(t)$ con la misma amplitud, al tener cada pulso el mismo ancho, siendo el desfase de cada señal $2\pi\gamma_1$ y $2\pi\gamma_2$. La expresión matemática de la señal $v_{SW}(t)$



de la figura 2.10 en el periodo k -ésimo será

$$v_{SW}(t) = \begin{cases} V_G & \text{si } (\gamma_1 - d/2 + k)T_0 \leq t \leq (\gamma_1 + d/2 + k)T_0 \text{ ó} \\ & (\gamma_2 - d/2 + k)T_0 \leq t \leq (\gamma_2 + d/2 + k)T_0 \\ 0 & \text{para el resto de casos dentro del periodo } k\text{-ésimo} \end{cases} \quad (2.21)$$

Aplicando la descomposición de la señal como suma de armónicos a frecuencias múltiplo de f_0 a partir del desarrollo en serie de Fourier, se tiene que $v_{SW}(t)$ se puede reescribir como

$$v_{SW}(t) = dV_G + \frac{4}{\pi}V_G \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n\pi\frac{d}{2}\right) \cos(n\pi\alpha)}{k} \cos(n\omega_0 t - n2\pi\beta). \quad (2.22)$$

La condición (2.11) que ha de cumplir la frecuencia de corte f_{LPF-RM} del filtro paso-bajos de la figura 2.3 se ha de reformular, puesto que se busca dejar pasar un subarmónico de conmutación. Así, el filtro paso-bajos se ha de diseñar de forma que cumpla la condición

$$f_0 < f_{LPF-RM} < f_{SW} = 2f_0. \quad (2.23)$$

Considerando esta nueva condición, la señal de salida $v_{LED}(t)$ estará compuesta por el nivel medio de la señal y el primer subarmónico de conmutación $-n = 1-$. Es decir,

$$v_{LED}(t) = dV_G + \frac{4}{\pi}V_G \sin\left(\pi\frac{d}{2}\right) \cos(\pi\alpha) \cos(\omega_0 t - 2\pi\beta), \quad (2.24)$$

donde β es el desfase medio entre portadoras definido en (2.18) y α es el desfase entre portadoras definido en (2.19). Se puede observar que esta fórmula coincide con la ecuación (2.17), en la que se dedujo la expresión teórica de una portadora obtenida mediante *outphasing*, y donde la amplitud de las portadoras $v_{carrier-1}(t)$ y $v_{carrier-2}(t)$ se puede estimar a partir de la ecuación (2.10). Cabe destacar que, a diferencia del convertidor bifase de [48], existe una separación mínima debido a que los dos pulsos no se pueden solapar. Es decir, el flanco descendente del primer pulso siempre ha de producirse antes que el flanco ascendente del segundo. De esta forma, se impone una restricción en el grado de separación α en función del ciclo de trabajo elegido d , que es

$$\alpha \geq \frac{d}{2}. \quad (2.25)$$



2.2.2.- Síntesis de RM mediante la variación en el ancho de pulsos consecutivos

Otra forma de realizar la técnica de *outphasing* se muestra en la figura 2.11, donde mediante la técnica de RM se obtendría el valor medio y el primer armónico de la señal resultante de combinar dos pulsos con anchos $d_A T_0$ y $d_B T_0$ separados $1/2 T_0$. Como se explicó anteriormente, la señal obtenida tras aplicar la técnica RM será una señal que es la diferencia entre dos portadoras en contrafase: si la distancia entre pulsos es la mitad del periodo, el desfase entre portadoras será $2\pi(1/2) = \pi$ rad.

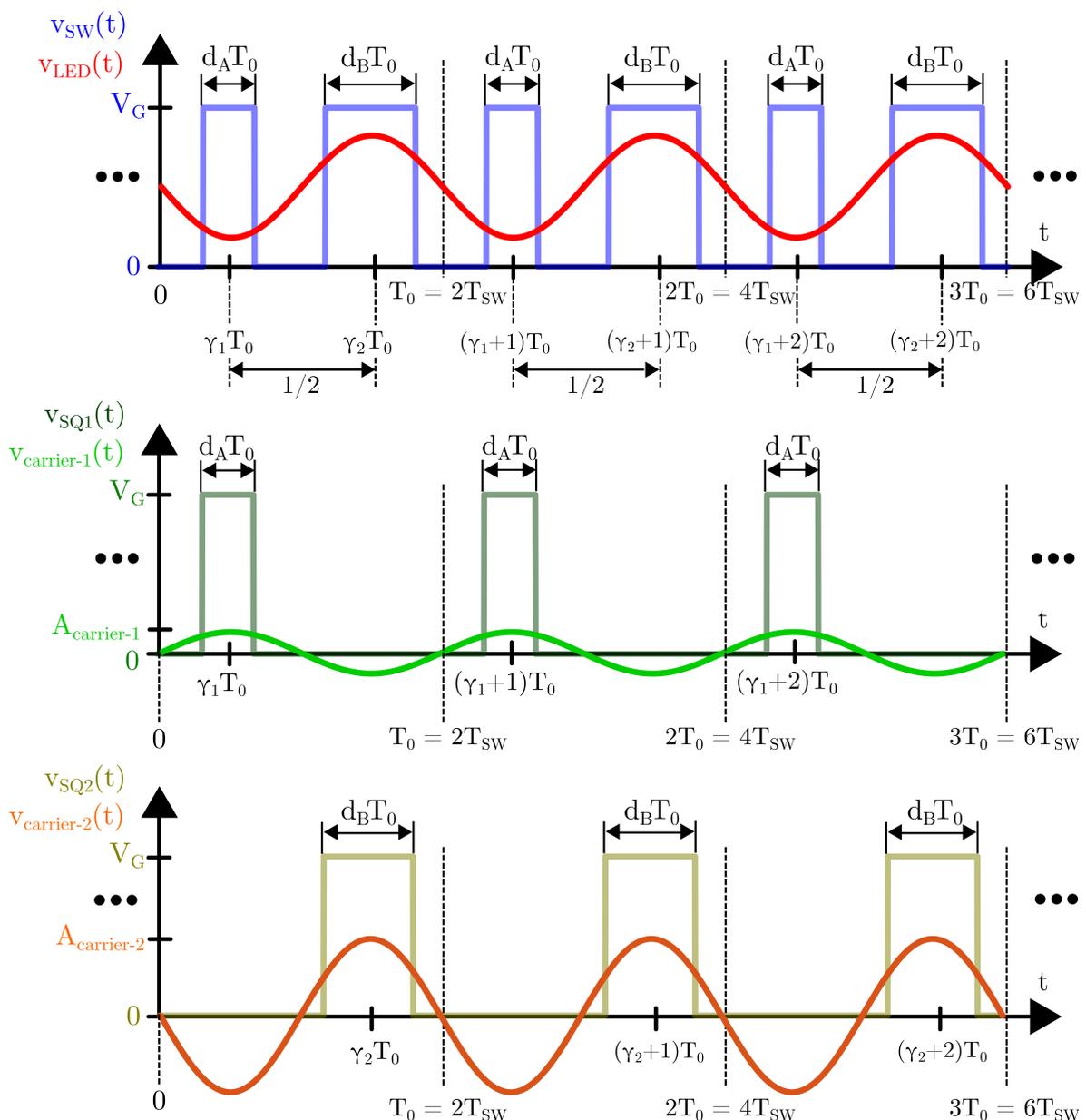


Figura 2.11.- Obtención de una portadora mediante la variación en el *duty* de dos pulsos consecutivos en un ciclo de la portadora T_0 .



La expresión teórica de la señal $v_{SW}(t)$ de la figura 2.11 en el periodo k -ésimo será

$$v_{SW}(t) = \begin{cases} V_G & \text{si } (\gamma_1 - d_A/2 + k)T_0 \leq t \leq (\gamma_1 + d_A/2 + k)T_0 \text{ ó} \\ (\gamma_2 - d_B/2 + k)T_0 \leq t \leq (\gamma_2 + d_B/2 + k)T_0 & \\ 0 & \text{para el resto de casos dentro del periodo } k\text{-ésimo} \end{cases} \quad (2.26)$$

Aplicando a esta expresión el desarrollo inversa de Fourier, $v_{SW}(t)$ se puede reescribir como

$$v_{SW}(t) = \begin{cases} (d_A + d_B)V_G + \frac{4}{\pi}V_G \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(n\pi d_0) \sin\left(n\pi \frac{d_{dif}}{2}\right)}{n} \cos(n\omega_0 t - n2\pi\gamma_2) & \text{si } n \text{ es impar} \\ (d_A + d_B)V_G + \frac{4}{\pi}V_G \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi d_0) \cos\left(n\pi \frac{d_{dif}}{2}\right)}{n} \cos(n\omega_0 t - k2\pi\gamma_2) & \text{si } n \text{ es par} \end{cases} \quad (2.27)$$

donde se ha supuesto que d_B es el pulso “dominante” –el que mayor ciclo de trabajo tiene entre los dos pulsos del periodo–, d_0 es el ciclo de trabajo promedio, definido como

$$d_0 = \frac{d_A + d_B}{2}, \quad (2.28)$$

y d_{dif} es la diferencia entre ciclos de trabajo, calculada como

$$d_{dif} = d_B - d_A. \quad (2.29)$$

De forma análoga a como se realizó con la síntesis de RM desde dos pulsos iguales en los que varía su separación, la señal de salida $v_{LED}(t)$ será el resultado de filtrar el valor medio de la señal y el primer subarmónico de conmutación de $v_{SW}(t)$, resultando

$$v_{LED}(t) = (d_A + d_B)V_G + \frac{4}{\pi}V_G \cos(\pi d_0) \sin\left(\pi \frac{d_{dif}}{2}\right) \cos(\omega_0 t - 2\pi\gamma_2). \quad (2.30)$$

En este caso, la amplitud de la portadora no depende del ciclo de trabajo del periodo, lo que sería equivalente a $d_A + d_B$, sino del ciclo de trabajo promedio d_0 . De forma análoga a como ocurría con el grado de separación entre pulsos α , d_{dif} permite variar la amplitud de la portadora. También cabe destacar que la fase de la señal resultante es γ_2 , que es la fase del pulso con mayor ciclo de trabajo, y no depende de la posición media como ocurría en la generación de la portadora variando la distancia entre pulsos, como ocurría en (2.21). Al mismo tiempo, los ciclos de trabajo de los pulsos d_A y d_B han de reproducirse ambos en el mismo periodo, sin que se puedan solaparse, cumpliéndose que

$$d_A + d_B \leq 1. \quad (2.31)$$



2.3.- Comparativa entre las alternativas para la generación de RM

La técnica RM sintetiza esquema de transmisión SCM a partir del primer subarmónico de conmutación de la señal $v_{SW}(t)$ de la figura 2.3, con lo que se deberá rechazar el resto de componentes, ubicadas en torno a nf_0 . Por ello, uno de los principales criterios para seleccionar el método con el que se generarán los pulsos será la amplitud de los armónicos que el filtro paso-bajos ha de rechazar –principalmente, los armónicos más cercanos al primer armónico: el segundo armónico y el tercer armónico–. Puesto que la amplitud de estas señales dependerá de las características de los pulsos generados, un primer estudio pasaría por encontrar las mejores combinaciones que permitirían maximizar la relación entre la amplitud del primer armónico y la amplitud de las componentes que se buscan rechazar. Es decir, el d y α óptimos cuando se varía la separación entre pulsos y el d_0 y d_{dif} cuando se varían los ciclos de trabajo, en función de las ecuaciones (2.21) y (2.27).

En las figuras 2.12 y 2.13 se muestra la variación de la amplitud de las componentes de frecuencia f_0 –señal que se busca recuperar en RM–, $2f_0$ y $3f_0$ de la señal obtenida tras generar los pulsos con el método de separación entre pulsos variable para todas las combinaciones posibles de la suma de los ciclos de trabajo d y de la separación entre pulsos α . Sin pérdida de generalidad, se ha supuesto que $V_G = \frac{\pi}{2}$ puesto que es la tensión de entrada del convertidor necesaria para que la amplitud máxima del primer subarmónico esté normalizada a 1. A partir de estos gráficos, se podría deducir que la combinación óptima de α y d es $\alpha = 0,25$ y $d = 0,5$. Bajo estas condiciones, la amplitud del primer subarmónico es máxima, y la amplitud del segundo subarmónico, mínima –se anula cuando $\alpha = 0,25$, con lo que pequeñas variaciones en torno a esas variaciones maximizaría la relación entre las componentes de frecuencia f_0 y $2f_0$ –. Al mismo tiempo, la amplitud máxima de la componente de frecuencia $3f_0$ es menor que la señal que la de la señal que se busca obtener, generándose además con una combinación distinta de la óptima para obtener la amplitud máxima del primer subarmónico – $d = 0,5$ y $\alpha = 0,5$ –. Un comportamiento similar se podría deducir de la síntesis de la señal RM a partir del cambio de ciclo de trabajo, como el mostrado en la figura 2.13.

Sin embargo, este estudio no tiene en cuenta el rango de tensiones en el que el HB-LED que actúa como emisor VLC se comporta de forma lineal. La amplitud máxima de la portadora no se puede elegir libremente, sino que está acotada por la linealidad de la cadena de HB-LEDs. En la literatura, la relación entre la tensión de continua y la amplitud máxima de la portadora $r_{CA-CC-max}$ se estima en torno a 0,1.

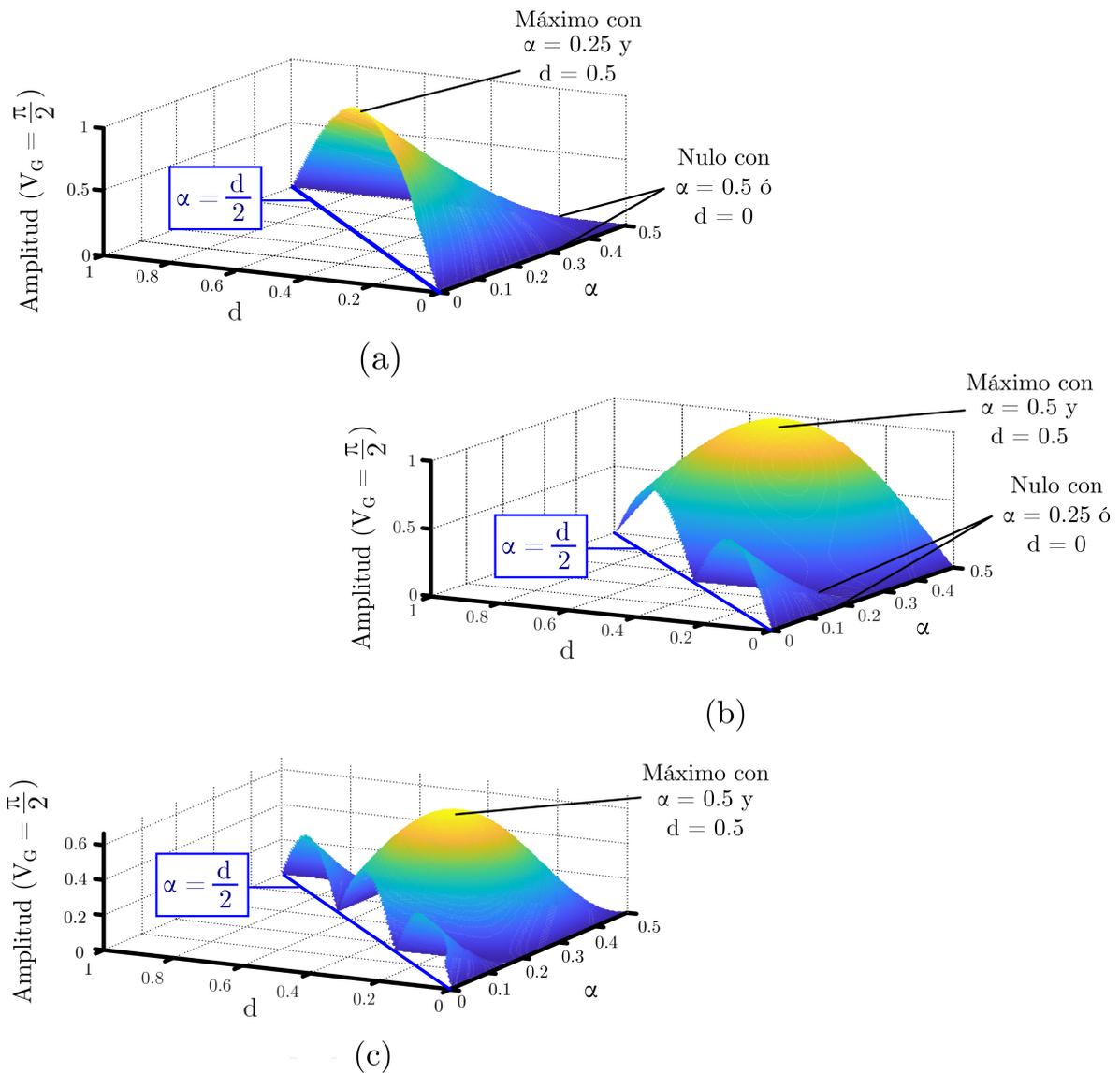


Figura 2.12.- Estudio de los armónicos según la ecuación (2.21) en función de d y α :
(a) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia f_0 . (b) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia $2f_0$. (c) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia $3f_0$.

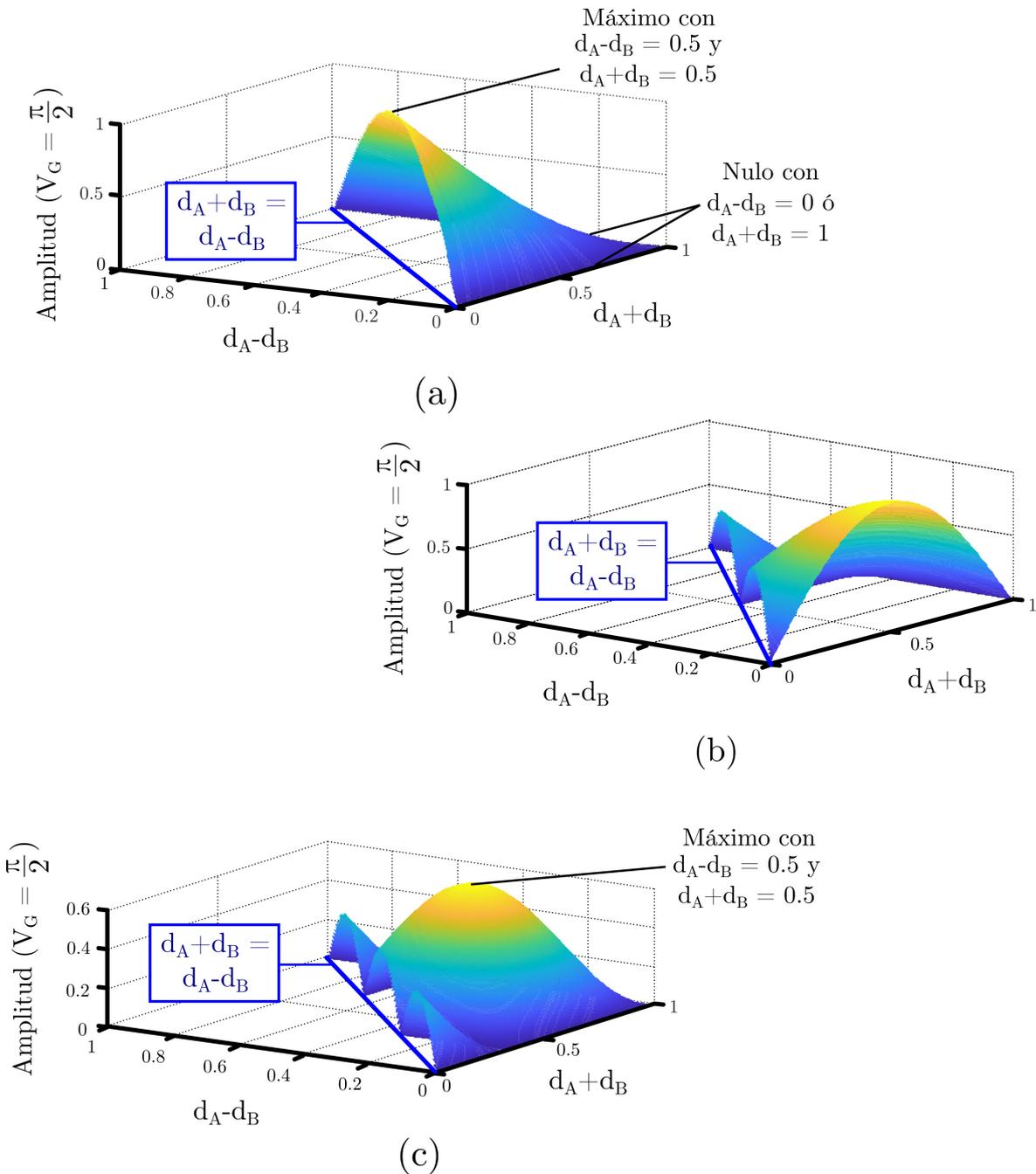


Figura 2.13.- Estudio de los armónicos según la ecuación (2.27) en función de $d_A + d_B$ y $|d_A - d_B|$: (a) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia f_0 . (b) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia $2f_0$. (c) Variación en la amplitud de la componente de frecuencia $3f_0$.



Este parámetro se define como

$$r_{CA-CC-max} = \frac{A_{SCM-max}}{V_{CC}}, \quad (2.32)$$

siendo $A_{SCM-max}$ la amplitud máxima que puede tomar la portadora en el esquema SCM que se sintetiza. De esta forma, el estudio que se realizará consistirá en fijar el parámetro de cada método que permita generar el nivel de tensión que determina el nivel de iluminación de los HB-LEDs –valor de d a la hora de variar la separación entre pulsos y $d_A + d_B$ en el caso de variar los ciclos de trabajo–. A partir de aquí, se estudiará la amplitud de los diferentes subarmónicos para el rango de variación de los atributos que permiten fijar la amplitud de la portadora. En el caso de variar la separación entre pulsos, esta variación se realizará en α , partiendo de un α_{min} y variando hasta $\alpha = 0,5$, siendo α_{min} la separación mínima para conseguir $r_{CA-CC-max}$. El valor α_{min} se calculará como

$$\alpha_{min} = \frac{1}{\pi} \arccos \left(\frac{\pi A_{SCM-max}}{4V_G \sin \left(\pi \frac{d}{2} \right)} \right) = \frac{1}{\pi} \arccos \left(\frac{\pi r_{CA-CC-max} d}{4 \sin \left(\pi \frac{d}{2} \right)} \right). \quad (2.33)$$

De forma análoga, en el caso de variar los ciclos de trabajo, se estudiará desde 0 hasta $d_{diff-max}$, calculándose $d_{diff-max}$ como

$$d_{diff-max} = \frac{2}{\pi} \arcsin \left(\frac{\pi A_{SCM-max}}{4V_G \cos \left(\pi d_0 \right)} \right) = \frac{2}{\pi} \arcsin \left(\frac{\pi r_{CA-CC-max} d_0}{2 \cos \left(\pi d_0 \right)} \right). \quad (2.34)$$

Los resultados se muestran en la figura 2.14. Se observa que a medida que aumenta d en el caso del estudio realizado en la figura 2.14(a), menor será la relación entre el segundo armónico y el primero, considerando que el segundo es varias veces mayor que el primero. En el caso de la figura 2.14(b), no sólo es mayor el segundo armónico, sino también el tercero, con lo que finalmente se decidirá por realizar la técnica RM variando la separación entre dos pulsos consecutivos.

2.4.- Generación de esquemas SCM a partir de RM

Para poder sintetizar una modulación SCM empleando dos pulsos consecutivos, a partir de lo explicado con anterioridad, se procederá a implementar el siguiente método:

1. En función de la tensión de alimentación del convertidor V_G y de las características eléctricas de la cadena HB-LEDs, el *duty* conjunto d será elegido en función de la tensión de continua V_{LED} que se necesita generar para fijar un determinado nivel de iluminación. Para ello, se aplicará la ecuación (2.1), haciendo $v_{LED}(t) = V_{LED}$.

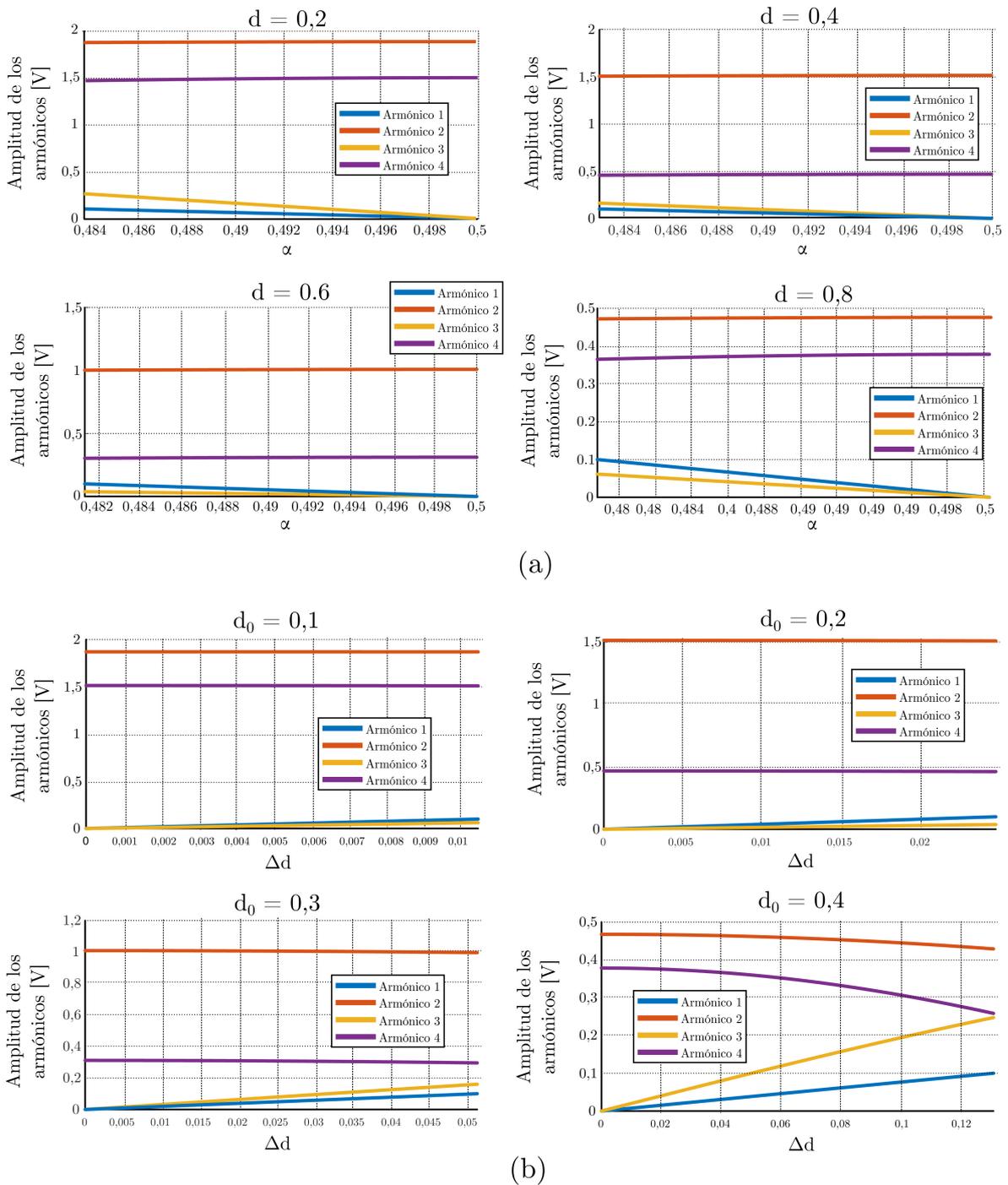


Figura 2.14.- (a) Variación de los armónicos de la señal (2.21) en función de diferentes ciclos de trabajo d , cuando se busca generar mediante RM una señal donde $r_{CA/CC-max} = 0, 1$. (b) Variación de los armónicos de la señal (2.27) en función de diferentes ciclos de trabajo promedio d_0 , cuando se busca generar mediante RM una señal donde $r_{CA/CC-max} = 0, 1$.

2. A partir de d , se ha de calcular la separación entre pulsos necesaria para sintetizar cada una de las amplitudes que contempla el esquema SCM que se busca reproducir. Se ha de tener en cuenta que la amplitud máxima de la portadora



dependerá del máximo rango de tensión en el que la cadena de HB-LEDs se comporta de manera lineal.

3. Para generar finalmente el esquema SCM, se deberá reproducir durante N_{cycles} periodos de conmutación seguidos una serie de pulsos con un determinado α y β , siendo N_{cycles} es el número de ciclos de la portadora de los que consta un símbolo.

Se ha de considerar también que la frecuencia de corte f_{LPF} del filtro paso-bajos se ha fijar en función de la frecuencia máxima de la señal, a partir de la ecuación presentada anteriormente en la ecuación (2.4).

De esta forma, el filtro se ha de diseñar considerando que f_{LPF} considerando que se ha de cumplir la condición $f_{max} < f_{LPF} < f_{SW}$ para poder reproducir el esquema SCM sin distorsión. El tipo de filtro, su orden y f_{LPF} se determinarán finalmente en función de las especificaciones de filtrado necesarias para conseguir un determinado grado de atenuación mínimo a las frecuencias de las componentes que se busca rechazar. El diseño del filtro se explica en el siguiente capítulo.

Finalmente, se ha de considerar que ciertas combinaciones de d y α pueden producir un desbordamiento en los pulsos, es decir, que los flancos que definen los límites de cada pulso pueden ubicarse fuera del periodo de conmutación. Los casos a contemplar a la hora de fijar los instantes en los que se producen estos flancos se observan en la figura 2.15. En la figura 2.15(a), los flancos ascendentes $r_1[k]$ y $r_2[k]$ y descendentes $f_1[k]$ y $f_2[k]$ de los pulsos generados en el periodo k -ésimo de conmutación pueden sintetizar en los límites que definen el periodo, calculándose los instantes en los que se producen como

$$\begin{aligned}
 r_1[k] &= \left(\beta[k] - \frac{\alpha[k]}{2} - \frac{d}{2} + k \right) T_0, \\
 f_1[k] &= \left(\beta[k] - \frac{\alpha[k]}{2} + \frac{d}{2} + k \right) T_0, \\
 r_2[k] &= \left(\beta[k] + \frac{\alpha[k]}{2} - \frac{d}{2} + k \right) T_0, \\
 f_2[k] &= \left(\beta[k] + \frac{\alpha[k]}{2} + \frac{d}{2} + k \right) T_0.
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

En el caso mostrado de la figura 2.15(b), el flanco ascendente del primer pulso –el primero que se genera en todo el periodo– se ha de generar en el pulso previo, al exceder el instante en el que se inicia el periodo. Lo mismo podría ocurrir con el flanco descendente del primer pulso. En estos casos, se ha de sintetizar $r'_1[k]$ y $f'_1[k]$, traslación de $r_1[k]$ y $f_1[k]$ del conjunto de ecuaciones (2.35) al final del periodo, calculando estos



parámetros como

$$\begin{aligned} r'_1[k] &= r_1[k] + T_0 = \left(\beta[k] - \frac{\alpha[k]}{2} - \frac{d}{2} + k + 1 \right) T_0, \\ f'_1[k] &= f_1[k] + T_0 = \left(\beta[k] - \frac{\alpha[k]}{2} + \frac{d}{2} + k \right) T_0. \end{aligned} \quad (2.36)$$

La figura 2.15(c) muestra el desbordamiento del flanco descendente del segundo pulso. De forma análoga a como ocurría con el desbordamiento inferior, se ha de trasladar los flancos que definen el segundo pulso al principio del periodo, definiendo los límites del segundo pulso del periodo previo. De esta forma, se puede calcular $r'_2[k]$ y $f'_2[k]$ –traslación de $r_2[k]$ y $f_2[k]$ al principio del periodo– como

$$\begin{aligned} r'_2[k] &= r_2[k] - T_0 = \left(\beta[k] + \frac{\alpha[k]}{2} - \frac{d}{2} + k \right) T_0, \\ f'_2[k] &= f_2[k] - T_0 = \left(\beta[k] + \frac{\alpha[k]}{2} + \frac{d}{2} + k - 1 \right) T_0. \end{aligned} \quad (2.37)$$

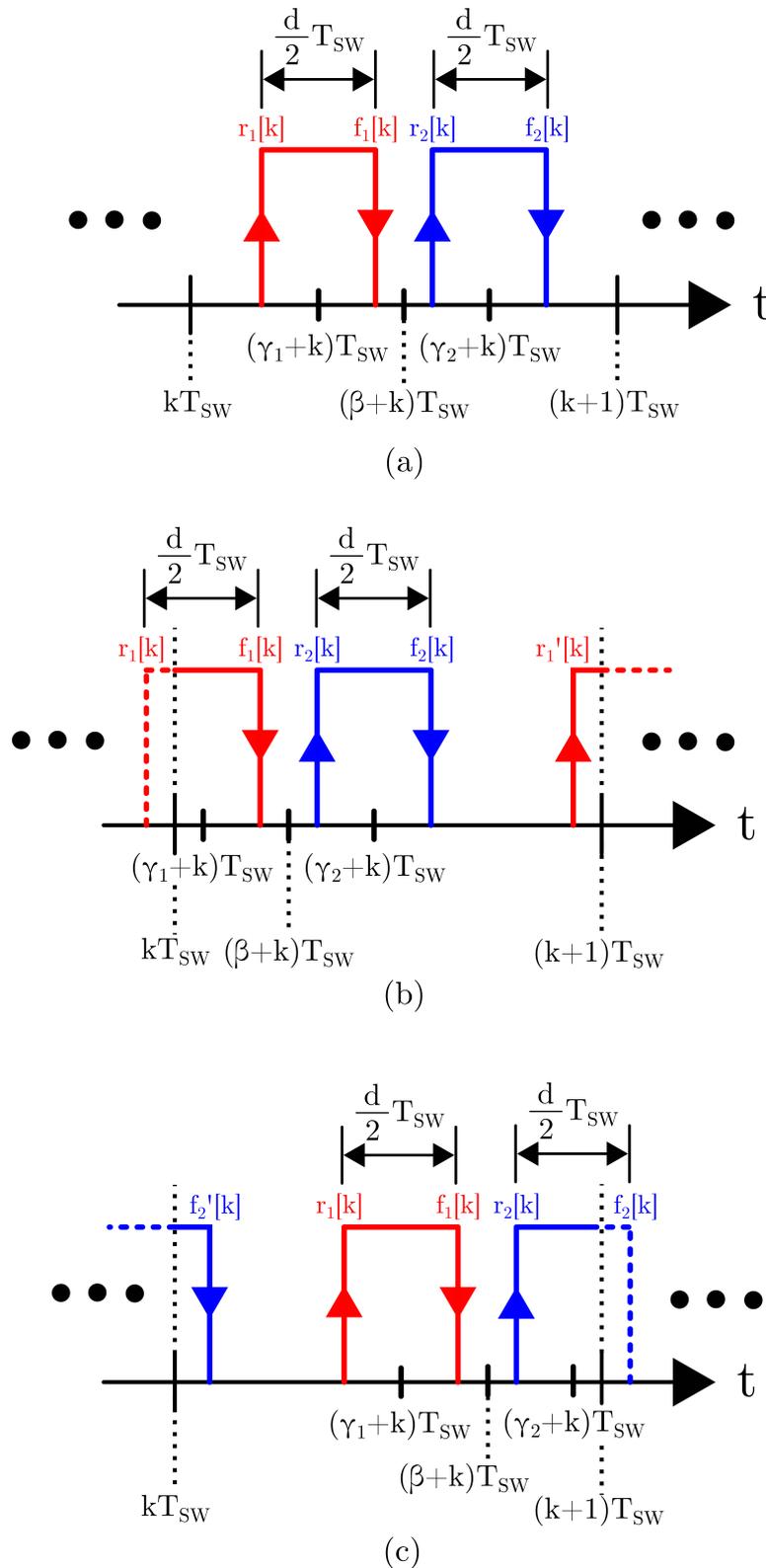


Figura 2.15.- (a) Generación de los pulsos cuando no se produce desbordamiento. (b) Generación de los pulsos cuando se produce un desbordamiento al principio del periodo. (c) Generación de los pulsos cuando se produce un desbordamiento al final del periodo.



3.- DISEÑO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR COMO DRIVER VLC

Una vez realizado el estudio de las diferentes formas de control de un convertidor reductor para que opere como driver de la VLC, en este capítulo se abordan diferentes cuestiones relativas al diseño del convertidor. Principalmente, el capítulo se centra en dos aspectos clave: la caracterización de la cadena de HB-LEDs como carga resistiva, fijando su punto de polarización y la máxima variación de tensión que es compatible con un comportamiento lineal, y el diseño del filtro de salida, presentando nuevas topologías a los filtros pasobajos de alto orden empleados en los convertidores destinados a la reproducción de señales.



3.1.- Parámetros a considerar en el diseño del convertidor

En el proceso de diseño de un convertidor reductor síncrono destinado a su uso como *driver* para VLC se han de contemplar diferentes aspectos. Uno de ellos, ya abordado en el capítulo anterior, es el control del convertidor. En concreto, se ha analizado la generación de señales RM a partir de un convertidor reductor convencional para la síntesis de señales empleadas en la VLC. Sin embargo, es necesario estudiar otros parámetros igual de relevantes y que determinarán el valor de los componentes con los que se construirá el prototipo final:

1. En primer lugar, es necesario caracterizar la cadena de HB-LEDs como carga resistiva. En función de las características de funcionamiento de los HB-LEDs que se emplearán en el prototipo, se deberá determinar la tensión de polarización que ha de generar el convertidor y que hace que el conjunto de diodos opere en su zona lineal. Además, será necesario hallar la variación máxima de esta tensión compatible con este comportamiento, a partir de la cual se estimará la amplitud máxima que puede tomar la portadora en el esquema de transmisión SCM que se implementará en las pruebas finales.
2. A partir de la tensión que permite polarizar correctamente la cadena de HB-LEDs, se podrá calcular la tensión de alimentación del convertidor V_G , en función del ciclo de trabajo fijado para los pulsos de la señal RM.
3. Otro de los aspectos más relevantes en el proceso de diseño del convertidor es el filtro de salida, que permitirá obtener la tensión que se aplicará a la cadena de HB-LEDs a partir de la señal RM. El filtro que se implementará finalmente en el prototipo estará conformado exclusivamente por bobinas y condensadores, y se diseñará en función de las características en frecuencia de la señal de comunicaciones –frecuencia de la portadora, ancho de banda de la señal de comunicaciones y frecuencia de corte– y de los requisitos de filtrado que se fijen en función de la amplitud de los armónicos a rechazar.

3.2.- Caracterización de los HB-LEDs

La tensión de polarización generada por el convertidor deberá fijar un punto de operación que maximice el rango de tensiones en el que la corriente conducida i_{LED} es directamente proporcional a la tensión aplicada v_{LED} . Al mismo tiempo, la amplitud máxima que puede tomar la portadora en la modulación SCM que se sintetice dependerá de la variación máxima de tensión respecto al punto de funcionamiento que asegura la operación de los HB-LEDs en zona lineal.

La cadena de HB-LEDs utilizada en el desarrollo del prototipo estará compuesta por 6 diodos *XLamp MX-3* del fabricante *Cree* [65]. La figura 3.1 muestra la curva



característica de funcionamiento de uno de estos HB-LEDs $-i_{LED}$ en función de v_{LED} , extraída de la hoja de características facilitada por el fabricante. Considerando que, según los datos del fabricante, la corriente máxima que esta clase de diodos soporta son 500 mA, la tensión de polarización V_{LED} que fija el punto de operación óptimo de los HB-LEDs será, aproximadamente, la tensión necesaria para conducir la mitad de esta corriente. El criterio que se sigue aquí para elegir el valor óptimo de V_{LED} es la maximización de la amplitud de la señal de comunicaciones aplicable a los HB-LEDs. La elección de tensiones menores de polarización obligaría a reducir la magnitud de los cambios de tensión impuestos por la modulación, debido a que podrían distorsionar esta señal. Si, en cambio, la tensión de polarización fuera mayor, se podría llegar a hacer que los HB-LEDs condujeran una corriente mayor de 500 mA. Así, a partir de la figura 3.1, el punto de operación elegido V_{LED} a la hora de polarizar un diodo será 3,5 V, conduciendo los HB-LEDs una corriente de polarización I_{LED} igual a 250 mA.

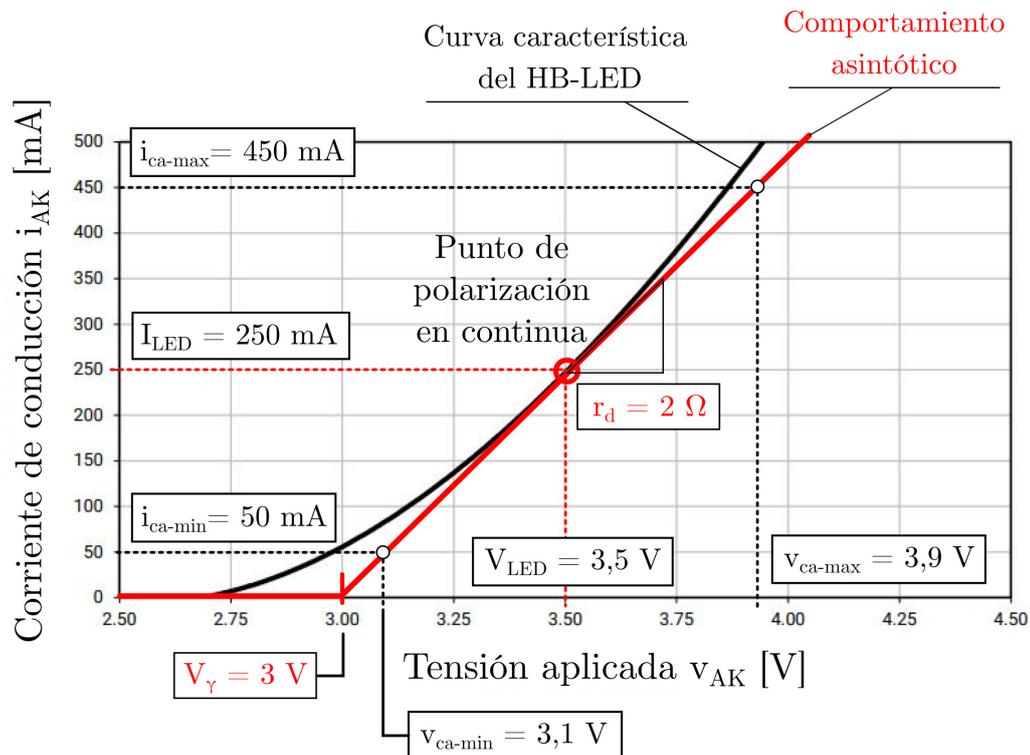


Figura 3.1.- Curva de funcionamiento del HB-LED *XLamp MX-3* del fabricante *Cree* –extraído de [65]– y linealización –en rojo–.

Para poder linealizar la relación no lineal entre i_{LED} y v_{LED} mostrada en la figura 3.1, se procede a trazar la tangente a la curva de funcionamiento en el punto de operación calculado previamente. Esta aproximación viene determinada por dos parámetros: la tensión de codo del diodo, V_γ , que será el punto de corte de esta tangente con el eje v_{LED} de la figura 3.1, y la resistencia dinámica r_d , que representa la relación proporcional entre i_{LED} y v_{LED} y que será la pendiente de la recta. Se observa que



para un sólo HB-LED, $V_\gamma = 3 \text{ V}$, y la resistencia dinámica r_d será

$$r_d = \frac{\Delta v_{LED}}{\Delta i_{LED}} = \frac{3,9 \text{ V} - 3,1 \text{ V}}{450 \text{ mA} - 50 \text{ mA}} = 2 \Omega. \quad (3.1)$$

El empleo de este modelo linealizado permitirá sustituir en estudios posteriores del convertidor la cadena de HB-LEDs por el modelo circuital de la figura 3.2, donde la fuente de tensión y la resistencia representará el comportamiento equivalente conjunto de m HB-LEDs dispuestos en serie. De esta forma, considerando que $m = 6$ para el prototipo final, se tiene que la fuente de tensión del modelo toma el valor

$$V_{\gamma-string} = mV_\gamma = 6 \cdot 3 \text{ V} = 18 \text{ V}, \quad (3.2)$$

y la resistencia

$$r_{d-string} = mr_d = 6 \cdot 2 \Omega = 12 \Omega. \quad (3.3)$$

Finalmente, el modelo matemático a partir del cual se estimará la corriente conducida por la cadena de HB-LEDs $i_{LED}(t)$ en función de la tensión aplicada $v_{LED}(t)$ será

$$i_{LED}(t) = \frac{v_{LED}(t) - V_{\gamma-string}}{r_{d-string}} = \frac{v_{LED}(t) - 18 \text{ V}}{12 \Omega}. \quad (3.4)$$

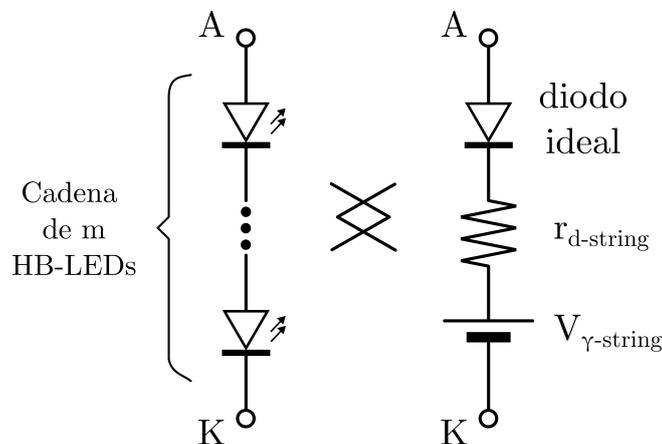


Figura 3.2.- Modelo linealizado de una cadena de m HB-LEDs en serie.

A partir de esta aproximación, el rango de tensiones generado por el convertidor será aquel en el que la recta tangencial permite modelar adecuadamente el comportamiento esperado del HB-LED. Se fijará que la máxima variación en torno al punto de polarización V_{LED} –o lo que es lo mismo, la máxima amplitud que puede tomar la portadora de la señal de comunicaciones– será de 0,4 V siendo la máxima tensión aplicable a un HB-LED v_{ca-max} de 3,9 V, y la mínima tensión v_{ca-min} , de 3,1 V. Estos límites permiten asegurar que las variaciones no “apagan” completamente a



los diodos ni los sacan de su comportamiento lineal –algo que se produciría cuando se deja que los cambios de tensión lleguen a la tensión de codo $V_{\gamma-}$, ni tampoco hacen que los diodos excedan el límite superior de corriente, lo cual puede producir degradación o incluso la rotura del dispositivo al conducir una corriente mayor que el límite máximo impuesto por el fabricante.

El rango de tensiones obtenido se ha estimado a partir de la linealización de las características eléctricas de un sólo HB-LED. Teniendo en cuenta que la cadena de HB-LEDs estará formada por 6 diodos de este tipo dispuestos en serie, las tensiones que han de ser generadas por el convertidor serán el resultado de multiplicar el rango de tensión calculado por el número de HB-LEDs que se emplearán. En la tabla 3.1 se recogen a modo de resumen los rangos de tensión y corriente compatibles con el funcionamiento lineal de los HB-LEDs. Se ha de tener en cuenta que el valor de la tensión de polarización disminuirá conforme aumente la temperatura de la cadena de HB-LEDs para evitar su “emablamiento térmico”, mientras que la componente de alterna permanecerá constante.

Tabla 3.1.- RANGO DE TENSIONES Y CORRIENTES EN LOS QUE HA DE OPERAR LA CADENA DE HB-LEDs USADOS EN EL PROTOTIPO.

	v_{LED} [V]	i_{LED} [mA]
Punto de polarización	21	250
Punto máximo	23,4	450
Punto mínimo	18,6	50

3.2.1.- Cálculo de la tensión de entrada del convertidor V_G

Una vez determinado el rango de tensiones y corrientes en los que ha de operar la cadena de HB-LEDs para que se comporte de forma lineal, es posible calcular la tensión de entrada del convertidor V_G . Puesto que en el capítulo anterior se ha determinado que cuanto mayor sea la suma de los ciclos de trabajo de los pulsos d menor será la amplitud de los armónicos que han de ser rechazados por el filtro, se fijará como parámetro de diseño $d = 0,7$. Puesto que V_{LED} será un nivel de tensión continua, se considerará para el cálculo de V_G que el convertidor no genera ninguna señal de comunicaciones y opera como un convertidor reductor convencional. De esta forma, y teniendo en cuenta que la tensión de polarización V_{LED} para el conjunto de 6 HB-LEDs será de 21 V, a partir de la ecuación (2.1), que permite calcular la tensión de salida de un convertidor reductor, se tiene que el valor de V_G será

$$V_G = \frac{V_{LED}}{d} = \frac{21 \text{ V}}{0,7} = 30 \text{ V} \quad (3.5)$$



3.3.- Diseño del filtro de salida del convertidor

Para poder diseñar correctamente el filtro de salida de alto orden, que permitirá obtener el primer armónico y el valor medio de la señal RM sintetizada en el nodo de conmutación del convertidor, se deberá caracterizar previamente el espectro de dicha señal pudiendo determinar así las especificaciones de filtrado.

El primer paso será fijar la frecuencia de conmutación f_{SW} de la señal RM, y que fijará la frecuencia de la portadora del esquema SCM que se sintetizará. La tecnología de fabricación de los HB-LEDs empleados en el prototipo final determinará el ancho de banda de los diodos, y por lo tanto, la frecuencia máxima que puede tomar la portadora. Al ser diodos azules recubiertos de una película de fósforo, su ancho de banda estará limitado a unos pocos megahertzios, tal y como se comentó en el primer capítulo [34]-[35]. Por ello, se fijará una frecuencia de conmutación $f_{SW} = 2$ MHz, dando lugar a una portadora de frecuencia $f_0 = 1$ MHz –se recuerda que por cada ciclo de la portadora, el convertidor ha de generar dos pulsos–. Al mismo tiempo, el ancho de banda del filtro paso-bajos que se diseñará dependerá de la frecuencia máxima de la señal RM que se busca filtrar. Considerando la ecuación presentada en (2.4), que permite acotar el ancho de banda una señal de comunicaciones que emplea un esquema SCM, se contemplará un periodo de símbolo $T_{sym} = 5T_0$, que la modulación que finalmente se sintetice presente una frecuencia máxima de $f_{max} = 1,2$ MHz.

Una vez que el rango de frecuencias de la señal de comunicaciones se ha caracterizado, un primer paso para estudiar las componentes que han de ser rechazadas por el filtro podría consistir en el análisis de la señal generada a lo largo de un periodo de símbolo. Bajo estas consideraciones, la señal se puede suponer periódica, pudiendo analizar desarrollo en serie de Fourier, tal y como se realizó en la ecuación (2.22) del capítulo anterior. Siguiendo esta idea, la figura 3.3 muestra la amplitud de los diferentes armónicos de la señal $v_{SW}(t)$ cuando se busca reproducir un símbolo del esquema SCM con una amplitud máxima de 2,4 V.

Como se puede ver, uno de los retos en el diseño de este filtro de salida es el rechazo del segundo armónico de la señal $v_{SW}(t)$ –es decir, el armónico a la frecuencia de conmutación f_{SW} –, componente espectral que presenta una amplitud mucho mayor que el primer armónico y ubicada a una frecuencia muy próxima a la de la señal que se busca obtener. El diseño óptimo del filtro es un compromiso entre tres parámetros principales: frecuencia de corte, orden del filtro y tipo.

En primer lugar, para poder atenuar lo máximo posible la componente a rechazar, la frecuencia de corte del filtro paso-bajo f_{LPF} deberá ser ligeramente superior a la frecuencia máxima f_{max} de la señal a reproducir, teniendo f_{max} el valor de la ecuación (2.4) si se emplea un esquema SCM. La elección de f_{LPF} deberá reunir

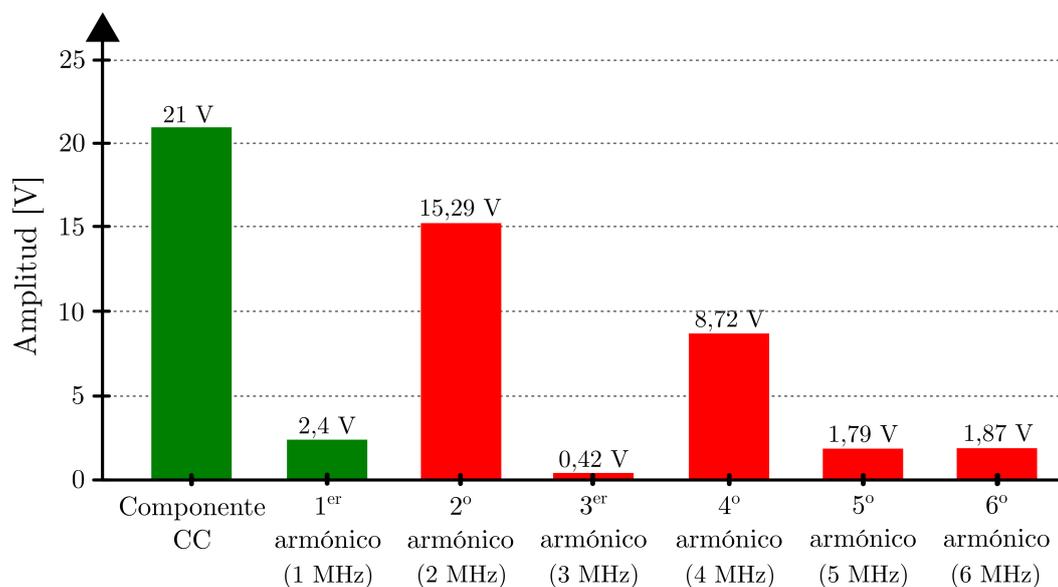


Figura 3.3.- Amplitud de los diferentes armónicos de la señal $v_{SW}(t)$ reproduciendo una portadora de 2,4 V con $d = 0,7$ y $V_G = 30$ V.

un compromiso entre la atenuación conseguida en torno a la frecuencia a rechazar –cuanto más próximos sean los valores de f_{LPF} y $2f_{SW}$, menos atenuación tendrá el segundo armónico– y la distorsión que introduce el propio filtro en la señal que se busca obtener tras el filtrado –la respuesta en amplitud y en fase del filtro podría provocar efectos diferentes en las componentes espectrales que componen la señal si f_{LPF} se elige próxima a f_{max} –. El efecto que puede producir la elección de f_{LPF} en diferentes familias de filtros paso-bajos en el contexto de los convertidores CC/CC de respuesta rápida operando con señales PWM ha sido estudiado en [60] y en [61]. Al mismo tiempo, la atenuación que introduce a las componentes a rechazar dependerá también del orden del filtro. Incrementando el número de componentes que componen el filtro, se podría aumentar la capacidad del filtro a rechazar las mismas componentes, manteniendo el mismo valor de f_{LPF} . Finalmente, la respuesta del filtro dependerá de la aproximación matemática empleada, distinguiendo diferentes familias con diferentes comportamientos: por ejemplo, los filtros Butterworth proporcionan una respuesta en magnitud lo más constante posible en el rango de frecuencias que el filtro ha de dejar pasar sin atenuación –también denominado banda pasante– [66], los filtros de Bessel permiten maximizar la linealidad de respuesta en fase del filtro [67], etc.

En esta aplicación, debido a la gran amplitud del armónico de conmutación –es decir, $2f_0$ –, el filtro paso-bajos del convertidor deberá presentar una frecuencia de corte muy cercana a f_{max} –pudiendo conllevar una distorsión en la señal a reproducir y llegando a limitar su ancho de banda– y, al mismo tiempo, un orden muy alto. La complejidad del filtro resultante hace preciso plantearse otras topologías diferentes al filtro paso-bajos convencional. Puesto que las componentes espectrales de mayor



amplitud y que más distorsión pueden producir en la señal de salida serán aquellas ubicadas en torno a $2f_0$ y a $4f_0$, y que la distorsión de estas frecuencias presente un ancho de banda muy pequeño, un posible diseño podría basarse en la combinación de una estructura con un comportamiento paso-bajos junto con un comportamiento rechazo de banda o *notch* sintonizado a la frecuencia de esos armónicos.

La metodología seguida para poder diseñar este filtro partirá de la expresión teórica de la función de transferencia que ha de tener. El comportamiento de un filtro paso-bajos convencional se puede modelar como una función de transferencia de la forma

$$H_{LPF}(s) = \frac{a_0}{A(s)} = \frac{a_0}{a_N s^N + a_{N-1} s^{N-1} + \dots + a_0} = \frac{a_0}{\sum_{n=0}^N a_n s^n}, \quad (3.6)$$

donde N es el orden del filtro paso-bajos y a_n los coeficientes del polinomio $A(s)$, que representaría la atenuación del filtro y calculado según la función matemática que busca modelar. Si se buscase añadir a este comportamiento una serie de rechazos de banda a ciertas frecuencias $\omega_m = 2\pi f_m$ se tendrían dos opciones: añadir filtros de rechazo de banda en cascada o intentar conjugar el rechazo a ciertas frecuencias con un comportamiento paso -bajos. La primera de ellas pasaría por añadir en serie con un filtro paso-bajos filtros de rechazo de banda sintonizados a las frecuencias $\omega_m = 2\pi f_m$. La función de transferencia de uno de estos filtros sería

$$H_{notch}(s) = \frac{s^2 + \omega_m^2}{s^2 + \Delta\omega s + \omega_m^2}, \quad (3.7)$$

donde ω_m es la frecuencia a la que está sintonizado cada filtro y $\Delta\omega_c$ es el ancho de la banda rechazada. De esta forma, la función de transferencia resultante sería

$$H_{LPF-notch}(s) = H_{LPF}(s) \prod_{m=1}^M H_{notch}(s; \omega_m), \quad (3.8)$$

donde M es el número de filtros de rechazo de banda que se buscan implementar y $H_{notch}(s; \omega_m)$ es el filtro rechazo de banda sintonizado a ω_m . Esta solución incrementaría la complejidad del filtro resultante, además de presentar problemas a la hora de acoplar una etapa con otra. La otra solución podría pasar por ajustar el comportamiento de un filtro paso-bajos para que pueda rechazar las frecuencias ω_m . Realizando la sustitución $s = j\omega$ en (3.7), se puede comprobar que con $s = j\omega_m$ la función se anula, debido principalmente al polinomio $(s^2 + \omega_m^2)$. Este comportamiento podría conseguirse mediante elementos resonantes sintonizados a ω , haciendo que la función de transferencia se anule únicamente a esas frecuencias. De esta forma, se espera que los filtros resultantes que combinen ambos comportamientos tengan la forma

$$H_{LPF-notch}(s) = a_0 \frac{(s^2 + \omega_M^2)(s^2 + \omega_{M-1}^2) \dots (s^2 + \omega_1^2)}{a_N s^N + a_{N-1} s^{N-1} + \dots + a_0} = a_0 \frac{\prod_{m=1}^M (s^2 + \omega_m^2)}{\sum_{n=0}^N a_n s^n}, \quad (3.9)$$



La figura 3.4 muestra el diagrama de Bode –representación de la magnitud del filtro en función de la frecuencia– para diferentes ejemplos de implementación de filtros de salida, obtenidos a partir de las funciones de transferencia presentadas anteriormente. Se puede observar que siempre se procura mantener un comportamiento paso-bajos a altas frecuencias, al mismo tiempo que se busca anular las componentes de frecuencia $2f_0$ y $4f_0$. El estudio que se realizará en esta sección busca determinar cuál es la mejor topología de filtrado que permite implementar un filtro paso-bajos en combinación con diferentes rechazos de banda. Se partirá de un filtro paso-bajos de orden bajo, sobre el cual se irán añadiendo diferentes estructuras de rechazo de banda para estudiar su comportamiento en función de la frecuencia y su extensión a estructuras de mayor orden o con más rechazos de banda.

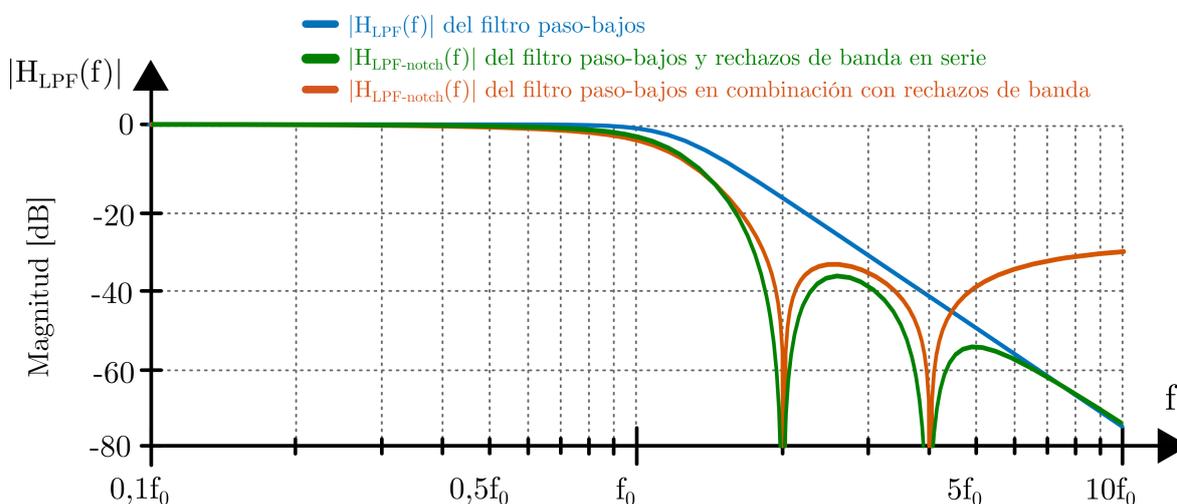


Figura 3.4.- Ejemplos de implementación de combinación de filtros paso-bajos y de filtros de rechazo de banda en comparación con la respuesta de un filtro paso-bajos convencional.

3.3.1.- Diseño de un filtro de orden 2

El primer paso en el estudio que se realizará para obtener el filtro óptimo que se aplicará en el prototipo de convertidor será el análisis de un filtro paso-bajos LC de orden 2 como el que se muestra en la figura 3.6. Se partirá del modelo mostrado en la figura 2.3, donde la fuente de tensión permite modelar la señal sintetizada en el nodo de conmutación y la cadena de HB-LEDs se sustituye por el equivalente circuital de la figura 3.2. El proceso de análisis se resume en la imagen 3.5. En primer lugar, se ha de considerar que la señal en el nodo de conmutación $v_{SW}(t)$ está conformada por un nivel de continua V_{CC} y una serie de armónicos cuya suma compone la componente de alterna $v_{ca}(t)$ de la señal. Aplicando el principio de superposición, se puede descomponer el estudio del filtro y el comportamiento de la cadena de HB-LEDs en función de las diferentes componentes que conforman la señal $v_{SW}(t)$, tal y como se recoge en la figura



3.5. Al implementar un filtro paso-bajos, la componente de continua V_{CC} atravesará el filtro sin experimentar ninguna atenuación, de forma que $V_{LED} = V_{CC}$. De esta forma, el estudio del filtro se reducirá únicamente al estudio del comportamiento del filtro en alterna, considerando que la cadena de HB-LEDs es una carga resistiva, y que generará la componente de alterna $v_{led}(t)$ de la señal de salida $v_{LED}(t)$.

También se ha de considerar que la corriente por la carga será siempre positiva, algo que ya se ha asegurado durante el proceso de elección del punto de polarización de la cadena de HB-LEDs, pudiendo omitir en este análisis el diodo ideal del modelo circuital de la figura 3.2.

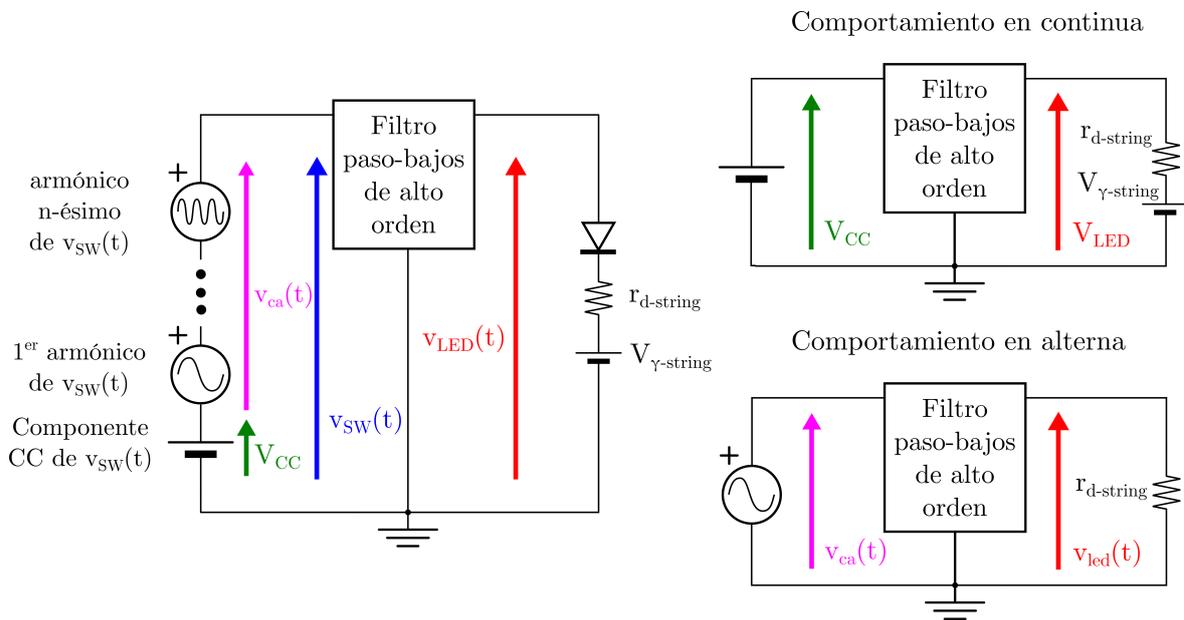


Figura 3.5.- Principio de superposición aplicado al estudio del filtro de salida de un convertidor.

La función de transferencia que describe la relación existente entre la componente de alterna de la tensión de salida del convertidor $v_{led}(t)$ y la componente de alterna de la tensión en el nodo de conmutación $v_{ca}(t)$, que será la señal de entrada al filtro, será

$$H(s)_{LPF-2orden} = \frac{V_{led}(s)}{V_{ca}(s)} = \frac{1}{s^2 L_1 C_2 + s \frac{L_1}{r_d} + 1} = \frac{1}{A_{LPF-2orden}(s)}. \quad (3.10)$$

Teniendo en cuenta que, de forma genérica, la función de transferencia de un sistema de segundo orden se puede expresar como

$$H(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + 2 \frac{\xi}{\omega_n} s + 1}, \quad (3.11)$$

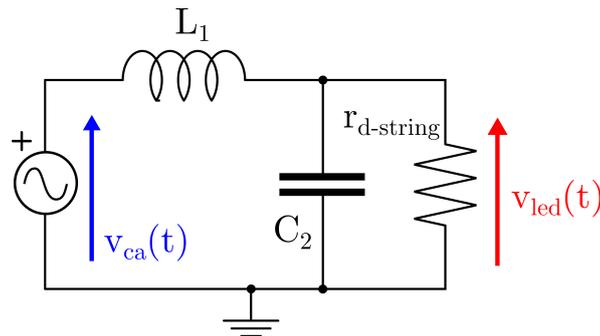


Figura 3.6.- Estudio del filtro paso-bajos LC de segundo orden empleado en el convertidor.

donde ω_n es la frecuencia natural del sistema y ξ su factor de sobreoscilación. Identificando términos con la expresión recogida en (3.6), se pueden calcular los principales parámetros de diseño de este filtro. La frecuencia de corte f_{LPF} , aproximada por la frecuencia natural del sistema ω_n , será

$$f_{LPF} = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_2}}. \quad (3.12)$$

Al mismo tiempo, el factor de amortiguamiento ξ , que marcaría el grado de sobreoscilación en la respuesta del filtro, se podrá calcular como

$$\xi = \frac{1}{2r_d} \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}. \quad (3.13)$$

En un principio, se buscaría que el comportamiento del filtro final tuviera un comportamiento paso-bajos como el que se recoge en la ecuación (3.6), siempre y cuando se implementase un filtro de orden 2. Suponiendo que se quiere conseguir un comportamiento rechazo de banda a una determinada frecuencia $\omega_{notch} = 2\pi f_{notch}$, una posible opción podría pasar por añadir un elemento adicional para hacer que uno de los dos elementos del filtro de la figura 3.6 tuviera un comportamiento resonante. El filtro resultante se muestra en la figura 3.7 y consistiría en hacer resonante el condensador C_2 de la figura 3.10. Así resultaría un filtro que puede verse como la combinación de un filtro de orden 1 –únicamente la bobina L_1 – junto con un rechazo de banda. El conjunto resonante serie compuesto por L_2 y C_2 tendría una impedancia nula a la frecuencia ω_{notch} , cortocircuitando virtualmente la carga r_d e impidiendo que esta componente llegue a la salida $v_{LED}(t)$.

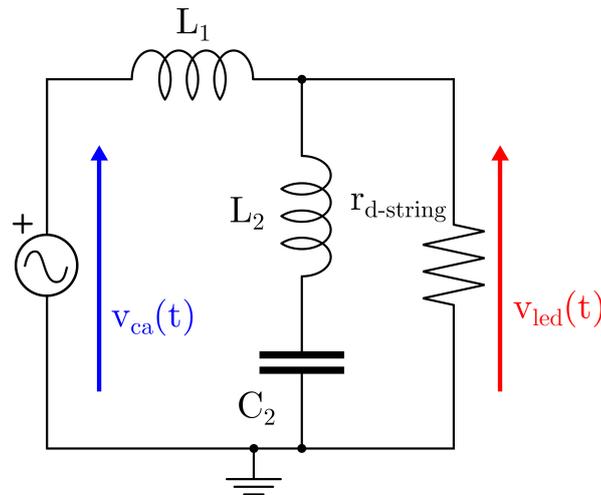


Figura 3.7.- Convertidor operando con un filtro paso-bajos de segundo orden añadiendo una bobina en serie con el condensador C_2

La función de transferencia del filtro cuya topología es la de la figura 3.7, consistente en un filtro paso-bajos con un elemento resonante, será

$$H(s) = \frac{s^2 L_2 C_2 + 1}{s^3 \frac{L_1}{r_d} L_2 C_2 + s^2 (L_1 C_2 + L_2 C_2) + s \frac{L_1}{r_d} + 1}. \quad (3.14)$$

Una posible forma de diseñar el filtro y elegir los valores adecuados para sus elementos podría pasar por intentar independizar el diseño del filtro paso-bajos del diseño de rechazo de banda. Como se puede ver, el numerador de las dos funciones de transferencia marca un comportamiento rechazo de banda, tal y como se mostraba en la ecuación (3.9). La frecuencia rechazada ω_{notch} dependerá de los valores de la inductancia y el condensador de la estructura resonante, y su valor se calculará como si se tratase de una frecuencia de corte, como se muestra en la ecuación (3.12). A partir de aquí, un posible diseño podrá consistir en los siguientes pasos:

1. En los filtros con elementos resonantes, buscando independizar la atenuación que debería introducir a alta frecuencia de la atenuación que realmente se consigue, se puede llegar a la conclusión de que en las dos estructuras de la figura 3.6 el comportamiento paso-bajos depende únicamente de los valores de L_1 y de C_2 . Luego, se debería comenzar fijando el comportamiento del efecto paso-bajos. Para ello, se podrá calcular los valores de L_1 y C_2 considerando el valor de la frecuencia de corte f_{LPF} que se tenga y que $\xi = 1$ para tener una respuesta no sobreoscilada.



Así, un conjunto de primeras ecuaciones será

$$C_2 = \frac{1}{4\pi r_d f_{LPF}},$$

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_{LPF}^2 C_2}.$$
(3.15)

2. Uno de los elementos que se han calculado será uno de los elementos que al mismo tiempo forman elemento resonante del filtro. El otro elemento se calculará a partir de la frecuencia de resonancia $\omega_{notch} = 2\pi f_{notch}$ a rechazar a través de la forma

$$f_{notch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}.$$
(3.16)

La figura 3.8 muestra los diagramas de Bode –representación de la magnitud del filtro y de su comportamiento en fase en función de la frecuencia– del filtro paso-bajos de la figura 3.6 y de la topología mostrada en la figura 3.7 diseñados a partir de las reglas mencionadas anteriormente.

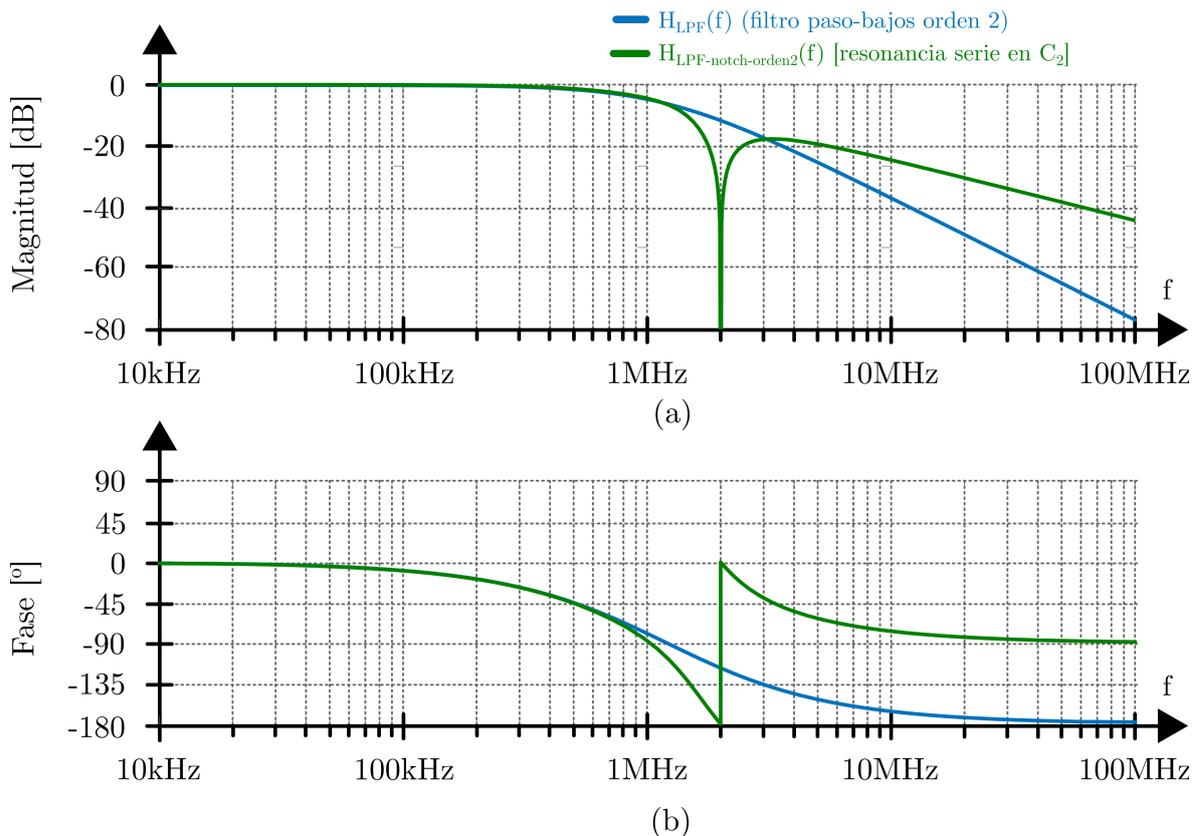


Figura 3.8.- Diagramas de Bode de los filtros de orden 2 diseñados a partir de las topologías de las figuras 3.6 y 3.7, considerando $f_{LPF} = 1,2$ MHz y $f_{notch} = 2$ MHz.

Se ha fijado una frecuencia de corte de 1,2 MHz y la estructura resonante de los filtros que las incorporan están sintonizadas para rechazar el armónico de 2 MHz.

Tabla 3.2.- VALORES DE LOS COMPONENTES DE LOS FILTROS DE 2º ORDEN ANALIZADOS

	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C_2 [nF]
Filtro paso-bajos de orden 2		-	
Resonancia serie en C_2	3,18	1,15	5,53

Al mismo tiempo, la tabla 3.2 recoge los valores de los componentes empleados en la construcción de estos filtros. Se observa que el filtro con elemento resonante presenta una atenuación menor a altas frecuencias que el filtro paso-bajos, con lo que será necesario acudir a filtros de mayor orden para rechazar las componentes espectrales de mayor frecuencia, a pesar de conseguir satisfactoriamente el rechazo de banda a 2 MHz.

Puesto que el filtro atenuará en menor medida las componentes espectrales con una frecuencia mayor a los 2 MHz, una alternativa a los filtros presentados en la figura 3.7 pasaría por añadir otra estructura resonante sintonizada a los 4 MHz –la componente a rechazar con mayor amplitud después del armónico de conmutación, como muestra la figura 3.3–, obteniendo el circuito de la figura 3.9. El diseño de este filtro sigue la misma metodología que el mostrado en la figura 3.7. La única peculiaridad es que se ha supuesto que la suma de C_2 y C_3 ha de ser equivalente a los valores de las ecuaciones mostradas en (3.15). Esto se debe a que pueden existir múltiples soluciones para elegir los valores de estos filtros. La figura 3.10 muestra el diagrama de Bode de este filtro, mientras que la tabla 3.3 muestra los valores elegidos para implementar este diseño.

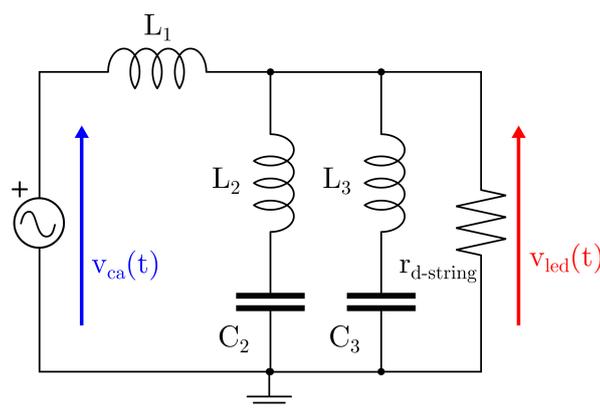


Figura 3.9.- Convertidor operando con un filtro de segundo orden añadiendo dos rechazos de banda basados en resonancias serie.

Se observa que añadir estas estructuras resonantes adicionales no aumenta el orden del comportamiento paso-bajos del filtro, rechazando la componente de 4 MHz, pero no incrementa la atenuación a frecuencias altas. Por ello, será necesario explorar



Tabla 3.3.- VALORES DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO DE 2º ORDEN CON 2 RECHAZOS DE BANDA ANALIZADOS

	L_1 [μH]	L_2 [μH]	C_2 [pF]	L_3 [nH]	C_3 [nH]
2 elementos resonantes	3,18	2,29	$2,77 \cdot 10^3$	571,53	2,77

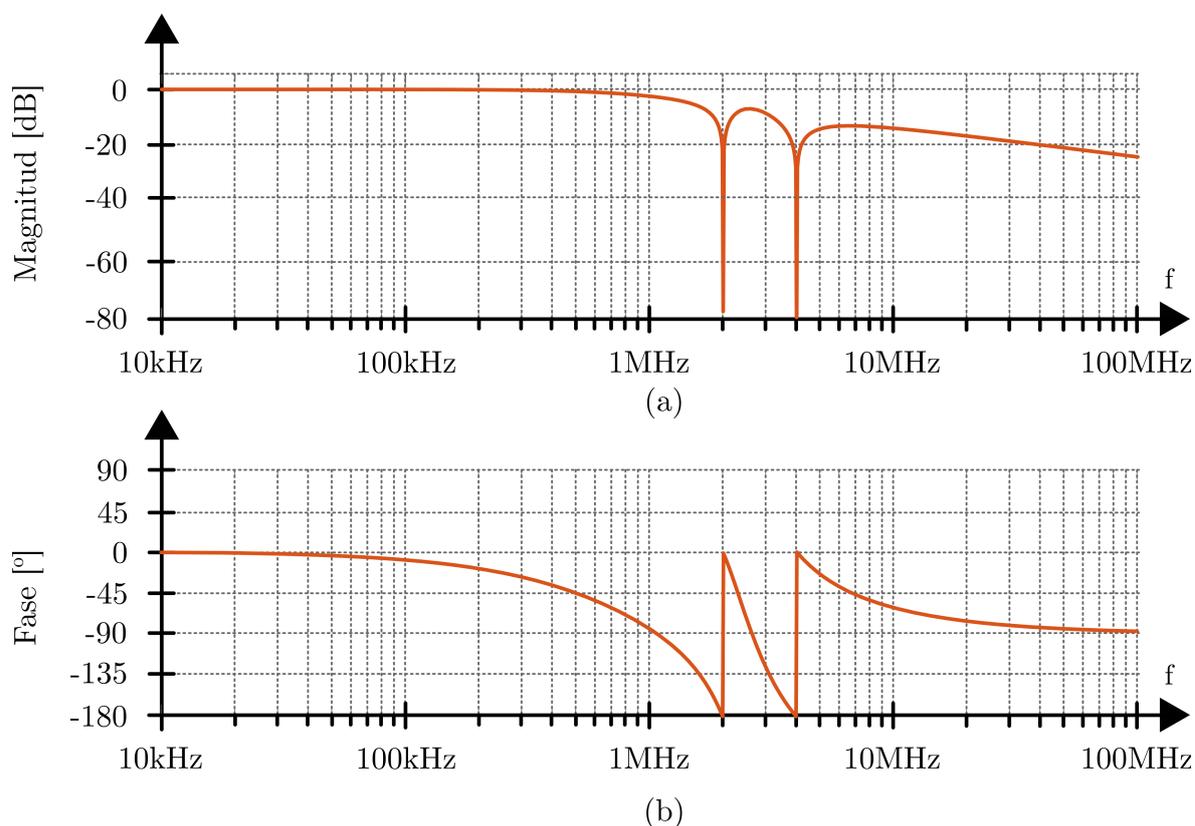


Figura 3.10.- Diagrama de Bode del filtro de orden 2 mostrado de la figura 3.10.

otras topologías que permitan añadir rechazos de banda al mismo tiempo que se incrementa la atenuación introducida por el comportamiento paso-bajos.

3.3.2.- Diseño de un filtro de orden 3

A partir del filtro mostrado en la figura 3.6, el filtro de orden 3 se construiría añadiendo una segunda bobina en serie con la carga. En este caso, el diseño es más complejo que en un filtro de orden 2 y consistiría en hallar los coeficientes de la función de transferencia de la ecuación (3.6), en función de una serie de aproximaciones matemáticas. Siguiendo con la metodología empleada en los filtros de orden 2, se estudiará el filtro de orden 3 resultante de hacer resonante la rama del condensador C_2 , obteniendo la topología de la figura 3.11.

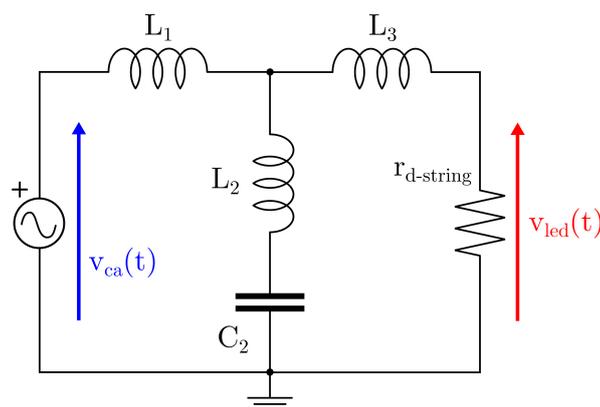


Figura 3.11.- Filtro paso-bajos de tercer orden añadiendo una bobina en serie con el condensador C_2 .

La obtención de los valores de este filtro se realizará de forma similar a como se hizo con los filtros de segundo orden: en primer lugar, se determinarán los elementos que proporcionan el comportamiento paso-bajos de esta estructura, es decir, el valor de L_1 , C_2 y L_3 . Entre los posibles valores que pueden tomar estos elementos, se ha optado por recurrir a aquellos que proporciona la aproximación matemática de Butterworth de orden 3, cuyos valores se recogen en la tabla 3.4. Una vez implementado el filtro paso-bajos, se calculará el valor del elemento que vuelve resonante al filtro –es decir, el valor de la bobina L_2 – aplicando la ecuación (3.16). Los valores de estos componentes se muestran en la tabla 3.4, y los diagramas de Bode que recogen el comportamiento de este filtro en función de la frecuencia, junto con el del filtro de Butterworth de orden 3, se muestra en la figura 3.12. Se ha supuesto una frecuencia de corte $f_{LPF} = 1,2$ MHz y la frecuencia a rechazar será $f_{notch} = 2$ MHz.

Tabla 3.4.- VALORES DE LOS COMPONENTES DE LOS FILTROS DE 3^{er} ORDEN ANALIZADOS

	L_1 [μ H]	L_2 [nH]	C_2 [nF]	L_3 [nH]
Filtro Butterworth de orden 3	2,39	-	14,74	795,8
Resonancia serie en C_2		429,62		

Como se puede ver, el comportamiento del filtro de la figura 3.11 es bastante similar al que se muestra en la figura 3.7. La atenuación a altas frecuencias apenas aumenta respecto a la estructura presentada en la figura 3.7, a pesar de incrementar el orden del filtro paso-bajos añadiendo la bobina L_3 . Además, un aspecto importante que no se ha tenido en cuenta en el estudio del filtro de orden 2 estudiado en la figura 3.7 es el posible efecto del elemento resonante en la banda pasante. Se observa que se produce una atenuación a la frecuencia de operación $f_0 = 1$ MHz debido al rechazo de banda. Por ello, si se buscara implementar filtros empleando estas topologías, se

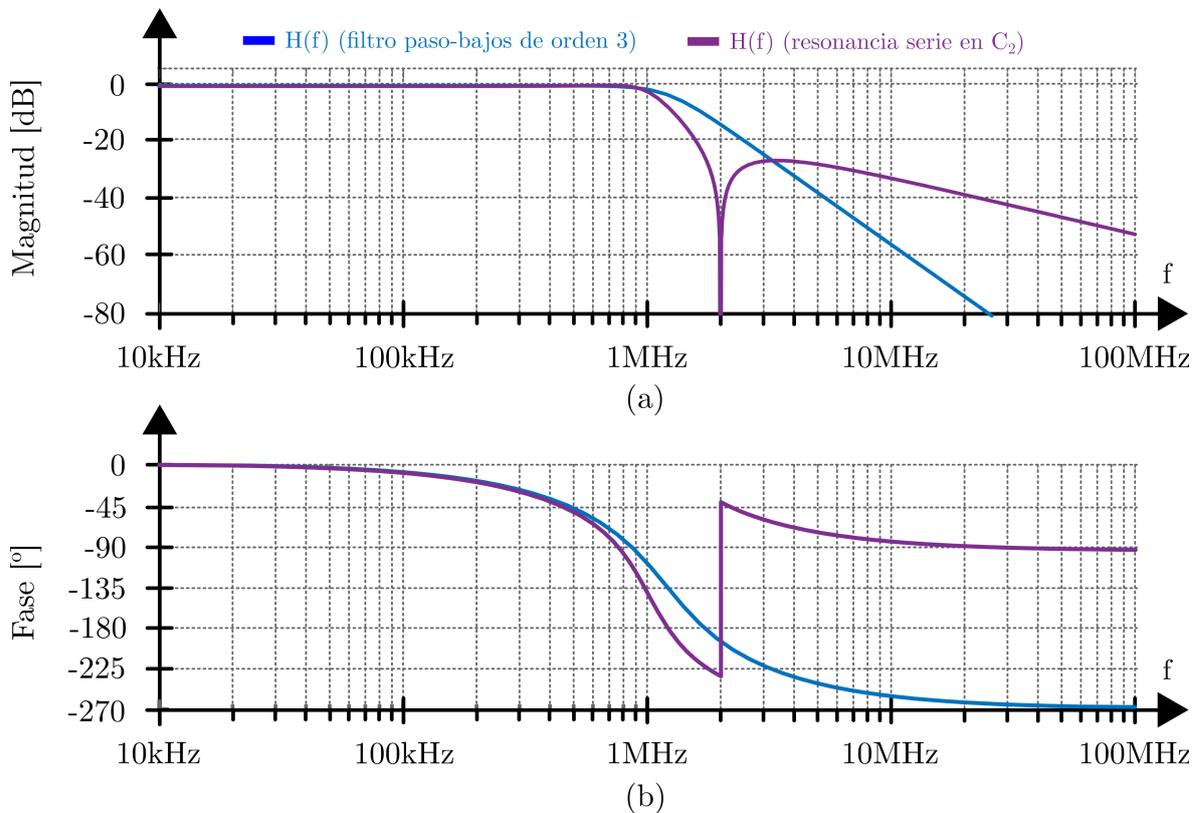


Figura 3.12.- Diagramas de Bode del filtro cuya topología se muestra en la figura 3.11 y de un filtro paso-bajos Butterworth de orden 3.

deberá estudiar qué frecuencia de corte del comportamiento paso-bajos hace que se pueda evitar este efecto y asegure que la atenuación real a la frecuencia de corte elegida inicialmente sea la adecuada.

Como se realizó en el estudio de los filtros de orden 2, antes de aumentar el orden del filtro, se pudo plantear la inclusión de una segunda estructura resonante para rechazar el armónico de frecuencia 4 MHz. Siguiendo la misma metodología que en la figura 3.9, se plantea un filtro de orden 3 con dos rechazos de banda integrados, resultando en la topología de la figura 3.13. Así, se espera replicar el comportamiento de la figura 3.9, añadiendo dos estructuras resonantes serie sintonizadas a 2 y 4 MHz, tal y como se muestra en la figura 3.13. La tabla 3.5 recoge los valores con los que se ha implementado este filtro. El diagrama de Bode que representa la respuesta en amplitud y en fase del filtro de la figura 3.13 se muestra en la figura 3.10.

Tabla 3.5.- VALORES DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO DE 3^{er} ORDEN CON DOS RECHAZOS DE BANDA MOSTRADO EN LA FIGURA 3.14(B).

	L_1 [μ H]	L_1 [nH]	C_2 [nF]	L_3 [nH]	C_3 [nF]	L_4 [nH]
Valores del filtro	2,39	859,24	7,37	214,81	7,37	795,8

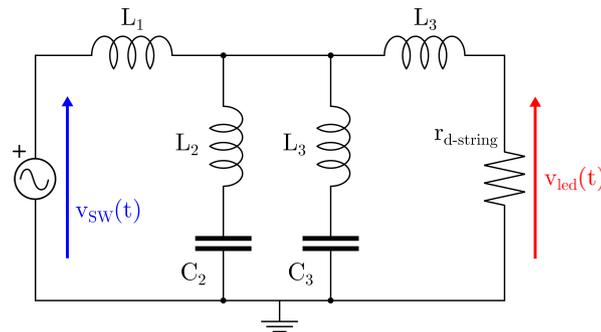


Figura 3.13.- Dos rechazos de banda en un filtro paso-bajos de orden 3.

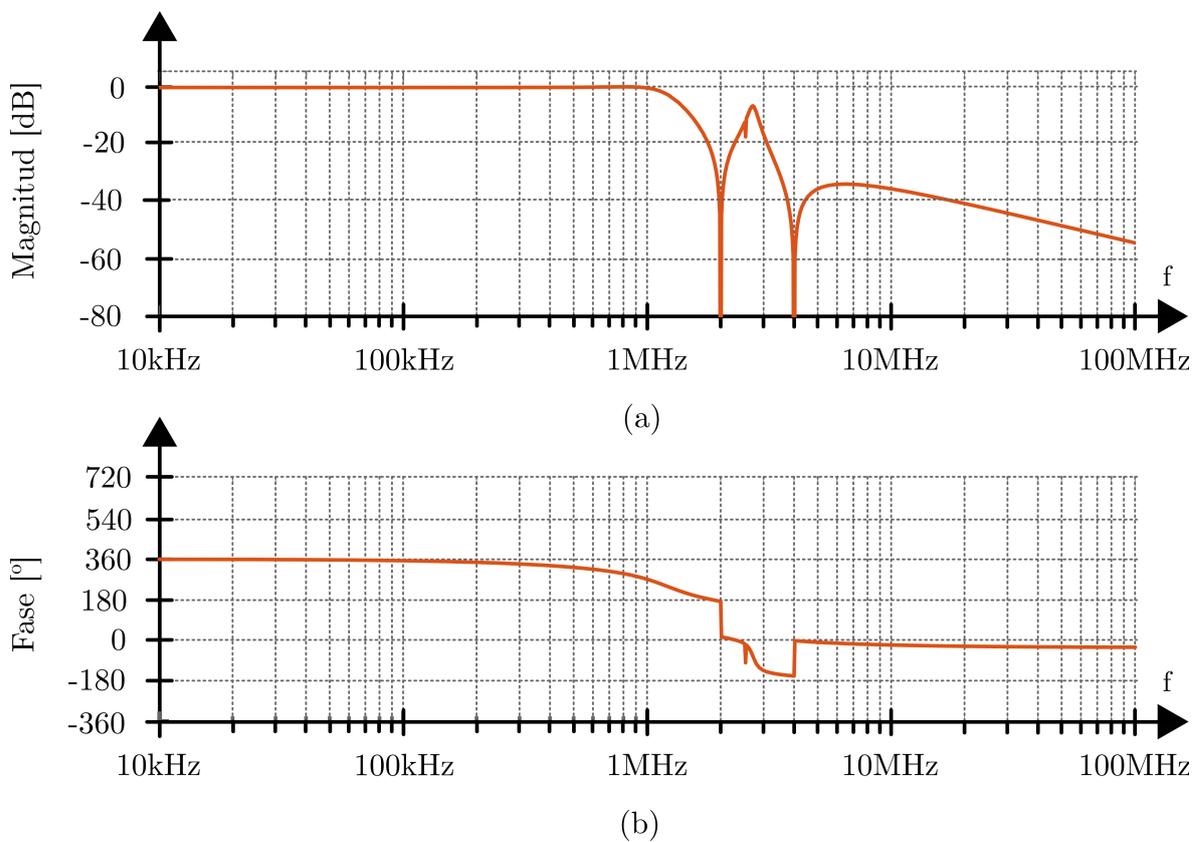


Figura 3.14.- Diagrama de Bode del filtro de orden 3 mostrado en la figura 3.13.

A diferencia de lo que ocurría con los dos rechazos de banda de la figura 3.9, la respuesta en magnitud no presenta un buen comportamiento en magnitud: entre los 2 MHz y los 4 MHz se puede observar un efecto indeseado, presentando a una frecuencia intermedia mucha menos atenuación de lo que puede introducir el comportamiento paso-bajos. Sin embargo, sí que parece aumentar el rechazo a altas frecuencias, lo que no se conseguía añadiendo rechazos de banda partiendo de un filtro de orden 2. De esta forma, será necesario acudir finalmente a filtros de mayor orden al mismo tiempo que los elementos que proporcionan los rechazos de banda no interfieren con el comportamiento paso-bajos, al contrario del efecto mostrado en la figura 3.14.



3.3.3.- Diseño de filtros “semielípticos”

Si se sigue la tendencia iniciada con el estudio de los filtros de orden 2 y de orden 3, el análisis se volverá más complejo a medida que el orden y por lo tanto el número de componentes que conforman el filtro aumenta. No sólo se debe de estudiar el efecto de un filtro paso-bajos cuando uno de sus componentes se vuelve resonante, sino también la posibilidad de incluir diferentes filtros de rechazo de banda. Además, según el estudio realizado previamente, parece que el mejor comportamiento a la hora de incluir diferentes elementos resonantes dependerá del orden del filtro, de forma que la mejor disposición de un filtro de rechazo de banda para un orden puede no ser la óptima cuando se incrementa el orden del comportamiento paso-bajos.

Hasta el momento, se ha partido de un filtro paso-bajos cuyo comportamiento es el mostrado en la ecuación (3.6), en el que la atenuación en la banda rechazada aumenta monótonamente. Sin embargo, se plantean en la literaturas topologías diferentes de filtro paso-bajos que hacen uso de estructuras resonantes. El objetivo es disminuir el ancho de banda de la transición entre la banda pasante y la banda rechazada, consiguiendo una gran atenuación a frecuencias cercanas a la frecuencia de corte del filtro, a costa de incluir resonancias a ciertas frecuencias en la banda rechazada. Esta familia de filtros se pueden diseñar en base a diferentes aproximaciones matemáticas, siendo la principal de ellas la que da lugar a los filtros elípticos o de Cauer [68].

La topología de estos filtros se muestra en la figura 3.15, en el caso de que se tengan que implementar en un convertidor. Como se puede ver, la implementación es ligeramente distinta en función de si el orden del filtro elegido es par o impar. Cabe destacar que, al contrario que en un filtro paso-bajos convencional, el orden del filtro “semielíptico” no viene dado por el número de elementos. Se considerará que cada “rama” resonante del filtro actúa como un único elemento, de forma que, si se compara esta arquitectura de filtros con la de un filtro paso-bajos convencional, será necesario emplear un elemento más para conseguir el mismo grado de atenuación a altas frecuencias.

En el diseño de estos filtros paso-bajos, la frecuencia a la que se producen las resonancias no puede ser controlable, puesto que lo que se prioriza son las especificaciones de atenuación mínima en la banda rechazada. Sin embargo, el diseño de esta estructura se puede plantear para que sus ramas resonantes actúan como rechazos de banda sintonizados a los armónicos de conmutación, priorizando en este caso no el comportamiento paso-bajos sino el comportamiento del rechazo de banda. Se denominará al uso de esta topología de esta forma como filtro “semielíptico”, puesto que aunque la función de transferencia que se persigue no es la de un filtro elíptico convencional, se hace uso de esta estructura.

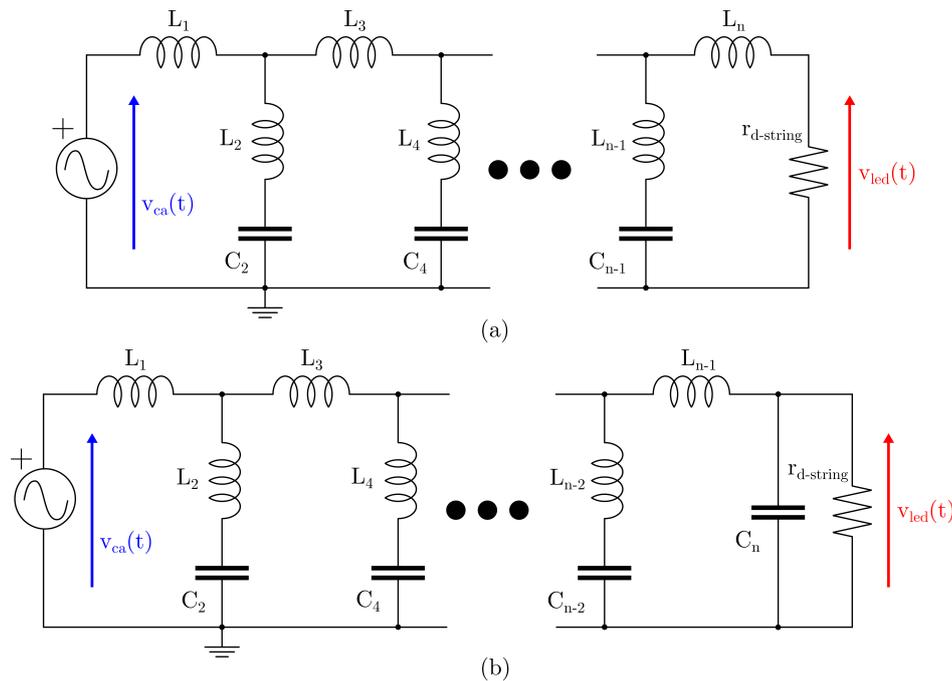


Figura 3.15.- (a) Topología de filtros elípticos de orden impar. (b) Topología de filtros elípticos de orden par.

El valor de los componentes que conforman el filtro será el resultado de imponer una serie de condiciones en el comportamiento de la estructura en función. En primer lugar, se ha de fijar que la frecuencia de resonancia de las ramas resonantes será 2 MHz y 4 MHz. Por otro lado, se ha de imponer la restricción de que a la frecuencia de corte $f_{LPF} = 1,2$ MHz la atenuación que introduce el filtro son 3 dB. El efecto de rechazo de banda a 2 MHz hace que introduzca cierta atenuación adicional a frecuencias cercanas a ese valor, incluyendo la frecuencia de corte inicial $f_{LPF} = 1,2$ MHz. Esto hace que la frecuencia de corte del comportamiento paso-bajos determinado exclusivamente por los valores de las bobinas en serie y de los condensadores en paralelo del filtro pueda ser diferente a f_{LPF} , algo que no ha sido contemplado en los estudios previos –hasta el momento, se fijaba un diseño de filtro paso-bajos con estos valores y posteriormente se hacían resonantes ciertos elementos para conseguir diferentes rechazos de banda–. Todas estas condiciones fijarán un sistema de ecuaciones a partir del cual se podrán calcular los valores de los componentes del filtro.

Siguiendo esta metodología de diseño, se recoge en la figura 3.16 los diagramas de Bode de los filtros semielípticos de orden 3 a 6. Se observa que a partir del orden 4, el filtro permite añadir una segunda estructura resonante. En la figura 3.17, se muestra el resultado de aplicar estos filtros a la señal RM cuando se busca reproducir una portadora de amplitud 2,4 V y fase de 180° . También se muestra en la figura 3.18 la señal obtenida tras el filtrado de la señal RM con filtros Butterworth de orden 4 a 8. Puesto que, como se ha señalado anteriormente, los filtros semielípticos precisarán un



elemento más para conseguir el mismo orden que un filtro paso-bajos convencional, la comparación más justa será entre filtros que emplean el mismo número de elementos. Por debajo de orden 4, presentará un sólo rechazo de banda, incrementando el número de elementos en uno respecto a un filtro paso-bajos. Por encima de 5, al tener dos rechazos de banda, la diferencia será de dos elementos. Por ello, se comparará los filtros "semielípticos" de orden 3 y 4 con los filtros Butterworth de orden 4 y 5, mientras que los filtros de orden 5 y 6 deberán compararse con los filtros Butterworth de orden 7 y 8.

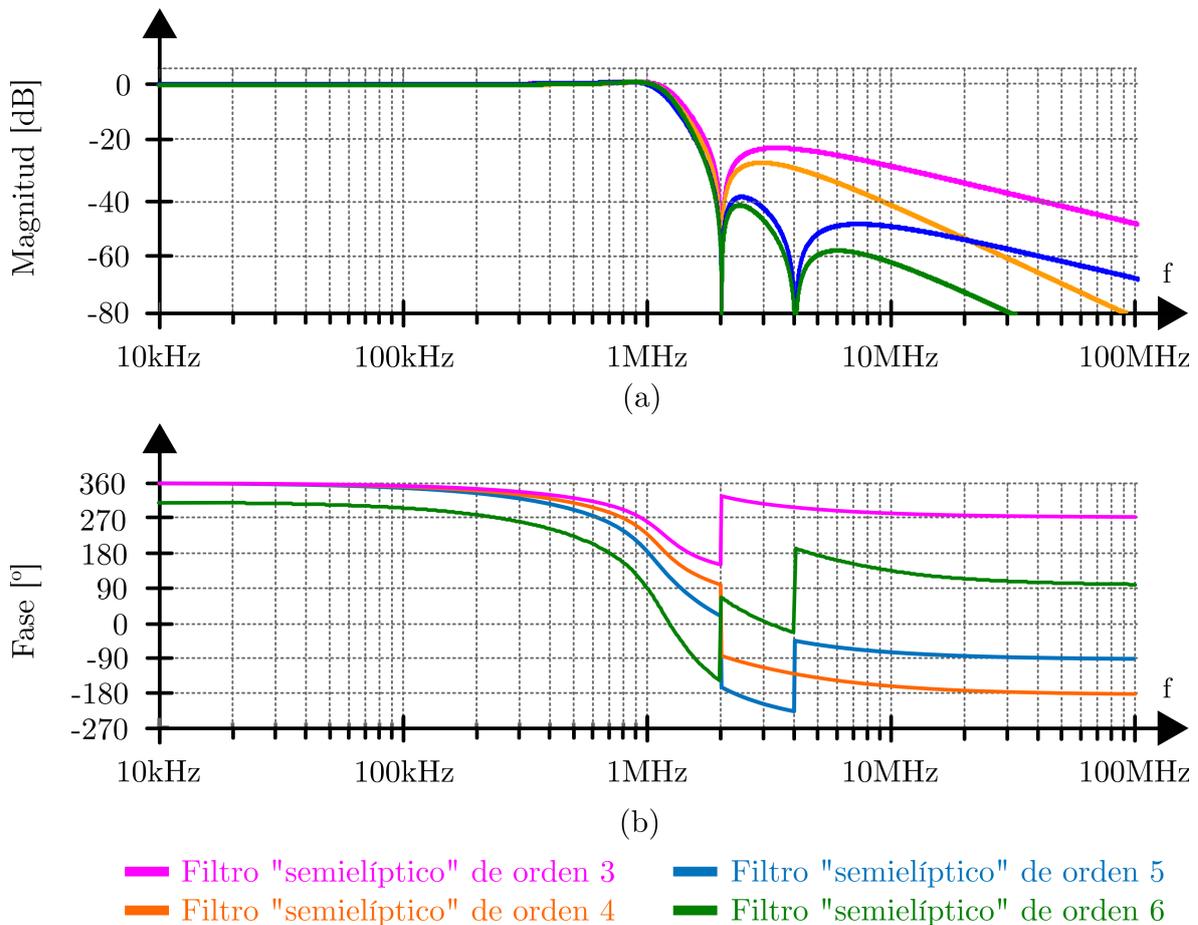
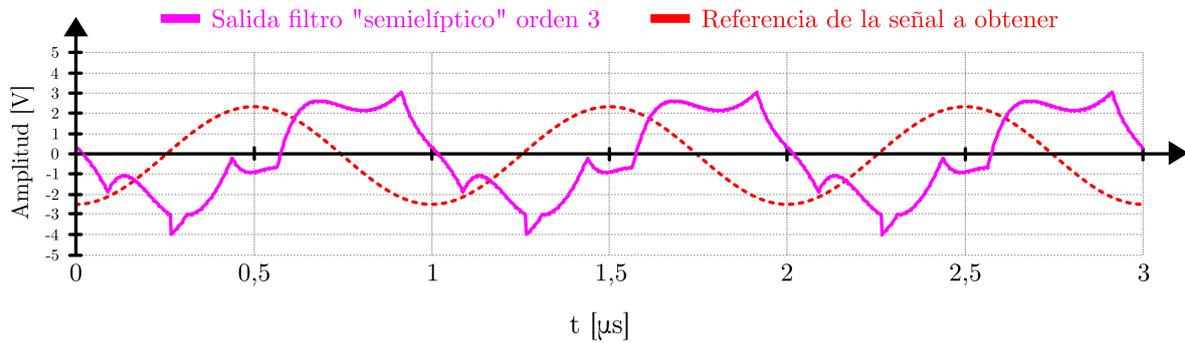
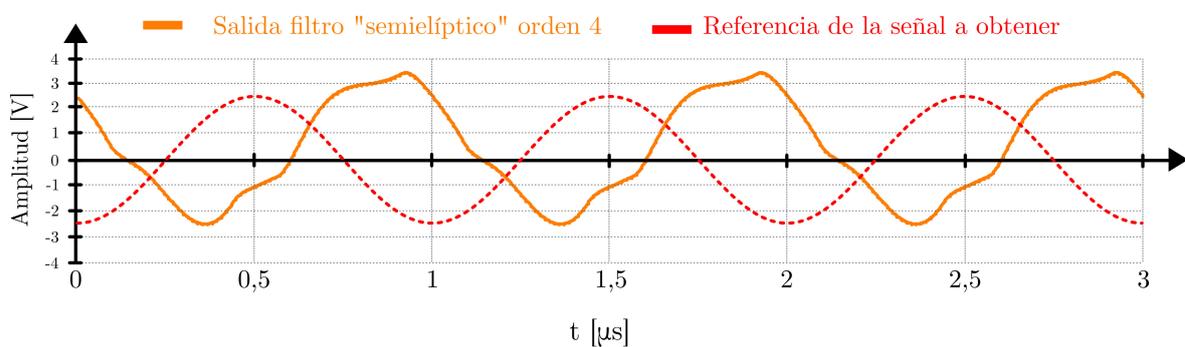


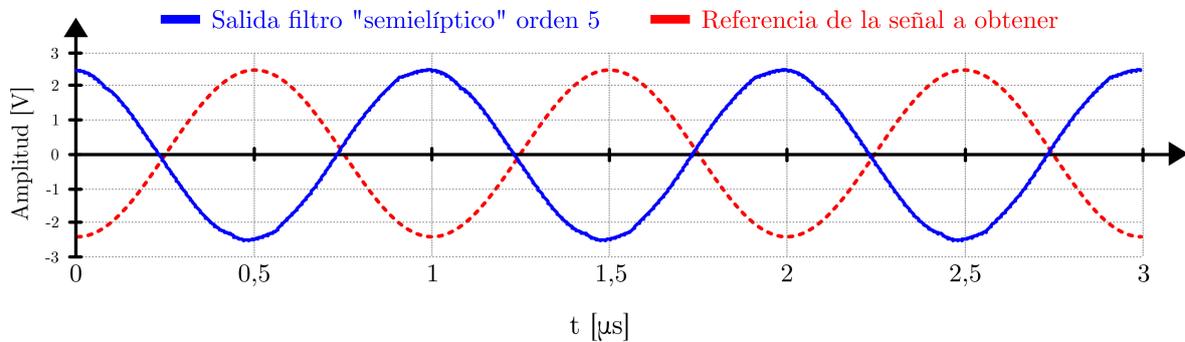
Figura 3.16.- Diagramas de Bode de filtros "semielípticos" de distinto orden, con una frecuencia de corte de 1,2 MHz y resonancias a 2 MHz y 4 MHz.



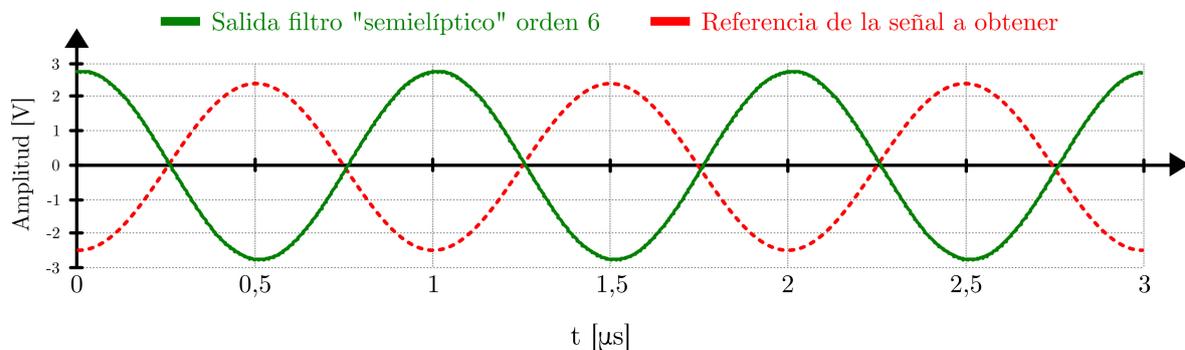
(a)



(b)

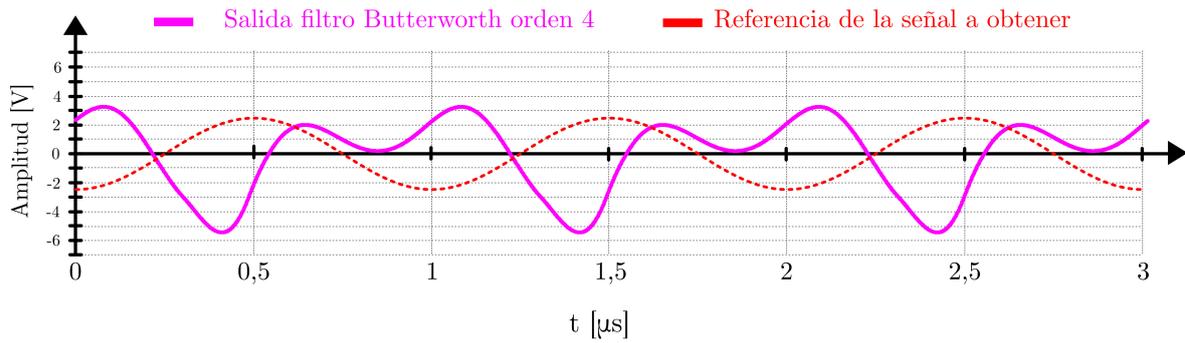


(c)

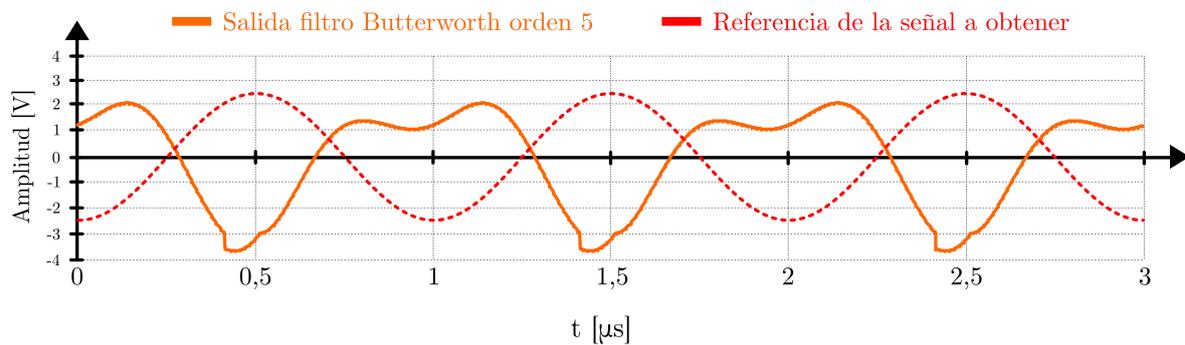


(d)

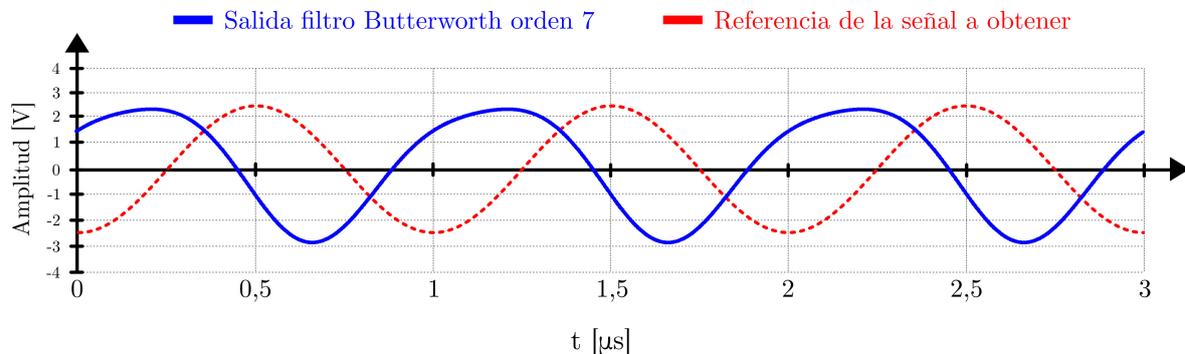
Figura 3.17.- Señal resultante tras filtrar la señal RM con filtros “semielípticos” de orden 3 a 6, junto con la señal teórica que se debería obtener realmente.



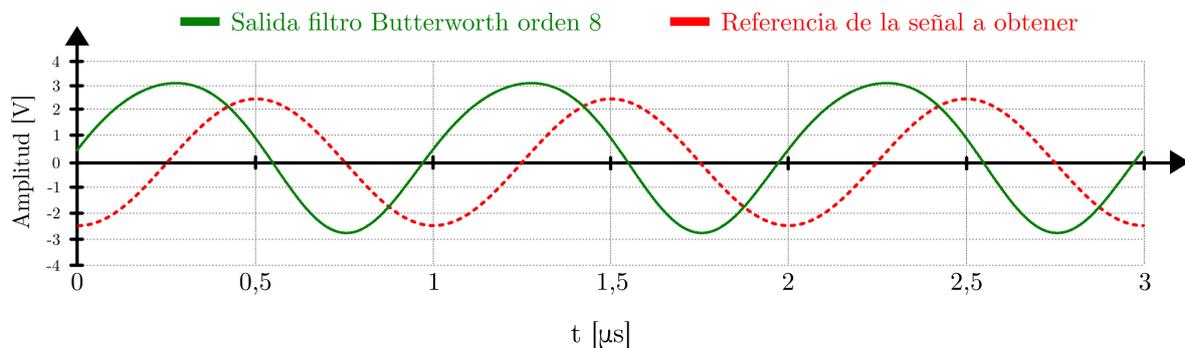
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.18.- Señal resultante tras filtrar la señal RM con filtros Butterworth de orden 4 a 8, junto con la señal teórica que se debería obtener realmente.

La capacidad de filtrado de los filtros “semielípticos” planteados es mucho mayor que los filtros paso-bajos convencionales, incluso con un mayor orden, debido principalmente al rechazo que proporcionan a los armónicos de conmutación de mayor amplitud –el segundo y el cuarto armónico de la señal $v_{sw}(t)$ –. El filtro elegido finalmente será el filtro de orden 5 mostrado en la figura 3.19, cuyos valores se recogen en la tabla 3.6.

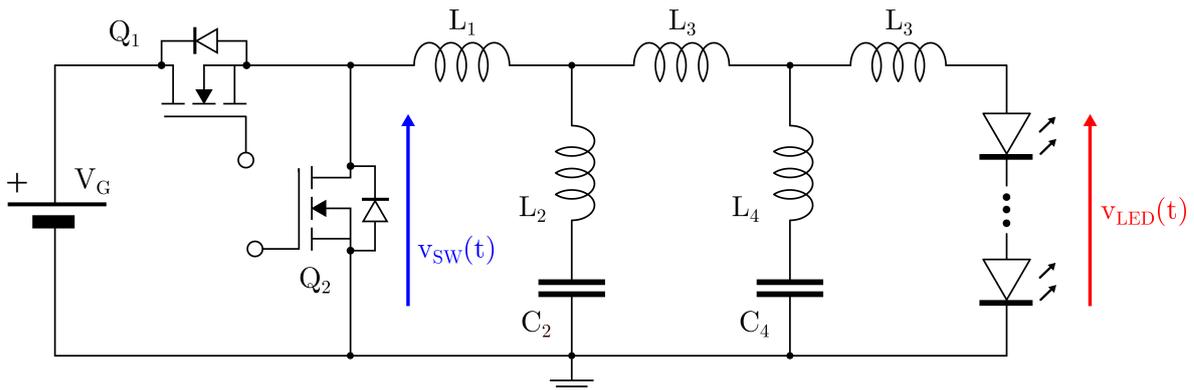


Figura 3.19.- Prototipo final del convertidor reductor síncrono, empleando un filtro “semielíptico” de orden 5.

Tabla 3.6.- VALORES DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO “SEMIELÍPTICO” DE 5º ORDEN

Componente	L_1 [μH]	L_2 [nH]	C_2 [nF]	L_3 [μH]	L_4 [nH]	C_4 [nF]	L_5 [nH]
Valor	2,12	392,39	16,14	1,9	185,84	8,52	423,83

3.3.4.- Efecto del filtro en la señal filtrada

Una vez realizado el diseño del filtro de salida que finalmente se usará en el convertidor, es necesario analizar los efectos que éste puede tener en la señal de comunicaciones que se busca obtener a partir de la señal RM. En primer lugar, se puede observar que la amplitud de la portadora de comunicaciones es la esperada, pero no así su fase. Esto se debe al retardo que introduce el filtro, y que dependerá de la respuesta en fase del filtro a la frecuencia de la portadora de comunicaciones. Al ser la señal de banda estrecha, Según [67], el retardo T_{delay} en la señal debido al filtro se calculará como

$$T_{delay} = - \left. \frac{\phi(\omega)}{\omega} \right|_{\omega=2\pi f_{sw}}, \quad (3.17)$$

donde $\phi(\omega)$ es la respuesta en fase del filtro en función de la frecuencia. Según el diagrama de Bode del filtro “semielíptico” de orden 5, la fase del filtro es de



aproximadamente 180° . Aplicando la ecuación (3.17), el retardo que sufre la señal cuando atraviesa el filtro diseñado será

$$T_{delay} = -\frac{-180^\circ}{2\pi \cdot 1 \text{ MHz}} = 0,5\mu\text{s}. \quad (3.18)$$

Como se puede ver, este resultado es coherente con las simulaciones recogidas en la figura 3.17: para el filtro “semielíptico” de orden 5 que se va a implementar, la señal obtenida tras el filtrado sufre un retardo de aproximadamente la mitad del periodo de conmutación respecto a la referencia teórica.

También es relevante la rapidez con la que la señal a la salida del filtro se adapta a los cambios de amplitud y fase impuestos por los cambios en la fase y en la posición de los pulsos de la señal RM. La velocidad de las comunicaciones dependerá de la frecuencia de transmisión de los símbolos, y dicho parámetro dependerá a su vez del número mínimo de periodos de la portadora necesarios para definir cada símbolo: cuantos menos ciclos se empleen por símbolo, mayor será la frecuencia de transmisión de los símbolos y más rápida será la transferencia de información.

La figura 3.20(a) muestra la transición en la señal de salida cuando se pasa de generar una portadora de amplitud 0,8 V a una portadora de amplitud 2,4 V, que es la amplitud máxima. Se observa que la amplitud de la portador se estabiliza después de que haya transcurrido un periodo, mostrando la buena dinámica que tiene el filtro. Al mismo tiempo, la figura 3.20(b) muestra el cambio en la fase de la portadora, pudiendo ver un tiempo de establecimiento similar.

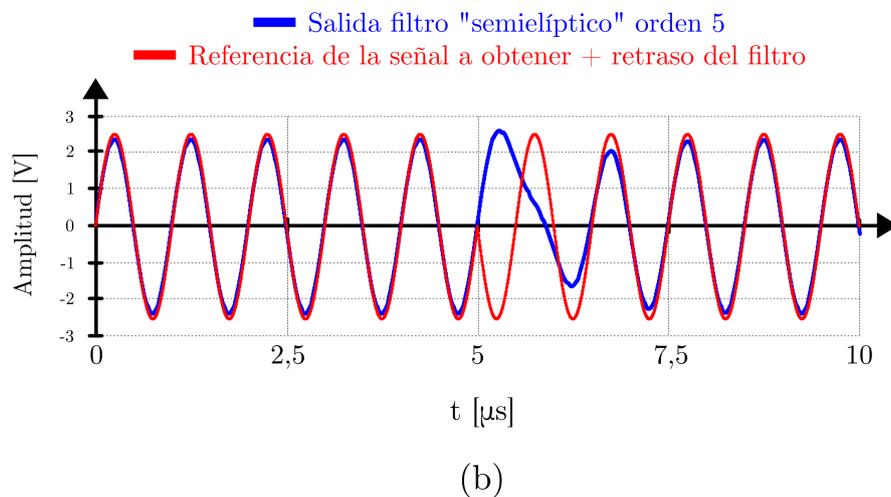
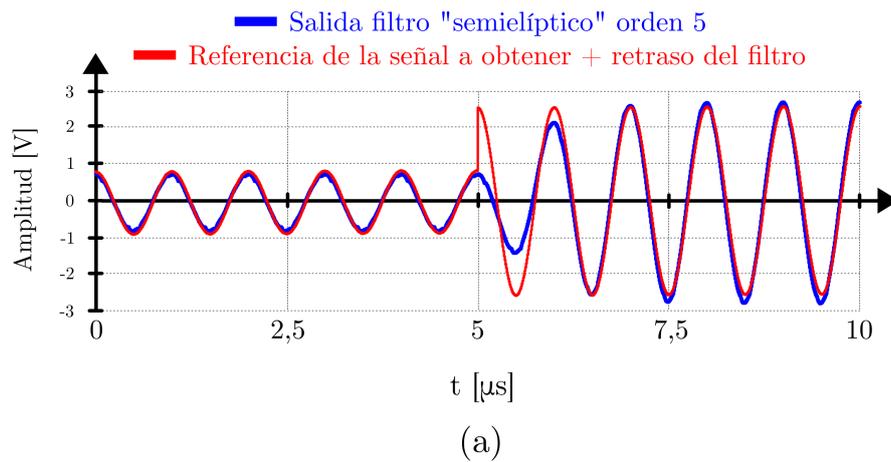


Figura 3.20.- (a) Transición entre la reproducción de una portadora de amplitud de 2,4 V y una portadora de amplitud 0,8 V. (b) Transición entre la reproducción de una portadora con un desfase de 90° y una portadora con desfase de -90° .



4.- CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS EXPERIMENTALES

En este capítulo se describe el proceso de construcción del prototipo de convertidor síncrono, cuyas reglas de diseño se han presentado en los capítulos anteriores, así como el conjunto de pruebas experimentales para verificar el correcto funcionamiento del mismo.



4.1.- Construcción del prototipo

Una vez presentado el diseño del convertidor reductor síncrono, se presentan en esta sección los aspectos más importantes que se han tenido en cuenta en la construcción del prototipo. Se diferencian tres grandes subsistemas: la implementación del convertidor síncrono siguiendo el esquema presentado anteriormente en la figura 3.19; el diseño de la cadena de realimentación de este convertidor, y el diseño del sistema de control digital del prototipo.

Cabe señalar que el control digital se implementará haciendo uso de la FPGA integrada en la placa de desarrollo *Nexys 4 DDR* del fabricante *Agilent*. Este subsistema de control deberá generar adecuadamente las señales de pulsos que gobiernan los transistores teniendo en cuenta la amplitud y fase que deba presentar la portadora en ese momento, así como el ciclo de trabajo impuesto por el regulador de la cadena de realimentación.

4.1.1.- Implementación del convertidor

El prototipo final se ha construido siguiendo el esquema mostrado en la figura 3.19. Se distinguen, principalmente, dos etapas: la estructura *LC* que conforma el filtro “semielíptico” de salida del convertidor y la celda de conmutación, conformada por los dos transistores MOSFET Q_1 y Q_2 . Respecto a la implementación del filtro, se emplearán condensadores de mica, debido a su baja inductancia serie y a su alta estabilidad, haciendo que el valor de su capacidad sea constante ante variaciones en la temperatura del condensador y en un amplio rango de frecuencias. Se ha optado por la gama de condensadores de mica multicapa de tipo MC que proporciona el fabricante *Cornell Dubilier Capacitors*. Los núcleos utilizados para la construcción de las inductancias han sido elegidos en función de la frecuencia de operación del convertidor –lo que determina el material ferromagnético del núcleo– y la corriente que se estima que conduzca –restringiendo los posibles tamaños de estos núcleos para evitar su saturación–. Los núcleos elegidos serán los núcleos T94-7 y T68-7, empleando la referencia del fabricante *Micrometals*.

En relación con la celda de conmutación, se ha de considerar la implementación de la circuitería necesaria para gobernar correctamente los dos transistores MOSFET. El esquema para implementar esta etapa de control se muestra en la figura 4.1(a). En primer lugar, es necesaria una etapa de aislamiento, puesto que la fuente del transistor Q_1 no está referido a masa. Por tanto, se precisa de un aislador digital para referenciar la señal de control procedente de la FPGA respecto a su terminal de fuente, conformando el nodo de conmutación *SW* una especie de “masa virtual”. El gobierno del transistor Q_2 no precisaría en un principio de este aislador, al estar su fuente conectada a la masa del circuito. Sin embargo, se opta por incluirlo, de forma que los posibles retrasos debido a

este aislador se reproduzcan en ambas cadenas de control, haciendo que las dos señales de gobierno se transmitan al mismo tiempo a los dos transistores. Finalmente, se hará uso de un *driver* de puerta para poder aplicar correctamente la señal.

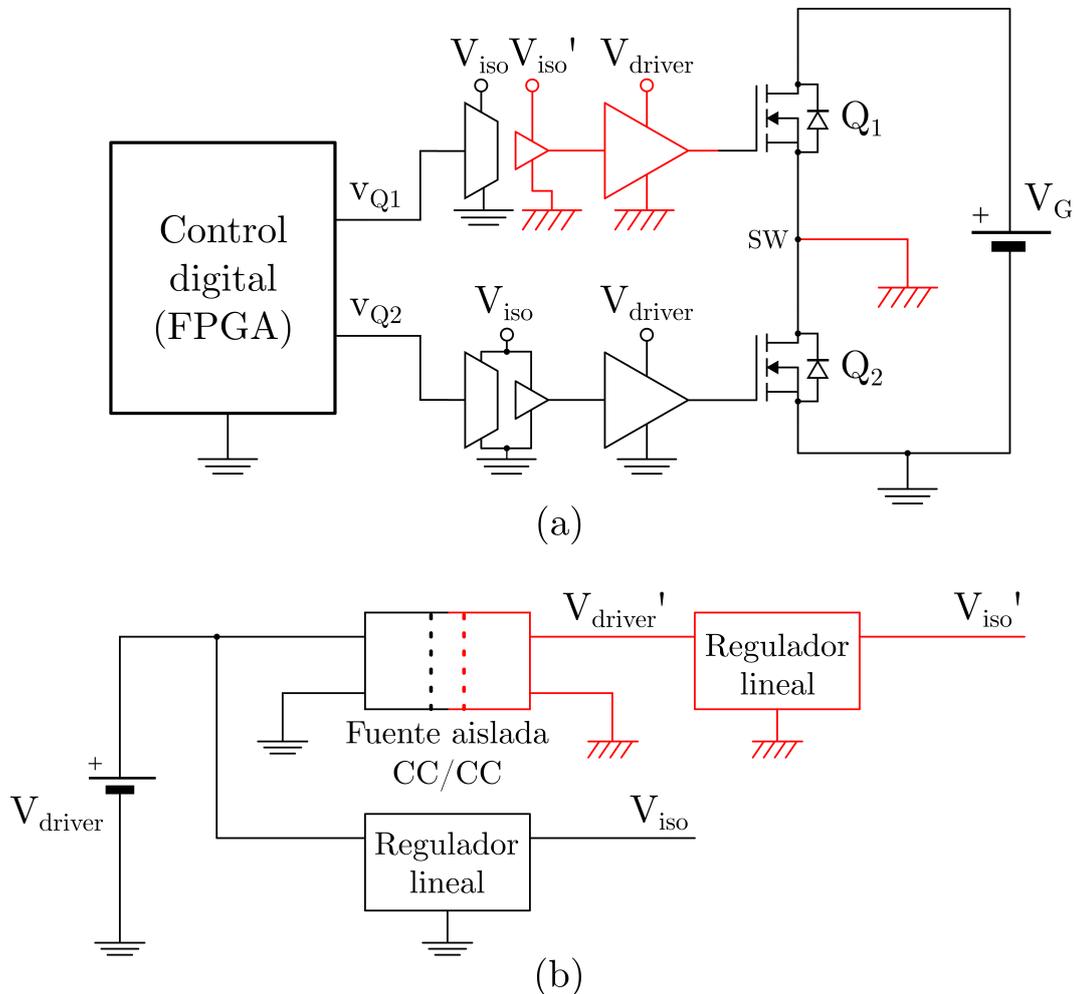


Figura 4.1.- (a) Esquema de implementación de la circuitería de gobierno de los transistores MOSFET. (b) Esquema del sistema de alimentación de los circuitos integrados del prototipo.

La inclusión de las etapas en el control de los transistores, tal y como se muestra en la figura 4.1(a), requiere una circuitería adicional que permita alimentar tanto los aisladores como los *drivers* de puerta. La figura 4.1(b) muestra el esquema de conexión del este sistema de alimentación. Las tensiones de alimentación de los *drivers* $-V_{driver}$ para el *driver* de puerta del transistor Q_2 , referenciado a masa, y V'_{driver} , para el del transistor Q_1 , referenciado al nodo de conmutación– será, en esta implementación, de 9 V, teniendo en cuenta las características de conmutación de los transistores marcadas por el fabricante. V_{driver} se obtendrá directamente a partir de la tensión de alimentación de este subsistema, mientras que para la generación de V'_{driver} se empleará una fuente CC/CC aislada, pudiendo referenciar así esta tensión respecto al nodo de



conmutación. Las tensiones de alimentación de los aisladores $-V_{iso}$ y V'_{iso} , siguiendo la misma terminología– será 5 V.

4.1.2.- Implementación de la cadena de realimentación

Como ya se presentó en el capítulo 2, será necesario realimentar el convertidor síncrono para evitar el “embalamiento térmico” de los HB-LEDs debido a la disminución de su tensión de codo a medida que su temperatura aumenta. La cadena de realimentación debe ajustar la tensión de polarización de la cadena de HB-LEDs en función de la diferencia o señal de error entre la corriente media conducida y la corriente media que debe conducir en su punto de funcionamiento. La placa de desarrollo en la que se programará el control del prototipo muestreará la señal generada por la cadena de realimentación y, en función del valor de tensión obtenido, se procederá a fijar un determinado ciclo de trabajo para los pulsos. La circuitería empleada se muestra en la figura 4.2, diferenciando tres etapas: medición de la corriente conducida por los HB-LEDs, etapa de acondicionamiento de esta señal y regulador –etapa que genera la señal de acción $v_{REG}(t)$ en función de la señal de error, y que permitirá ajustar finalmente la tensión de polarización del conjunto de HB-LEDs–.

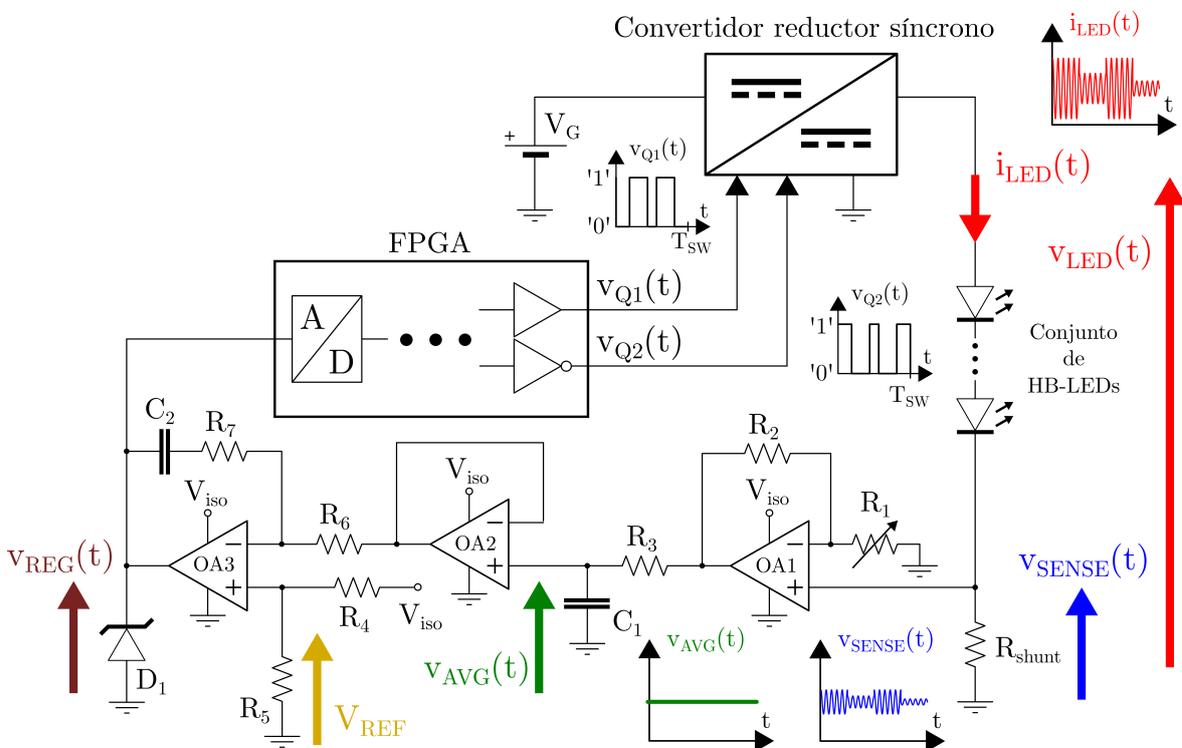


Figura 4.2.- Esquemático de la implementación de la cadena de realimentación empleada en el prototipo.

El diseño de esta realimentación se puede resumir en los siguientes puntos:



1. En primer lugar, la medición de la corriente se realizará mediante una resistencia R_{shunt} o *shunt* de pequeño valor en serie con la cadena de HB-LEDs. De esta forma, la caída de tensión en esta resistencia $-v_{SENSE}(t)$ en la figura 4.2– tendrá un valor proporcional a la corriente $i_{LED}(t)$ conducida por los HB-LEDs, y que será

$$v_{SENSE}(t) = R_{shunt}i_{LED}(t). \quad (4.1)$$

En el prototipo final, se ha elegido $R_{shunt} = 0,5 \Omega$. De esta forma, considerando que el punto de equilibrio del sistema se establece con una corriente de conducción media $I_{LED} = 250 \text{ mA}$ –según lo calculado a partir de la curva de funcionamiento del HB-LED recogida en la figura 3.1–, la cadena de realimentación hará que el valor medio V_{SENSE} de la señal $v_{SENSE}(t)$ de la figura 4.2 –y que da información de la corriente media conducida por la luminaria HB-LED– sea 125 mV.

2. La etapa de acondicionamiento de la señal $v_{SENSE}(t)$ comenzará con la amplificación de esta tensión, adecuando dicho valor al rango de tensiones de entrada admisible por el conversor analógico-digital (ADC, *Analog-to-Digital Converter*) de la FPGA. Se optará por hacer uso de un amplificador operacional configurado como amplificador no inversor. En la figura 4.2, esta etapa de amplificación estará conformada por el amplificador operacional AO_1 y las resistencias R_1 y R_2 , de forma que la tensión de salida de este amplificador $v_{AMP}(t)$ será

$$v_{AMP}(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{SENSE}(t). \quad (4.2)$$

Según la información proporcionada por el fabricante *Agilent* para la placa de desarrollo *Nexys4DDR*, el rango de tensiones de entrada del ADC de la FPGA irá de 0 V a 1 V [69]. Por ello, el valor medio de la señal $v_{AMP}(t)$ deberá ser 0,5 V cuando el convertidor opera en su punto de equilibrio. De esta forma, se podrá optimizar el rango de tensiones que puede tomar la acción del regulador al final de la cadena de realimentación y que es posible muestrear. Los valores elegidos para este diseño serán $R_1 = R_2 = 1k\Omega$. Se ha optado por hacer que R_1 sea una resistencia ajustable, pudiendo ajustar con precisión el punto de equilibrio de la cadena de realimentación.

3. Posteriormente, la señal $v_{AMP}(t)$ se procederá a su filtrado, para eliminar ruidos y las variaciones de alta frecuencia debidas a la señal de comunicaciones de la VLC, obteniendo únicamente el valor medio V_{SENSE} amplificado. Dicha señal, en la figura 4.2 será $v_{AVG}(t)$. La frecuencia de corte del filtro conformado por C_2 y R_3 será

$$f_{LPF-feedback} = \frac{1}{2\pi R_3 C_1}. \quad (4.3)$$

Considerando que las variaciones de la componente de alterna de $v_{SENSE}(t)$ son de 1 MHz, la frecuencia de corte elegida para el filtro será 5 kHz. En el



prototipo implementado se ha diseñado eligiendo $R_3 = 3,22 \text{ k}\Omega$ y $C_2 = 10 \text{ nF}$. La señal filtrada es la entrada de un seguidor de tensión –configuración del amplificador operacional AO_2 –, para evitar que la etapa de acondicionamiento de la señal previa no afecte al regulador posterior.

- Finalmente, el amplificador operacional AO_3 permitirá implementar el regulador de la cadena de realimentación, cuya salida –tensión $v_{REG}(t)$ en la figura 4.2– marcará la forma en la que se ha de generar la señal de conmutación en función de una señal de error. En primer lugar, será necesario obtener la referencia de tensión con la que se va a comparar la señal $v_{AVG}(t)$ V_{REF} , que será $0,5 \text{ V}$, al hacer que $v_{AVG}(t)$ tome este valor cuando el convertidor opera en su punto de equilibrio. Esta tensión es generada por el divisor resistivo formado por R_5 y R_4 , de forma que

$$V_{REF} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} V_{iso}. \quad (4.4)$$

Considerando que la tensión de alimentación de toda la circuitería empleada en la realimentación será 5 V , puesto que se obtiene de la tensión V_{iso} de la figura 4.1(b), se ha elegido $R_4 = 19,9 \text{ k}\Omega$ y $R_5 = 2,2 \text{ k}\Omega$.

El regulador deberá ser un tipo PI –acción integral, proporcional al error entre estas dos señales y acción integral, proporcional a la integral del error–, puesto que se espera que la realimentación corrija el error entre la corriente media que está siendo conducida y la referencia de corriente. El proceso de diseño seguido se puede encontrar en [70]. De esta forma, la acción proporcional estará determinada por $R_6 = 2 \text{ k}\Omega$ y $R_7 = 7,5 \text{ k}\Omega$ y la acción integral por el valor de R_7 y el valor del condensador C_1 , de valor 12 nF .

Por último, hay que señalar que se ha añadido el diodo zener D_1 para proteger la entrada del ADC de la FPGA, enclavando la tensión de entrada al valor de 1 V cuando la tensión $v_{REG}(t)$ es mayor que este valor.

4.1.3.- Implementación del sistema de control digital

La placa de desarrollo *Nexys 4 DDR* permitirá llevar a cabo tanto el ajuste del ancho de los pulsos en función de la acción del regulador, como la generación de las señales de pulsos que gobiernan los MOSFETs del convertidor teniendo en cuenta la amplitud y fase de la portadora que ha de sintetizar el convertidor. El diagrama de bloques que muestra la arquitectura lógica que se programa en la FPGA para realizar este control se muestra en la figura 4.3. Los principales entradas de este sistema digital son la tensión a la salida del regulador $v_{REG}(t)$ –explicado anteriormente en la implementación de la cadena de realimentación– y los valores $A[i]$ y $\beta[i]$, que representarán, respectivamente, la amplitud de la portadora y la fase en el periodo



i -ésimo de la señal. Estos valores cambiarán con una frecuencia de 1 MHz, en función de los valores de amplitud y fase que ha de tomar la portadora en cada periodo. En este trabajo, se ha supuesto que estos valores son los elementos de un vector que determinaría el conjunto de símbolos a transmitir, aunque en una implementación real sería el resultado el proceso de modular los símbolos procedentes de una fuente de información binaria. Al mismo tiempo, las principales salidas de este sistema serán las señales digitales complementarias $v_{Q1}(t)$ y $v_{Q2}(t)$, que fijarán las conmutación de los transistores del convertidor.

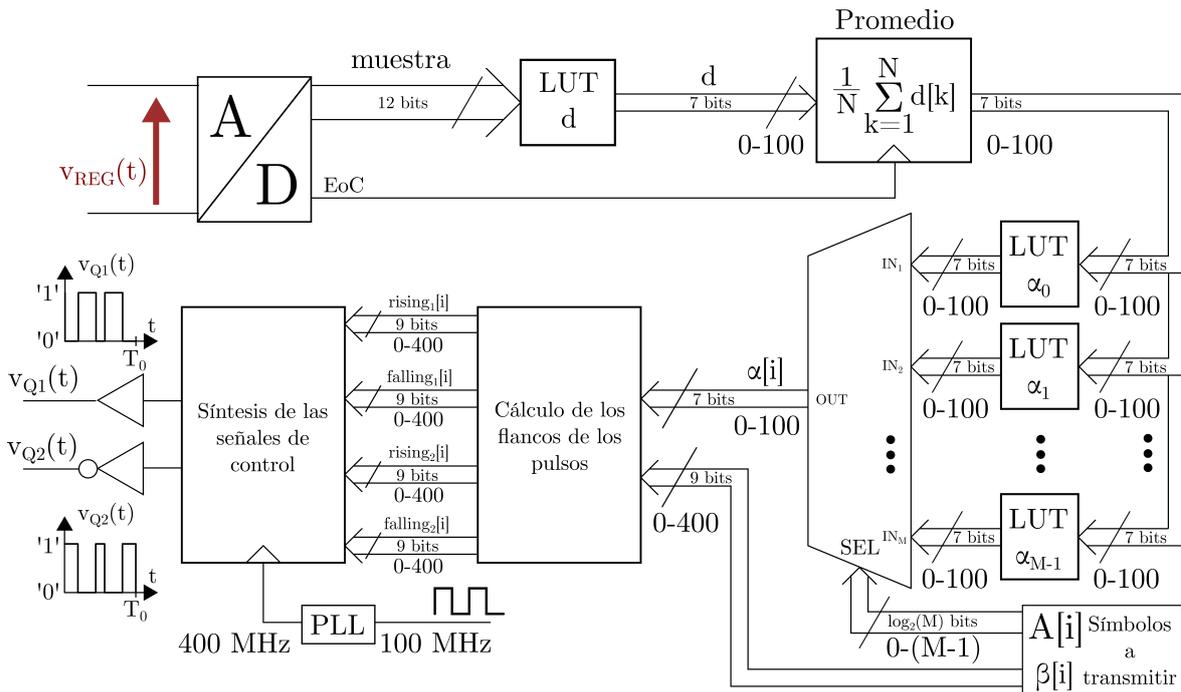


Figura 4.3.- Diagrama de bloques de la implementación del control digital del prototipo en la FPGA Nexys 4 DDR.

En función del valor de $A[i]$, se determinará el desfase entre los pulsos a partir de $\alpha[i]$ que se ha de sintetizar para obtener una determinada amplitud de la portadora en cada periodo. En este sentido $A[i]$ actuaría como un código de selección de un multiplexor, que permite obtener el valor de $\alpha[i]$ que se ha de considerar a la hora de generar los pulsos en el periodo i -ésimo de la señal.

La generación de las señales de conmutación $v_{Q1}(t)$ y $v_{Q2}(t)$ se realizará contando pulsos de un reloj de alta frecuencia –en este caso, de 400 MHz, sintetizado a partir del reloj de 100 MHz integrado en la placa de desarrollo–. Como la señal generada por el convertidor es de una frecuencia de 1 MHz, será necesario contar 400 cuentas para definir un periodo de esta señal. Los valores de los flancos $rising_1[i]$, $falling_1[i]$, $rising_2[i]$ y $falling_2[i]$, calculados a partir de $\alpha[i]$ y $\beta[i]$ aplicando las ecuaciones (2.35),



(2.36) y (2.37), marcarán los límites en el número de pulsos del reloj de 400 MHz en los que las señales $v_{Q1}(t)$ y $v_{Q2}(t)$ deberán estar en estado alto o en estado bajo.

Los posibles valores de $\alpha[i]$ dependerán no sólo del código de la amplitud a generar $A[i]$, sino también del ciclo de trabajo d de los pulsos de las señales $v_{Q1}(t)$ y $v_{Q2}(t)$, según las ecuaciones deducidas en el capítulo 2. Es decir, para cada una de las M amplitudes de la portadora a obtener, se deberá variar el valor de α en función del valor de d estimado a partir del muestreo de la salida del regulador $v_{REG}(t)$. La asociación entre cada uno de los valores que puede tomar d y los posibles valores de α_M para generar la amplitud M -ésima en función de este valor de d se realizará mediante una *Look-Up Table* –LUT, de ahora en adelante–. De la misma forma, también se empleará una LUT para obtener el valor de d necesario en función del valor generado por el ADC a partir del muestreo de la señal $v_{REG}(t)$. La correspondencia entre los posibles valores de d y el resultado de la conversión se ha establecido considerando que cuando el prototipo opera en su punto de funcionamiento $d = 0,7$, y la salida del ADC es $0x800 = 2048$. Se ha de considerar que, como las ecuaciones que permiten calcular los flancos dependen de $d/2$ y $\alpha/2$, los valores de α y d en este diseño tomarán la mitad del valor real de d y α . Por ejemplo, el desfase máximo entre pulsos será π rad, lo que se corresponde con $\alpha = 1/2$. Como se han de contar 400 pulsos del reloj de 400 MHz, se traducirá en una separación de 200 pulsos. Sin embargo, en este diseño digital el valor máximo para $\alpha/2$ será 100, y lo mismo ocurrirá con d .

A partir de la señal $v_{REG}(t)$, el ADC integrado en la FPGA generará un número digital de 12 bits [69] a partir del muestreo de esta señal. Al emplear en la programación de la FPGA el *software* de diseño VHDL (*Very High Description Language*) *Vivado*, se ha programado este ADC haciendo uso de los *IP Cores* ya ofrecidos por *Agilent* para este tipo de placas de desarrollo. Finalmente, señalar que para evitar errores debidos a posibles ruidos en $v_{REG}(t)$ en el proceso de muestreo, se realizará un promediado de los valores de d : cada vez que el ADC genera una muestra, activando la línea de *end of conversion* o EoC, se activará este mecanismo, de forma que tras varias muestras se tendrá el valor de d empleado posteriormente para la síntesis de las señales $v_{Q1}(t)$ y $v_{Q2}(t)$.

4.1.4.- Detalles de la implementación física del prototipo

La figura 4.4 muestra el prototipo del convertidor reductor síncrono ya construido, tanto la cara TOP como la cara BOTTOM de la placa de circuito impreso o PCB (*Printed Circuit Board*). Se han señalado algunos de los principales elementos del prototipo: en la cara TOP se pueden apreciar los núcleos empleados para construir las inductancias del filtro “semielíptico” de salida, además del circuito integrado en el que están encapsulados los dos transistores MOSFET del convertidor. Respecto a



la cara BOTTOM, se señalan todos los componentes que conforman las etapas de realimentación y de gobierno de los transistores.

En la planificación del *layout* del circuito –disposición de las pistas y de los elementos sobre la PCB– se ha tenido en cuenta algunas claves de diseño como la minimización del área de la pista del nodo de conmutación –esta pista se considera una de las principal fuentes EMI del circuito, debido a las bruscas derivadas de tensión causadas por los flancos de los pulsos–, el distanciamiento de la etapa de realimentación del nodo de conmutación y la minimización de las pistas críticas tales como las que interconectan los elementos del filtro.

Finalmente, la tabla 4.1 recoge un resumen de los principales componentes empleados en la fabricación del prototipo, señalando también el modelo de placa de desarrollo de FPGAs empleado para el control digital.

Tabla 4.1.- RELACIÓN DE COMPONENTES EMPLEADOS EN LA CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO.

Componente	Referencia	Fabricante
<i>Conjunto de HB-LEDs</i>		
HB-LED	XLamp MX-3	<i>Cree</i>
<i>Circuitería de alimentación</i>		
Regulador lineal (ajustable, +5 V)	LD1086	<i>ST Microelectronics</i>
Fuente aislada conmutada (+9 V/ + 9 V)	RN0909-S	<i>RECOM</i>
<i>Transistores MOSFETs</i>		
MOSFETs canal N, estructura medio puente	CSD88539ND	<i>Texas Instruments</i>
<i>Circuitería de gobierno de los transistores MOSFET</i>		
Aislador digital	Si8610BC-B-IS	<i>Silicon Labs</i>
<i>Driver</i> de puerta de los MOSFETs	EL7156	<i>Renesas</i>
<i>Cadena de realimentación</i>		
Amplificadores operacionales	OPA2376	<i>Texas Instruments</i>
<i>FPGA para el control digital</i>		
FPGA	Nexys 4 DDR	<i>Digilent</i>

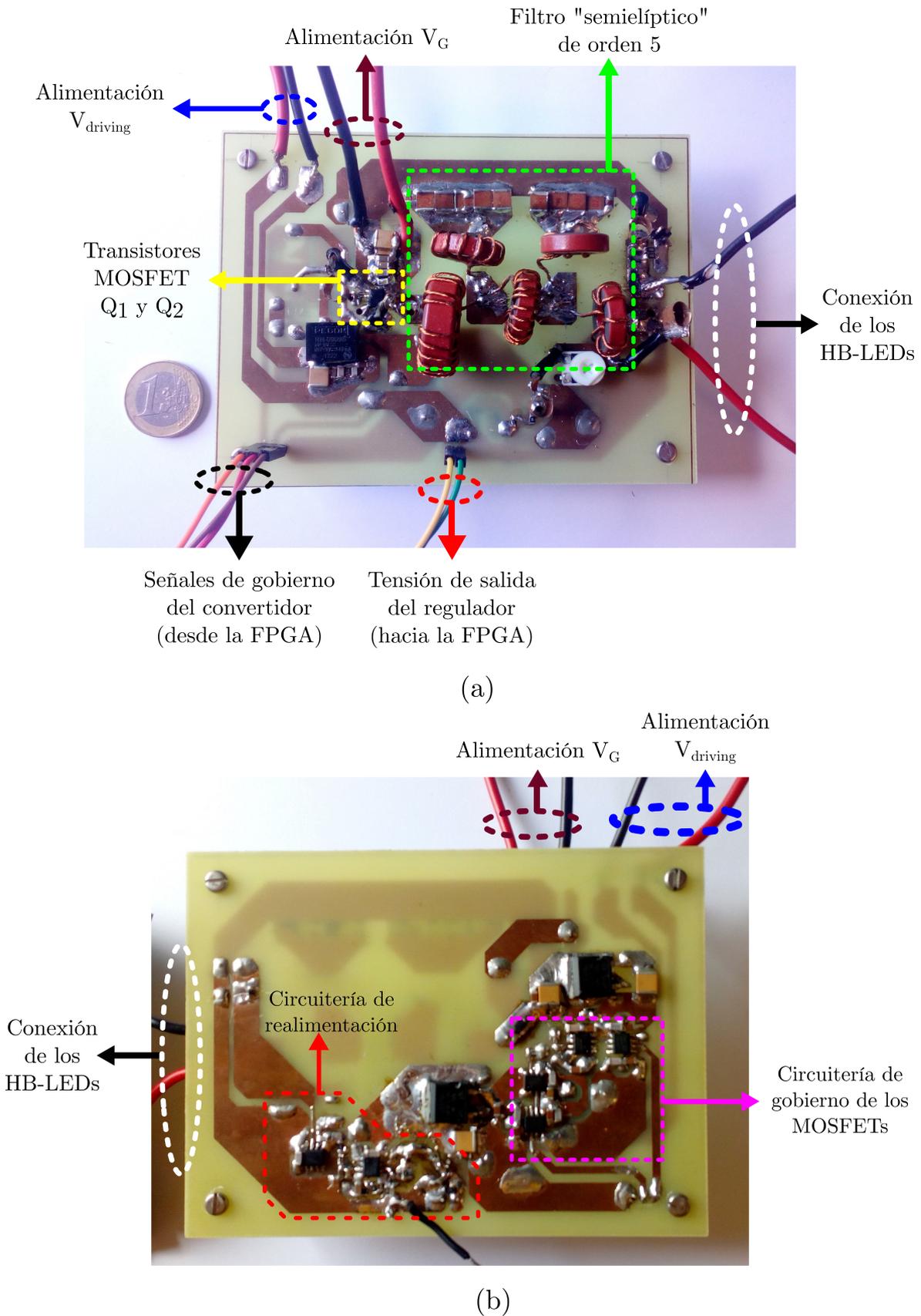


Figura 4.4.- (a) Imagen de la cara TOP de la PCB del prototipo. (b) Imagen de la cara BOTTOM de la PCB del prototipo.



4.2.- Funcionamiento del prototipo

El primer paso para comprobar que el convertidor funciona correctamente es generar una portadora con una frecuencia de 1 MHz y con amplitud y fase constantes –ver figura 4.5–. Las señales que se recogen son la tensión en el nodo de conmutación $v_{SW}(t)$, la tensión que se aplica a la cadena de HB-LEDs $v_{LED}(t)$ y la corriente que circula por los HB-LEDs $i_{LED}(t)$. También se muestra la señal $v_{1MHz}(t)$, señal de referencia de frecuencia 1 MHz cuyos flancos ascendentes marcan el inicio de cada ciclo de conmutación de $v_{SW}(t)$. Como se puede observar, la componente de alterna de $i_{LED}(t)$ y $v_{LED}(t)$ tiene una frecuencia igual a la de $v_{1MHz}(t)$, y los valores máximos de estas señales se producen aproximadamente al inicio de los periodos de conmutación, en los flancos ascendentes. Esto es congruente con el desfase aproximado de 180° calculado en (3.18): si se ha generado $v_{SW}(t)$ con un desfase de 180° , el desfase de 180° introducido por el filtro hará que estas señales estén en fase con la referencia $v_{1MHz}(t)$. Al mismo tiempo, la tensión media de $v_{LED}(t)$ es ligeramente inferior a los 21 V calculados debido a la acción de la cadena de realimentación que ha permitido ajustar la corriente media de conducción a 300 mA, un valor ligeramente superior a los 250 mA estimados en el punto de polarización.

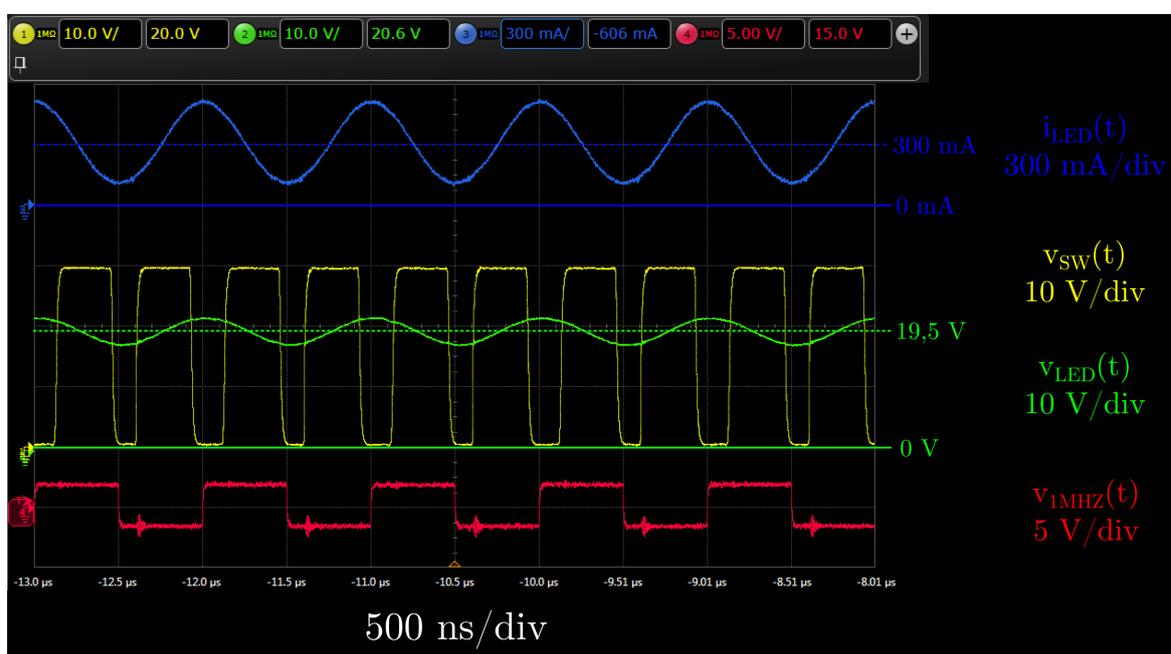


Figura 4.5.- Operación del convertidor reproduciendo una portadora de máxima amplitud.

La efectividad del filtro “semielíptico” diseñado se muestra en la figura 4.6, donde se muestra el espectro de la señal en el nodo de conmutación $v_{SW}(t)$ –entrada del filtro– y la señal que se aplica al conjunto de HB-LEDs –salida del filtro–. Se señala en esta imagen la relación entre la componente de frecuencia de 2 MHz –armónico de

conmutación– y la portadora que se está generando de frecuencia 1 MHz, expresada como

$$\text{relación entre armónicos[dBc]} = P_{1MHz}[\text{dBm}] - P_{2MHz}[\text{dBm}]. \quad (4.5)$$

Se observa que antes del filtrado, la potencia de la componente a 2 MHz es 17,5 dB mayor que la portadora que se busca dejar pasar. Además, se puede ver que la potencia del resto de armónicos de la señal de $v_{SW}(t)$ concuerda con la progresión de amplitudes deducidas en la figura 3.3. La actuación del filtro “semielíptico” de orden 5 se puede ver en la estimación del espectro de la señal aplicada a la cadena de HB-LEDs $v_{LED}(t)$, donde se observa que la potencia del armónico principal de conmutación pasa a estar 31,25 dB por debajo de la componente de 1 MHz después del filtrado.

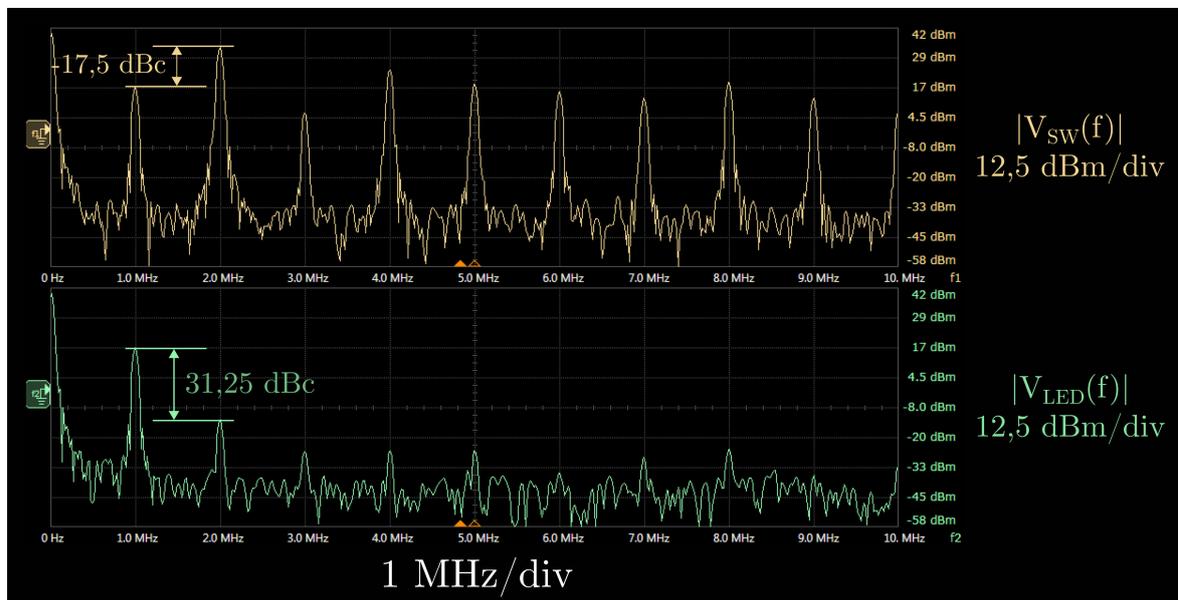


Figura 4.6.- Estimación del módulo del espectro de la señal $v_{SW}(t)$ y de $v_{LED}(t)$ cuando el convertidor opera reproduciendo una portadora de amplitud constante.

Respecto al rendimiento energético del convertidor, la tabla 4.2 muestra los datos de consumo que permitirán calcular este parámetro. El rendimiento del prototipo η vendrá dado por

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{V_{LED}(\text{rms})I_{LED}(\text{rms})}{V_G I_{IN}(\text{rms})} \quad (4.6)$$

donde $V_{LED}(\text{rms})$ es el valor eficaz de la tensión generada por el convertidor y aplicada a la cadena de HB-LEDs; $I_{LED}(\text{rms})$, el valor eficaz de la corriente que circula el conjunto de HB-LEDs y $I_{IN}(\text{rms})$ la corriente demandada por el convertidor desde la tensión de entrada V_G . Estos valores se han medido durante la reproducción de una portadora de amplitud constante.

Las figuras 4.7 y 4.8 muestran, respectivamente, los saltos en amplitud y en fase de la portadora simulados y recogidos en la figura 3.20. Se recuerda que los saltos de



Tabla 4.2.- DATOS DE CONSUMO DEL PROTOTIPO REPRODUCIENDO UNA PORTADORA DE AMPLITUD CONSTANTE

V_G [V]	$I_{IN}(rms)$ [mA]	$V_{LED}(rms)$ [V]	$I_{LED}(rms)$ [mA]	η [%]
30	219,989	19,5484	309,492	91,67

amplitud buscados van de 0,8 V a 2,4 V, y los saltos de fase, de 90° a -90° . Para simplificar la representación de estas señales, se ha optado por capturar únicamente la componente de alterna de $v_{LED}(t)$ –denotándose en las figuras 4.7 y 4.8 como $v_{led}(t)$ – y de $i_{LED}(t)$ –que en dichas figuras será $i_{led}(t)$ –.

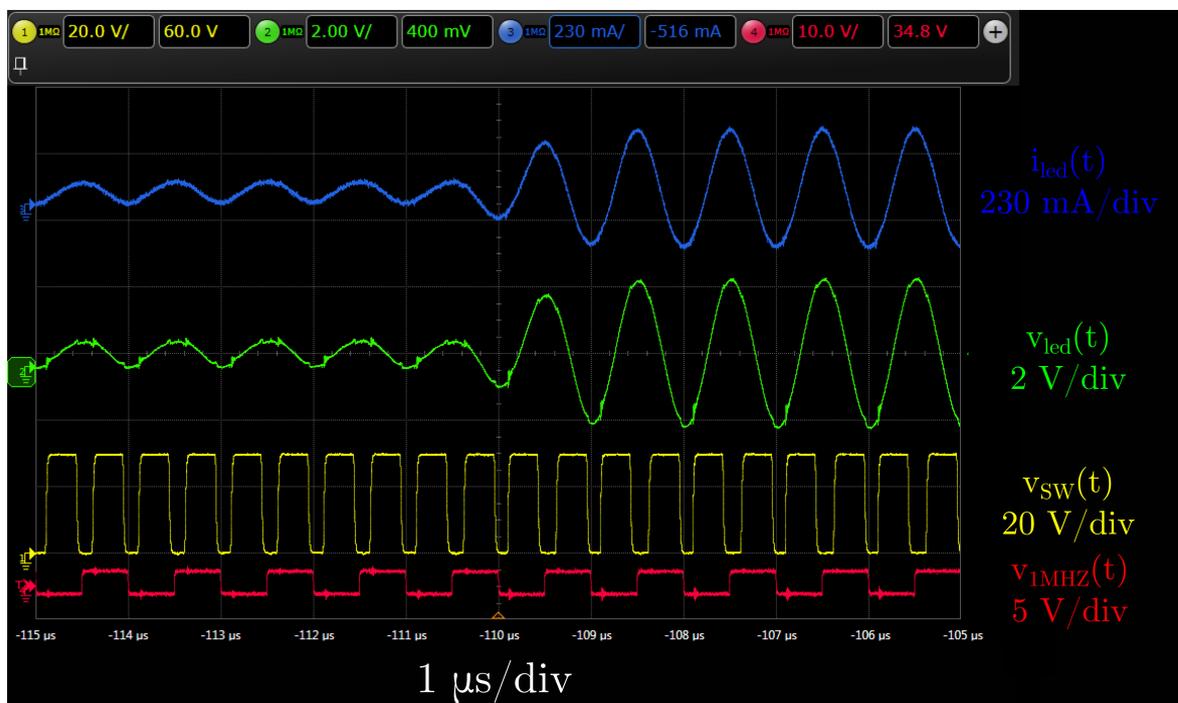


Figura 4.7.- Salto en la amplitud de la portadora durante las pruebas experimentales.

La figura 4.9 muestra la reproducción de diferentes portadoras durante 10 ciclos, manteniendo la misma fase de transición a transición. Estas amplitudes serán las empleadas en el esquema SCM que se emplee posteriormente, y se puede comprobar que los saltos en amplitud son constantes –la diferencia entre una amplitud y la amplitud siguiente se mantiene constante–.

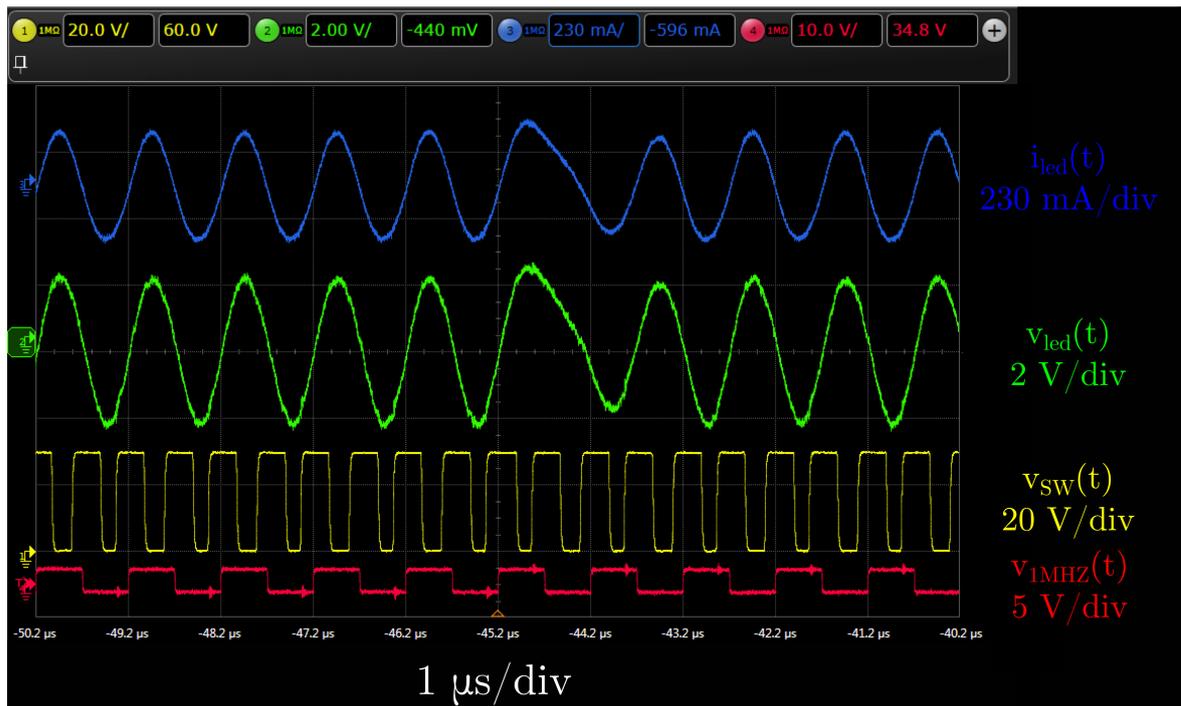


Figura 4.8.- Salto en la fase de la portadora durante las pruebas experimentales.

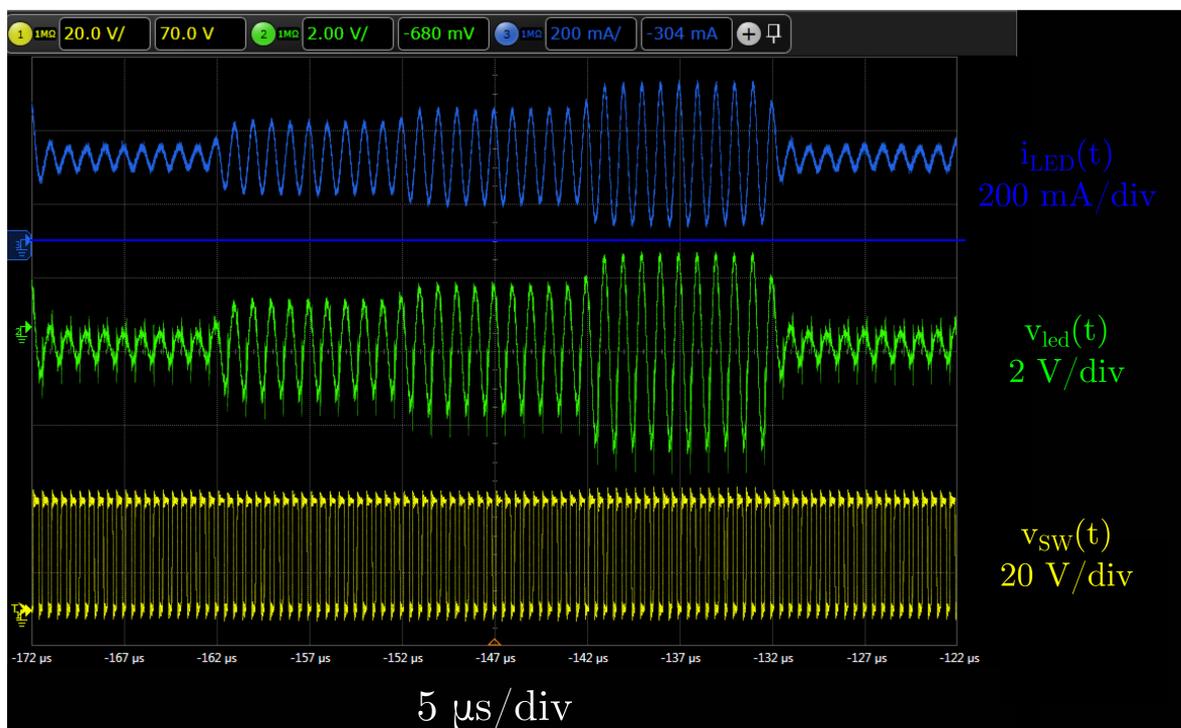


Figura 4.9.- Barrido de las amplitudes a sintetizar durante la transmisión del esquema SCM a transmitir.

4.2.1.- Pruebas de transmisión

Para poder comprobar la capacidad del prototipo desarrollado para actuar como *driver* para VLC, se evaluará la calidad de un enlace entre el convertidor desarrollado y un fotorreceptor mediante el montaje experimental mostrado en la figura 4.10. El prototipo generará variaciones en la intensidad luminica que emite la cadena de HB-LEDs de acuerdo a una señal de comunicaciones que se ajustará a un esquema de transmisión SCM. Para recibir la señal generada gracias al prototipo se empleará un fotorreceptor sujeto a un soporte, de forma que se pueda regular la altura de éste sobre la luminaria HB-LED. Posteriormente, se demodulará la señal recibida y se determinará la calidad del enlace en función de esta demodulación. El fotorreceptor empleado durante las pruebas será el fotorreceptor *PDA10A-EC*, que ya incorpora un fotodiodo y un TCA para poder captar la señal emitida por la luminaria HB-LED.

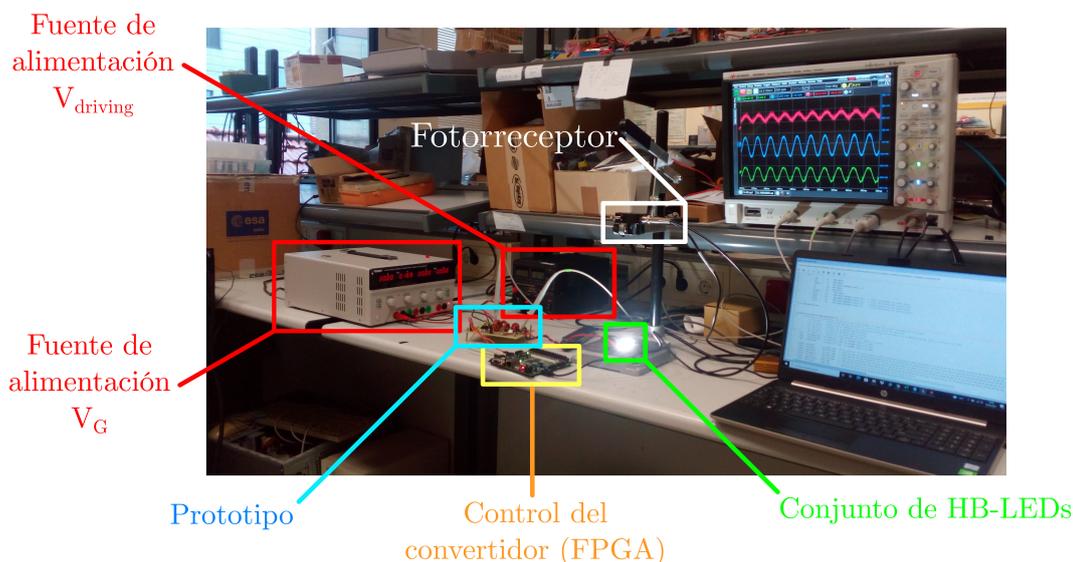


Figura 4.10.- Esquema del montaje experimental empleado con sus principales componentes

El esquema SCM empleado consistirá en la transmisión de una 32-QAM, cuya constelación –representación vectorial de los posibles valores de amplitud y fase que puede tomar la portadora de comunicaciones– se muestra en la figura 4.11. Se observa que es una QAM circular en la que la portadora de comunicaciones tomará 4 posibles amplitudes, y por cada amplitud, podrá tomar 8 fases distintas. El código de bits que representará cada símbolo digital dependerá de la amplitud y de la fase de la portadora que modula cada símbolo, de forma que cada amplitud y cada fase se puede codificar a su vez con otro código. La tabla 4.3 muestra la asociación entre un código de bits y cada una de las amplitudes y portadoras empleadas en la modulación. Empleando este esquema de transmisión, en la figura 4.12 muestra las principales formas de onda involucradas en el enlace de las pruebas experimentales durante la transmisión de 10



símbolos: $v_{led}(t)$ será la componente de alterna de la tensión aplicada a la cadena de HB-LEDs, $i_{LED}(t)$ la corriente conducida por esta luminaria y $v_{RX}(t)$ la señal de salida generada por el fotorreceptor.

Tabla 4.3.- AMPLITUDES Y FASES DEFINIDAS EN LA CONSTELACIÓN 32-QAM

Código de amplitud	Amplitud de la portadora [V]	α (con $d = 0, 7$)	Código binario	Código de fase	Fase de la portadora [°]	β	Código binario
A_1	2,4	0,4759	11	θ_1	-45	0,875	111
A_2	1,8	0,4831	10	θ_2	-90	0,75	110
A_3	1,2	0,4887	01	θ_3	-135	0,625	101
A_4	0,6	0,4944	00	θ_4	-180	0,5	100
				θ_5	-225	0,375	011
				θ_6	-270	0,25	010
				θ_7	-315	0,125	001
				θ_8	0	0	000

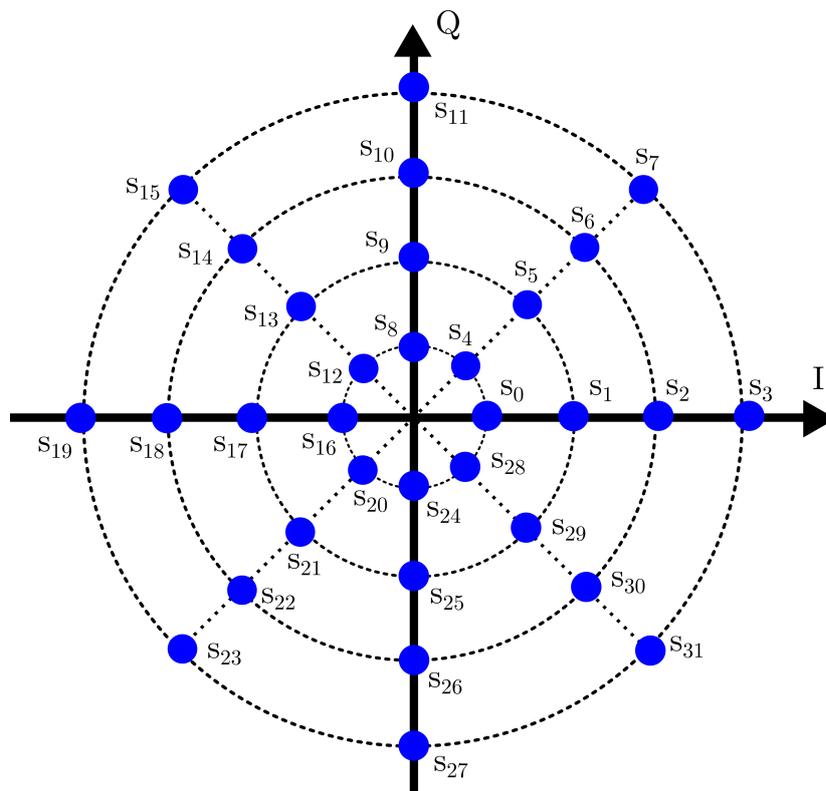


Figura 4.11.- Constelación del esquema 32-QAM empleado en las pruebas de transmisión.

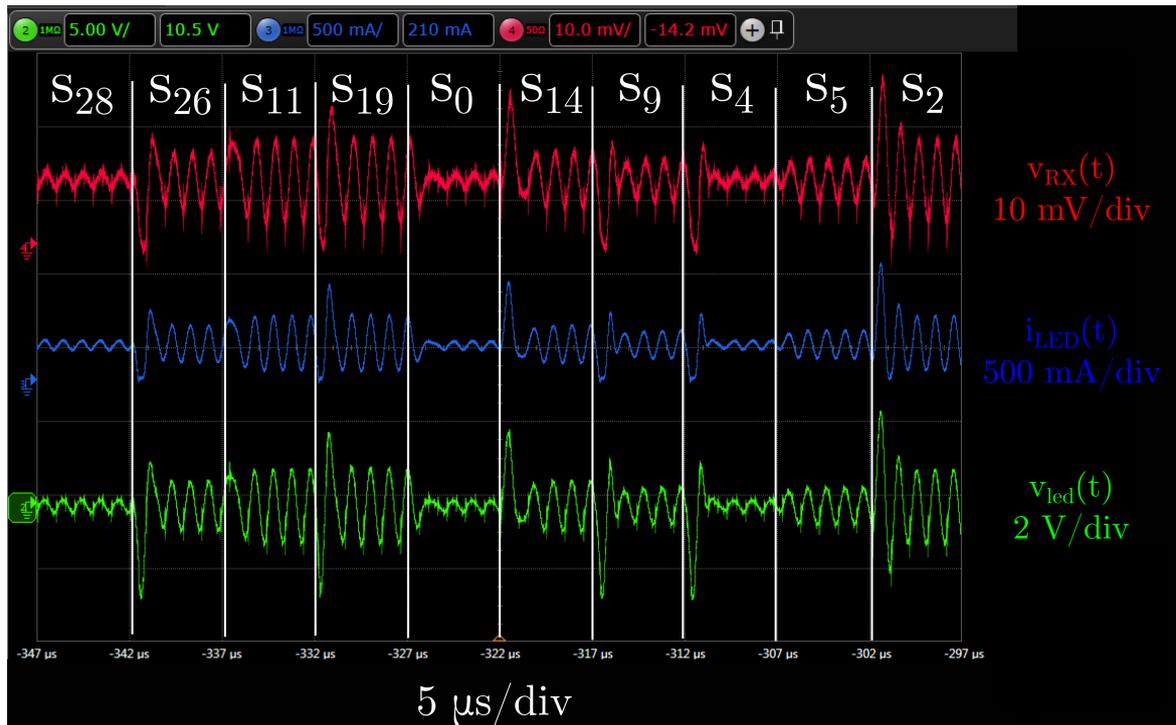


Figura 4.12.- Principales forma de onda implicadas en la transmisión de un esquema SCM.

Considerando que la modulación empleada empleará 5 ciclos de portadora para definir un símbolo de la modulación 32-QAM, el *bitrate* BR conseguido será

$$BR = \frac{5\text{bits}}{\text{símbolo}} \cdot \frac{\text{símbolo}}{5\text{ciclos}} \cdot \frac{1\text{ciclo}}{10^{-6}\text{s}} = 1 \text{ Mbps.} \quad (4.7)$$

Las pruebas experimentales para evaluar el enlace se han realizado transmitiendo 100 símbolos y demodulando la señal recibida cuando se ubica el fotorreceptor a 25 cm, a 50 cm y a 75 cm. La demodulación de las señales recibidas a cada altura, superponiendo la constelación ideal de la modulación 32-QAM se muestran en las figuras 4.13 –fotorreceptor a 25 cm–, en la figura 4.14 –a 50 cm– y en la figura 4.15 –a 75 cm–. Cada símbolo demodulado se muestra como un círculo en rojo, y en azul se representan los símbolos teóricos de la constelación. Se observa que en la demodulación a 50 cm, los símbolos de menor amplitud comienzan a estar muy juntos, lo que puede conllevar errores durante la transmisión de estos símbolos. A 75 cm, en cambio, la fase de la portadora se puede demodular correctamente, pero la “nube” de puntos alrededor de cada símbolo de la constelación es más grande, siendo crítico en la demodulación de los símbolos de menor amplitud.

Para evaluar la calidad de las transmisiones empleando el prototipo construido como *driver* para VLC se recurrirá al valor EVM_{rms} (*Error Vector Magnitude*, magnitud del vector error). El EVM_{rms} se puede definir como una figura de mérito que

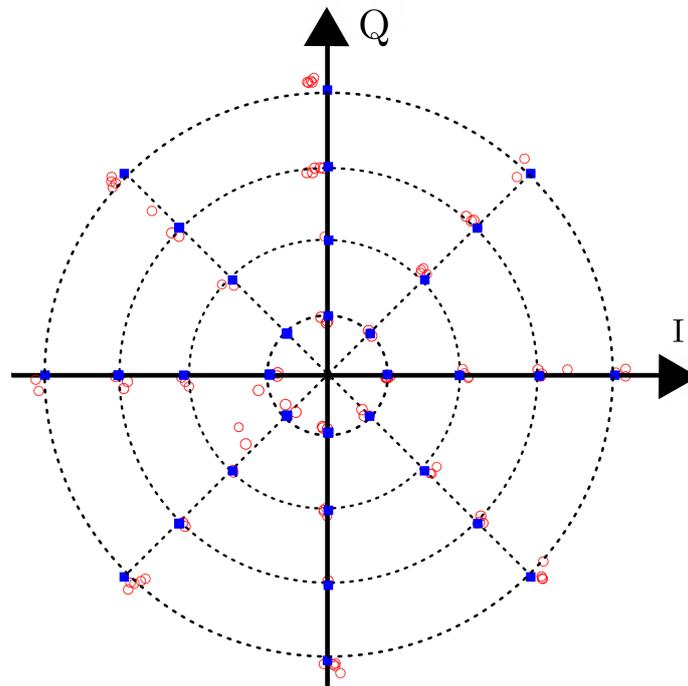


Figura 4.13.- Demodulación de la 32-QAM recibida cuando el fotorreceptor se ubica a 25 cm del prototipo.

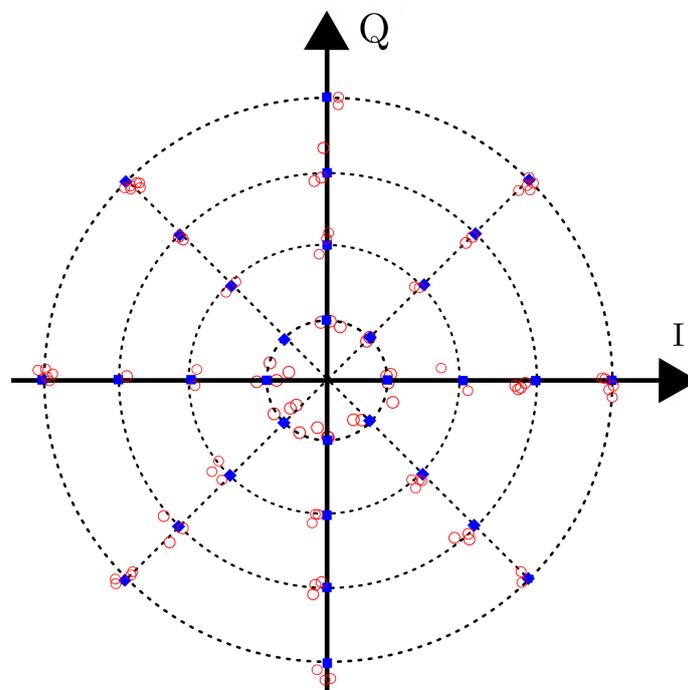


Figura 4.14.- Demodulación de la 32-QAM recibida cuando el fotorreceptor se ubica a 50 cm del prototipo.

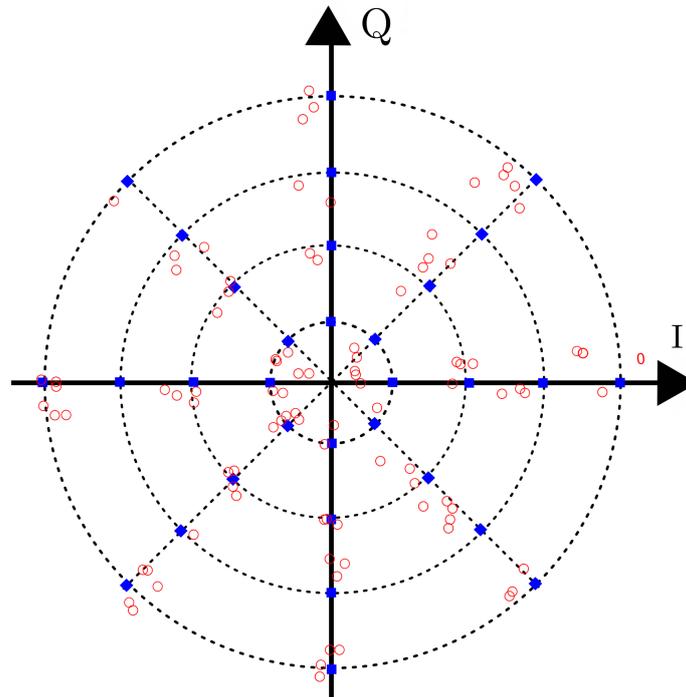


Figura 4.15.- Demodulación de la 32-QAM recibida cuando el fotorreceptor se ubica a 75 cm del prototipo.

evalúa cómo de relevante es la diferencia entre el símbolo detectado y el símbolo teórico de la constelación. Considerando que el símbolo se puede representar en la constelación como un vector con su amplitud y su fase, se define el vector error $\vec{\epsilon}$ como

$$\vec{\epsilon} = \vec{V} - \vec{W}, \quad (4.8)$$

donde \vec{V} es el vector que representa el símbolo teórico que se debería recibir y \vec{W} el símbolo que realmente se detecta. Así, el $EV M_{rms}$, recogido en la tabla 4.4 para cada distancia, se calcularía como

$$EV M_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |\vec{\epsilon}|}{\sum_{n=1}^N |\vec{V}|}}. \quad (4.9)$$

Una transmisión digital se considera aceptable cuando $EV M_{rms} < 15\%$ [71].

Tabla 4.4.- VALORES DE CALCULADOS DURANTE EL PROCESO DE DEMODULACIÓN

Distancia entre el prototipo y el fotorreceptor [cm]	25	50	75
$EV M_{rms}$	7,95 %	14,70 %	19,12 %



5.- RESUMEN, CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Una vez realizadas las pruebas en las que se ha medido la capacidad del driver para realizar una transmisión, se realizará una breve recapitulación de las tareas realizadas en este trabajo. Al mismo tiempo, se extraerán algunas conclusiones a partir de los resultados experimentales, citando algunas propuestas de mejora.



5.1.- Tareas realizadas

Todo las fases que conforman el proceso de diseño, construcción y pruebas del prototipo presentadas a lo largo del presente trabajo se pueden resumir y descomponer en una serie de tareas, como son

1. Estudio de la aplicación de la técnica RM implementada previamente en convertidores bifase.
2. Estudio teórico de la implementación de la técnica de RM mediante un convertidor reductor síncrono, lo cual supone una mejora con respecto al estado del arte de los convertidores que implementan dicha técnica.
3. Empleo de diferentes programas *software*, tanto de simulación electrónica –como PSIM– como de cómputo numérico –MATLAB– para poder realizar el diseño óptimo de filtro “semielíptico” empleado como filtro de salida del convertidor.
4. Evaluación de diferentes topologías que aúnan el comportamiento de filtros paso-bajos y el comportamiento de filtros de rechazo de banda alternativos a los filtros paso-bajos empleados usualmente en convertidores de potencia.
5. Diseño de la cadena de realimentación del convertidor reductor haciendo uso de *software* de simulación electrónica, como PSIM.
6. Construcción de un convertidor reductor para que opere como *driver* para VLC en función de las reglas de diseño deducidas a lo largo del trabajo.
7. Programación del control digital del prototipo haciendo uso de plataformas de desarrollo basadas en FPGAs.
8. Elaboración de todos los *scripts* necesarios en MATLAB para poder demodular la señal 32-QAM captada por el fotorreceptor.
9. Evaluación de la capacidad de comunicación del prototipo a través de la transmisión de una modulación 32-QAM mediante la degradación de su EVM_{rms} , además del rendimiento del convertidor.

5.2.- Conclusiones

Se ha demostrado que la técnica de RM puede implementarse con un convertidor reductor síncrono, lo cual supone una gran simplificación de la topología con respecto a la clásica implementación mediante un convertidor reductor síncrono de dos fases que se puede encontrar en la literatura. El convertidor desarrollado para operar como *driver* para VLC puede transmitir una secuencia de símbolos digitales que puede ser demodulada haciendo uso de un fotorreceptor, pudiendo transmitir satisfactoriamente a pequeñas distancias a una tasa de 1 Mbps. Respecto a la evolución del parámetro EVM_{rms} , se puede observar que la calidad del enlace se degrada rápidamente conforme



aumenta la separación entre el prototipo y el fotorreceptor. Típicamente, se requiere un valor $EV M_{rms}$ del 5 % - 15 % para poder establecer una comunicación inalámbrica aceptable [71]. Como se puede observar en la tabla 4.4, a 50 cm el valor de $EV M_{rms}$ comienza a estar muy cerca del máximo de 15 %, y a 75 cm ya es inviable. Algunas soluciones para solventar este problema podrían consistir en optimizar la constelación de forma que la energía entre símbolos adyacentes sea igual para todos, aumentar el número de ciclos por símbolo, optar por constelaciones en las que la amplitud mínima tenga una mayor amplitud –durante el proceso de demodulación se puede observar cómo la “nube” de puntos en torno a estos símbolos hace que se puedan cometer errores en la demodulación– o incluso emplear una luminaria con un mayor número de HB-LEDs para que pueda ser captado por el fotorreceptor con mayor calidad.

Respecto al uso de filtros “semielípticos”, se observa que la portadora reproducida empleando esta nueva topología de filtro permite reproducir modulaciones digitales con gran calidad, reproduciendo las transiciones entre amplitudes y fases de forma rápida. Esta rapidez se traduce en una mayor velocidad en la transferencia de símbolos digitales, pudiendo llegar a 1 Mbps a distancias cortas.

5.3.- Propuestas de mejora y trabajos futuros

El uso de lo que en este trabajo se ha denominado filtro “semielíptico” resulta especialmente interesante en aplicaciones en las que el espectro de la señal a filtrar presenta armónicos a rechazar mucho mayores a la señal que se busca obtener y a frecuencias claramente definidas. Un ejemplo es el presentado en este trabajo, donde el espectro presenta estos armónicos a múltiplos de la frecuencia fundamental de la portadora de comunicaciones. Otra aplicación en la que podría resultar interesante es en las técnicas de seguimiento de envolvente (ET, *Envelope Tracking*), en donde se modula la tensión de alimentación de un RFPA para mejorar el rendimiento de éste. En este tipo de aplicaciones, se precisa de un convertidor reductor de respuesta rápida como el empleado en este trabajo, en donde el rechazo de los armónicos de conmutación constituye uno de los principales retos en el proceso de diseño del filtro de salida de estos convertidores.

Una posible topología que podría resultar interesante en VLC podría ser el convertidor multinivel. Como se puede ver, la separación necesaria entre pulsos consecutivos para generar la portadora de comunicaciones para VLC variaba muy poco, debido principalmente a que el primer armónico de los dos pulsos generados en cada periodo de conmutación presentan una amplitud mucho mayor que la de la portadora que finalmente se obtiene. Reduciendo la amplitud de estos dos pulsos y aplicando RM, la separación entre estos pulsos será mayor. Esto hace que el control digital sea más



sencillo: a mayor separación, menos resolución digital se necesita para sintetizar cada pulso.



BIBLIOGRAFÍA

- [1] “Cisco Annual Internet Report - Cisco Annual Internet Report (2018–2023) White Paper”, *Cisco*, *Cisco*, 9 de marzo de 2020, <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internet-report/white-paper-c11-741490.html> (último acceso: 23 de mayo de 2021).
- [2] De Vries, J. Pierre, et al., “The Wi-Fi *Congestion Crisis*: Regulatory Criteria for Assessing Spectrum Congestion Claims”, *Telecommunications Policy*, vol. 38, n.º 8-9, sept. 2014, pp. 838-850, doi: 10.1016/j.telpol.2014.06.005.
- [3] A. Darwish and A. S. Ibrahim, “Capacity improvement via indoor small cells”, *2014 International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, 2014, pp. 69-73, doi: 10.1109/IWCMC.2014.6906334.
- [4] T. Nakamura et al., “Trends in small cell enhancements in LTE advanced”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 2, pp. 98-105, febr. 2013, doi: 10.1109/MCOM.2013.6461192.
- [5] “IEEE 802.11ba-2021 - IEEE Approved Draft Standard for Information Technology–Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks–Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Wake-up Radio Operation”, *Standards.ieee.org*, standards.ieee.org/standard/802_11ba-2021.html (último acceso: 1 de junio de 2021).
- [6] Mckinsey And Company. *Lighting the Way : Perspectives on the Global Lighting Market*. San Francisco, Mckinsey & Company, 2011.
- [7] Eckelman MJ, Anastas PT, Zimmerman JB., “Spatial assessment of net mercury emissions from the use of fluorescent bulbs”, *Environ Sci Technol.*, vol. 42, no. 22, pp. 8564-8570, nov. 2008, doi: 10.1021/es800117h.
- [8] Biagi, Mauro, et al., “Adaptive Receiver for Indoor Visible Light Communications”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 23, dic. 2013, pp. 3676–3686, 10.1109/jlt.2013.2287051.
- [9] Wang, Yuanquan, et al., “Demonstration of 575-Mb/S Downlink and 225-Mb/S Uplink Bi-Directional SCM-WDM Visible Light Communication Using RGB LED and Phosphor-Based LED”, *Optics Express*, vol. 21, no. 1, enero 2013, p. 1203, 10.1364/oe.21.001203.



- [10] L. Xiao, G. Sheng, S. Liu, H. Dai, M. Peng y J. Song, “Deep Reinforcement Learning-Enabled Secure Visible Light Communication Against Eavesdropping”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 67, no. 10, pp. 6994-7005, Oct. 2019, doi: 10.1109/TCOMM.2019.2930247.
- [11] J. Al-khori, G. Nauryzbayev, M. Abdallah y M. Hamdi, “Physical Layer Security for Hybrid RF/VLC DF Relaying Systems”, *2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/VTCFall.2018.8690700.
- [12] Y. Tanaka, S. Haruyama and M. Nakagawa, “Wireless optical transmissions with white colored LED for wireless home links”, *11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC 2000. Proceedings (Cat. No.00TH8525)*, 2000, pp. 1325-1329 vol.2, doi: 10.1109/PIMRC.2000.881634.
- [13] J. M. Kahn and J. R. Barry, “Wireless infrared communications”, *Proc.IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, feb. 1997.
- [14] Elgala, Hany, et al., “Indoor Optical Wireless Communication: Potential and State-of-The-Art”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 9, sept. 2011, pp. 56–62, doi: 10.1109/mcom.2011.6011734.
- [15] Jun-Hong, Benedict Loh. “A Study of Optimized Scenarios for Line of Sight Based Data Transfer Using Visible Light Communication for Indoor Deployment”, *Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems*, vol. 12, no. 01-Special Issue, feb. 2020, pp. 707–714, doi: 10.5373/jardcs/v12sp1/20201120.
- [16] C. Lo y N. Ansari, “The Progressive Smart Grid System from Both Power and Communications Aspects”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 14, no. 3, pp. 799-821, 2012, doi: 10.1109/SURV.2011.072811.00089.
- [17] Gibbs, W. Wayt, “The Network in Every Room”, *Scientific American*, vol. 286, no. 2, feb. 2002, pp. 38–43, doi: 10.1038/scientificamerican0202-38.
- [18] M. Atae, S. M. S. Sadough y Z. Ghassemlooy, “Adaptive Equalization for Visible Light Communications with Power over Ethernet Backhaul”, *2020 3rd West Asian Symposium on Optical and Millimeter-wave Wireless Communication (WASOWC)*, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/WASOWC49739.2020.9410038.
- [19] A. Singla, D. Sharma y S. Vashisth, “Data connectivity in flights using visible light communication”, *2017 International Conference on Computing and Communication Technologies for Smart Nation (IC3TSN)*, 2017, pp. 71-74, doi: 10.1109/IC3TSN.2017.8284453.



- [20] D. R. Dhatchayeny, A. Sewaiwar, S. V. Tiwari y Y. H. Chung, “Experimental Biomedical EEG Signal Transmission Using VLC”, *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 10, pp. 5386-5387, oct. 2015, doi: 10.1109/JSEN.2015.2453200.
- [21] D. Iwase et al., “Improving communication rate of visible light communication system using high-speed camera”, *2014 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS)*, 2014, pp. 336-339, doi: 10.1109/APCCAS.2014.7032788.
- [22] H. Binti Che Wook, T. Komine, S. Haruyama y M. Nakagawa, “Visible light communication with LED-based traffic lights using 2-dimensional image sensor”, *CCNC 2006. 2006 3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, 2006., 2006, pp. 243-247, doi: 10.1109/CCNC.2006.1593024.
- [23] Y. H. Kim, W. A. Cahyadi y Y. H. Chung, “Experimental Demonstration of VLC-Based Vehicle-to-Vehicle Communications Under Fog Conditions”, *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, no. 6, pp. 1-9, dic. 2015, doi: 10.1109/JPHOT.2015.2499542.
- [24] Sauter, Martin, y John Wiley. *From GSM to LTE-Advanced pro and 5G : An Introduction to Mobile Networks and Mobile Broadband*. Hoboken, Nueva Jersey, Wiley, 2021.
- [25] D. Tsonev, S. Videv, y H. Haas, “Light fidelity (Li-Fi): towards all-optical networking”, San Francisco, California, United States, dic. 2013, p. 900702. doi: 10.1117/12.2044649.
- [26] H. Koumaras et al., “A SDN-based WiFi-VLC Coupled System for Optimised Service Provision in 5G Networks”, *2018 IEEE 19th International Symposium on .^A World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks"(WoWMoM)*, 2018, pp. 14-17, doi: 10.1109/WoWMoM.2018.8449747.
- [27] A. Sevincer, A. Bhattarai, M. Bilgi, M. Yuksel, y N. Pala, “LIGHTNETS: Smart LIGHTing and Mobile Optical Wireless NETWORKS — A Survey”, *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 15, n.º 4, pp. 1620-1641, 2013, doi: 10.1109/SURV.2013.032713.00150.
- [28] J. Grubor, S. C. J. Lee, K. Langer, T. Koonen and J. W. Walewski, “Wireless High-Speed Data Transmission with Phosphorescent White-Light LEDs”, *33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication - Post-Deadline Papers* (published 2008), 2007, pp. 1-2.
- [29] O. Z. Alsulami, M. T. Alresheedi, J. M. H. Elmirghani, “Infrared Uplink Design for Visible Light Communication (VLC) Systems with Beam Steering”, *2019 IEEE International Conference on Computational Science and Engineering (CSE) and*



- IEEE International Conference on Embedded and Ubiquitous Computing (EUC)*, 2019, pp. 57-60, doi: 10.1109/CSE/EUC.2019.00020.
- [30] O. R. Banda Sayco, A. C. Gordillo, “Development of an IR system as an alternative for VLC uplink”, *2019 IEEE Colombian Conference on Communications and Computing (COLCOM)*, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ColComCon.2019.8809131.
- [31] A. J. C. Moreira, R. T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, “Characterisation and modelling of artificial light interference in optical wireless communication systems”, *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1995, pp. 326-331 vol.1, doi: 10.1109/PIMRC.1995.476907.
- [32] A. Wilkins, J. Veitch and B. Lehman, “LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update”, *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 171-178, doi: 10.1109/ECCE.2010.5618050.
- [33] B. Lehman and A. J. Wilkins, “Designing to Mitigate Effects of Flicker in LED Lighting: Reducing risks to health and safety”, *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, no. 3, pp. 18-26, Sept. 2014, doi: 10.1109/MPEL.2014.2330442.
- [34] Hoa Le Minh et al., “80 Mbit/s Visible Light Communications using pre-equalized white LED”, *2008 34th European Conference on Optical Communication*, 2008, pp. 1-2, doi: 10.1109/ECOC.2008.4729532.
- [35] D. G. Aller, J. Rodríguez, D. G. Lamar, J. Sebastián, “Desarrollo de un transmisor para comunicaciones en luz visible (VLC) basado en un convertidor CC/CC conmutado de respuesta rápida”, *XXIV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación 2017 (SAAEI'17)*, 2017, <https://core.ac.uk/download/pdf/85167124.pdf> (último acceso: 21 de junio de 2021).
- [36] M. Galal, W. P. Ng, R. Binns, A. A. El Aziz, “Characterization of RGB LEDs as Emitter and Photodetector for LED-to-LED Communication”, *2020 12th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/CSNDSP49049.2020.9249617.
- [37] Chhajed, S., et al., “Influence of Junction Temperature on Chromaticity and Color-Rendering Properties of Trichromatic White-Light Sources Based on Light-Emitting Diodes”, *Journal of Applied Physics*, vol. 97, no. 5, Mar. 2005, p. 054506, 10.1063/1.1852073.
- [38] Monteiro, Eric, y Steve Hranilovic, “Design and Implementation of Color-Shift Keying for Visible Light Communications”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 10, mayo 2014, pp. 2053–2060, doi: 10.1109/jlt.2014.2314358.



- [39] J. Sebastián, D. G. Lamar, D. G. Aller, J. Rodríguez and P. F. Miaja, “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, sept. 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2830878.
- [40] A. Jovicic, J. Li y T. Richardson, “Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 12, pp. 26-32, dic. 2013, doi: 10.1109/MCOM.2013.6685754.
- [41] Fang-Ming Wu, Chun-Ting Lin, Chia-Chien Wei, Cheng-Wei Chen, Zhen-Yu Chen y Hou-Tzu Huang, “3.22-Gb/s WDM visible light communication of a single RGB LED employing carrier-less amplitude and phase modulation”, *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, 2013, pp. 1-3.
- [42] Wang, Yuanquan, et al., “Enhanced Performance of Visible Light Communication Employing 512-QAM N-SC-FDE and DD-LMS”, *Optics Express*, vol. 22, no. 13, junio 2014, p. 15328, 10.1364/oe.22.015328.
- [43] F. Loose et al., “Efficient Hybrid Buck Converter for Visible Light Communication in LED Drivers”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, doi: 10.1109/TIE.2021.3060651.
- [44] D. G. Aller, D. G. Lamar, P. F. Miaja, J. Rodríguez, J. Sebastián, “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*, vol. 9, no. 1, pp. 138-145, feb. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2965774.
- [45] L. Teixeira et al., “Preemphasis Control in Switched-Mode Power Converter for Energy-Efficient Wide Bandwidth Visible Light Communication”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 146-155, feb. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2959649.
- [46] J. Rodríguez, D. G. Lamar, P. F. Miaja, D. G. Aller, J. Sebastián, “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, doi: 10.1109/TPEL.2018.2830881.
- [47] F. Loose, L. Teixeira, R. R. Duarte, M. A. Dalla Costa, C. H. Barriquello, “On the Use of the Intrinsic Ripple of a Buck Converter for Visible Light Communication in LED Drivers”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1235-1245, Sept. 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2843280.



- [48] J. Rodríguez, D. G. Lamar, P. F. Miaja, J. Sebastián, “Reproducing Single-Carrier Digital Modulation Schemes for VLC by Controlling the First Switching Harmonic of the DC–DC Power Converter Output Voltage Ripple”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7994-8010, Sept. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2774178.
- [49] J. Rodríguez Mendez, D. G. Lamar, D. G. Aller, P. F. Miaja y J. Sebastián, “Reproducing Multicarrier 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, doi: 10.1109/TIE.2019.2912795.
- [50] D Grahame Holmes, *Pulse Width Modulation for Power Converters : Principles and Practice*, John Wiley, 2003.
- [51] M. C. W. Høyerby and M. A. E. Andersen, “Carrier Distortion in Hysteretic Self-Oscillating Class-D Audio Power Amplifiers: Analysis and Optimization”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 714-729, March 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2007956.
- [52] S. Luo, D. Li, “A Sixth-Order PWM Modulator for Digital Input Class-D Audio Amplifiers”, *2013 International Conference on Computational and Information Sciences*, 2013, pp. 1253-1256, doi: 10.1109/ICCIS.2013.332.
- [53] V. Yousefzadeh, E. Alarcón, D. Maksimovic, “Three-level buck converter for envelope tracking applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 549-552, March 2006, doi: 10.1109/TPEL.2005.869728.
- [54] M. C. W. Hoyerby, M. E. Andersen, “High-Bandwidth, High-Efficiency Envelope Tracking Power Supply for 40W RF Power Amplifier Using Paralleled Bandpass Current Sources”, *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 2804-2809, doi: 10.1109/PESC.2005.1582030.
- [55] M. Rodríguez, P. Fernández-Miaja, A. Rodríguez, J. Sebastián, “A Multiple-Input Digitally Controlled Buck Converter for Envelope Tracking Applications in Radiofrequency Power Amplifiers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 369-381, Feb. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2028732.
- [56] F. Xiong, *Digital modulation techniques*, Artech House, 2006.
- [57] Z. Song y D. V. Sarwate, “The frequency spectrum of pulse width modulated signals”, *Signal Processing*, vol. 83, n.º 10, pp. 2227-2258, oct. 2003, doi: 10.1016/S0165-1684(03)00164-6.



- [58] L. Marco, A. Poveda, E. Alarcon, y D. Maksimovic, “Bandwidth limits in PWM switching amplifiers”, en *2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Island of Kos, Greece, 2006, pp. 5323-5326. doi: 10.1109/ISCAS.2006.1693835.
- [59] C. Pascual, Zukui Song, P. T. Krein, D. V. Sarwate, P. Midya, y W. J. Roeckner, “High-fidelity PWM inverter for digital audio amplification: Spectral analysis, real-time DSP implementation, and results”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, n.º 1, pp. 473-485, ene. 2003, doi: 10.1109/TPEL.2002.807102.
- [60] J. Sebastian, P. Fernández-Miaja, A. Rodríguez, y M. Rodríguez, “Analysis and Design of the Output Filter for Buck Envelope Amplifiers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n.º 1, pp. 213-233, ene. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2248752.
- [61] J. Sebastián, P. Fernández-Miaja, F. J. Ortega-González, M. Patiño, M. Rodríguez, “Design of a Two-Phase Buck Converter With Fourth-Order Output Filter for Envelope Amplifiers of Limited Bandwidth”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5933-5948, Nov. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2295035.
- [62] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer Science, 2001.
- [63] M. Rodríguez, A. Rodríguez, P. F. Miaja, D. G. Lamar, J. S. Zúniga, “An Insight into the Switching Process of Power MOSFETs: An Improved Analytical Losses Model”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1626-1640, junio 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2040852.
- [64] S. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications*, Artech House, 1999.
- [65] “Product Family Datasheet Cree XLamp MX-3 LEDs”, Cree, <https://cree-led.com/media/documents/XLampMX3.pdf> (último acceso: 23 de junio de 2021).
- [66] R. C. Dorf *The Electrical Engineering Handbook*, Cap. 4: Passive Signal Processing, CRC Press, 2006.
- [67] F. F. Kuo, *Network Analysis and Synthesis*, John Wiley & Sons, 1976.
- [68] H. G. G. Dimopoulos, *Analog Electronic Filters. Theory, Design and Synthesis*, serie *Analog Circuits and Signal Processing*, Springer Science, 2016.
- [69] “Nexys4 DDR FPGA Board Reference Manual”, Agilent, disponible en https://reference.digilentinc.com/_media/nexys4-ddr:nexys4ddr_rm.pdf (último acceso: 11 de julio de 2021).



- [70] G. Ellis, *Control System Design Guide. Using Your Computer to Understand and Diagnose Feedback Controllers*, Academic Press, 2000.
- [71] E. McCune, *Practical Digital Wireless Signals*, Cambridge University press, 2010.

Anexos



Anexo A. Código VHDL para el control del convertidor

A continuación se adjunta el código VHDL que se ha desarrollado para generar los pulsos que permitirán realizar el control del convertidor cuando se busca que aplique la técnica RM. Se recuerda que este control se ha programado empleando la placa de desarrollo *Nexys 4 DDR* de *Agilent*. Las principales señales de entrada del componente definido a partir de este código son CLK –señal de reloj de 400 MHz, generada a partir de un módulo PLL y un reloj de 100 MHz–, EOC –señal de fin de conversión generada por el módulo ADC– y SAMPLE –señal construida a partir de los 7 bits más significativos del valor digital generado por el ADC a partir de una muestra–. Las señales de salida serán Q1 y Q2 –señales de control para los transistores del convertidor–, S_1MHZ –señal de 1 MHz de referencia– y RISE1, FALL1, RISE2 y FALL2 –señales para monitorizar el valor de los flancos calculados por este bloque–.

```
-----  
-- Company:  
-- Engineer:  
--  
-- Create Date: 25.05.2021 11:33:31  
-- Design Name:  
-- Module Name: pwm_generatorv2 - arch  
-- Project Name:  
-- Target Devices:  
-- Tool Versions:  
-- Description:  
--  
-- Dependencies:  
--  
-- Revision:  
-- Revision 0.01 - File Created  
-- Additional Comments:  
--  
-----  
  
library IEEE;  
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;  
  
-- Uncomment the following library declaration if using  
-- arithmetic functions with Signed or Unsigned values  
use IEEE.NUMERIC_STD.ALL;  
  
entity pwm_generatorv2 is  
    Port (  

```




```
suma_unsigned := to_unsigned(suma, 12);
promedio := to_integer("00000" & suma_unsigned(11 downto 5));
-- Division binaria: eliminar tantas lineas menos significativas
-- como el divisor indique:
-- division entre 2 = eliminar 1 bit
-- division entre 4 = eliminar 2 bits, etc.
if promedio > latch_duty+2 or promedio < latch_duty-2 then
    latch_duty <= promedio;
    -- la asignacion se realiza justo cuando han pasado todos los periodos
    -- de promediado
end if;
suma := 0;
cuenta := 0;
end if;

cuenta := cuenta + 1;
suma := suma + lut_duty(to_integer(unsigned(SAMPLE)));
end if;

end process; -- process(EOC)

ripple_modulation_generator:
-- =====
-- Proceso de modulacion del rizado. En funcion del duty leído y el simbolo
-- a generar al final de cada periodo de 1 MHz y el simbolo a generar, se
-- calcula el numero de cuentas que han de transcurrir para calcular los
-- flancos ascendentes y descendentes de los dos pulsos, generando las
-- senales de gobierno correspondientes
-- =====

process(CLK)
variable cuenta          : integer range 0 to 400 := 0;
-- contador de slots dentro del periodo de conmutacion
variable cuenta_ciclos   : integer range 0 to 100 := 0;
-- contador de ciclos dentro de un simbolo
variable cuenta_simbolo  : integer range 0 to 100 := 0;
-- contador de simbolo a reproducir
variable simbolo_actual  : integer range 0 to 99 := 0;
-- identificador del simbolo a generar

variable rising_1       : integer range 0 to 400 := 0;
-- numero de cuentas que transcurren para ubicar el flanco ascendente del
-- primer pulso
variable falling_1     : integer range 0 to 400 := 0;
-- numero de cuentas que transcurren para ubicar el flanco descendente del
-- primer pulso
variable rising_2       : integer range 0 to 400 := 0;
-- numero de cuentas que transcurren para ubicar el flanco ascendente del
-- segundo pulso
```



```
variable falling_2 : integer range 0 to 400 := 0;
-- numero de cuentas que transcurren para ubicar el flanco descendente del
-- segundo pulso
variable deadtime : integer range 0 to 400 := 8;
-- numero de cuentas entre conmutaciones de diferentes niveles

variable duty : integer range 0 to 400 := 0;
-- duty a reproducir en cada simbolo
variable beta : integer range 0 to 400 := 0;
-- fase de la portadora
variable alfa : integer range 0 to 400 := 0;
-- separacion entre pulsos en un periodo la amplitud fijada por el simbolo

begin

-- Arbol de decision:
-- Calculo de los flancos ascendentes y descendentes en funcion del simbolo
-- a generar y del duty y los alfas latcheados al final del periodo de
-- conmutacion
if beta = 0 then
-- Caso especial. Desfase de la portadora = 0
rising_1 := alfa - duty;
falling_1 := alfa + duty;
rising_2 := 400 - alfa - duty;
falling_2 := 400 - alfa + duty;
elsif beta - alfa - duty >= 0 and beta + alfa + duty <= 400 then
-- Caso NORMAL. Los dos pulsos caben dentro del periodo
rising_1 := beta - alfa - duty;
falling_1 := beta - alfa + duty;
rising_2 := beta + alfa - duty;
falling_2 := beta + alfa + duty;
elsif beta - alfa - duty < 0 and beta + alfa + duty <= 400 then
-- Desbordamiento por DEBAJO. Se coloca el flanco ascendente al final del
-- periodo
rising_1 := beta + 400 - alfa - duty;
falling_1 := beta - alfa + duty;
rising_2 := beta + alfa - duty;
falling_2 := beta + alfa + duty;
elsif beta - alfa - duty >= 0 and beta + alfa + duty > 400 then
-- Desbordamiento por ARRIBA. Se intercambian los pulsos 1 y 2 y se procede
-- de manera similar al desbordamiento por debajo
rising_1 := beta + alfa - duty;
falling_1 := beta + alfa + duty - 400;
rising_2 := beta - alfa - duty;
falling_2 := beta - alfa + duty;
end if;

if CLK'event and CLK = '1' then
```



```
if cuenta = 400 then
-- Si se llega a 1 MHz (400 cuentas del reloj de 400 MHz), se resetea la
-- cuenta, se incrementa el numero de ciclos por periodo y se decide si se
-- cambia de simbolo
S_1MHZ <= '1'; -- flanco ascendente en la referencia de 1 MHz
cuenta := 0;
cuenta_ciclos := cuenta_ciclos + 1;

if cuenta_ciclos = 5 then -- fin del simbolo
    cuenta_ciclos := 0;
    if cuenta_simbolo = 99 then cuenta_simbolo := 0;
    -- si se llega al final del vector de simbolos transmitidos, se vuelve
    -- al principio
    else cuenta_simbolo := cuenta_simbolo + 1; -- siguiente simbolo
    end if;
end if;

-- Cada fin de ciclo, se actualiza el duty y los posibles alfas y la beta
-- a estimar
duty := latch_duty;
beta := betas_simb(cuenta_simbolo);
if simbolos_tx(cuenta_simbolo) = 0 then
    alfa := lut_alfa_4(latch_duty);
elsif simbolos_tx(cuenta_simbolo) = 1 then
    alfa := lut_alfa_3(latch_duty);
elsif simbolos_tx(cuenta_simbolo) = 2 then
    alfa := lut_alfa_2(latch_duty);
elsif simbolos_tx(cuenta_simbolo) = 3 then
    alfa := lut_alfa_1(latch_duty);
end if;

elsif cuenta = 200 then
    S_1MHZ <= '0'; -- referencia de duty 0.5
end if; -- if cuenta = 400 then

-- Generacion de las senales de gobierno de los transistores
if rising_1<=falling_1 and rising_2<=falling_2 then
-- CONTROL POR DEFECTO: se pueden generar los dos pulsos dentro del mismo ciclo
-- Control del MOSFET Q1 (parte superior). La linea de gobierno es CTRL(1)
if (cuenta >= rising_1 and cuenta < falling_1) or
(cuenta >= rising_2 and cuenta < falling_2) then
    Q1 <= '0';
else
    Q1 <= '1';
end if;
-- Control del MOSFET Q2 (parte inferior). La linea de gobierno es CTRL(0)
if (cuenta >= deaddtime and cuenta < rising_1-deaddtime) or
(cuenta >= falling_1+deaddtime and cuenta < rising_2-deaddtime) or
```



```
(cuenta >= falling_2+deadtime and cuenta < 600-deadtime) then
  Q2 <= '0';
else
  Q2 <= '1';
end if;

else
  -- CONTROL CON DESBORDE: se ha producido un desborde por arriba o por debajo
  -- Control del MOSFET Q1 (parte superior). La linea es CTRL(1)
  if cuenta < falling_1 or (cuenta >= rising_2 and cuenta < falling_2) or
    cuenta >= rising_1 then
    Q1 <= '0';
  else
    Q1 <= '1';
  end if;
  -- Control del MOSFET Q2 (parte inferior). La linea es CTRL(0)
  if (cuenta >= falling_1+deadtime and cuenta < rising_2-deadtime) or
    (cuenta >= falling_2+deadtime and cuenta < rising_1-deadtime) then
    Q2 <= '0';
  else
    Q2 <= '1';
  end if;

end if; -- if rising_1<=falling_1 and rising_2<=falling_2 then

cuenta := cuenta+1;

end if; -- if CLK'event and CLK = '1' then

-- Asignacion de los calculos de los flancos a las senales de salida
RISE1 <= std_logic_vector(to_unsigned(rising_1, 10));
FALL1 <= std_logic_vector(to_unsigned(falling_1, 10));
RISE2 <= std_logic_vector(to_unsigned(rising_2, 10));
FALL2 <= std_logic_vector(to_unsigned(falling_2, 10));

end process; -- process(CLK)

end arch;
```



Anexo B. Esquemáticos empleados para la realización de la PCB del prototipo

1. Documento 1: Esquemático de la circuitería de alimentación de los integrados del convertidor.
2. Documento 2: Esquemático de la circuitería de gobierno de los transistores.
3. Documento 3: Esquemático del filtro “semielíptico” de orden 5.
4. Documento 4: Esquemático de la cadena de realimentación.

1

2

3

4

A

A

B

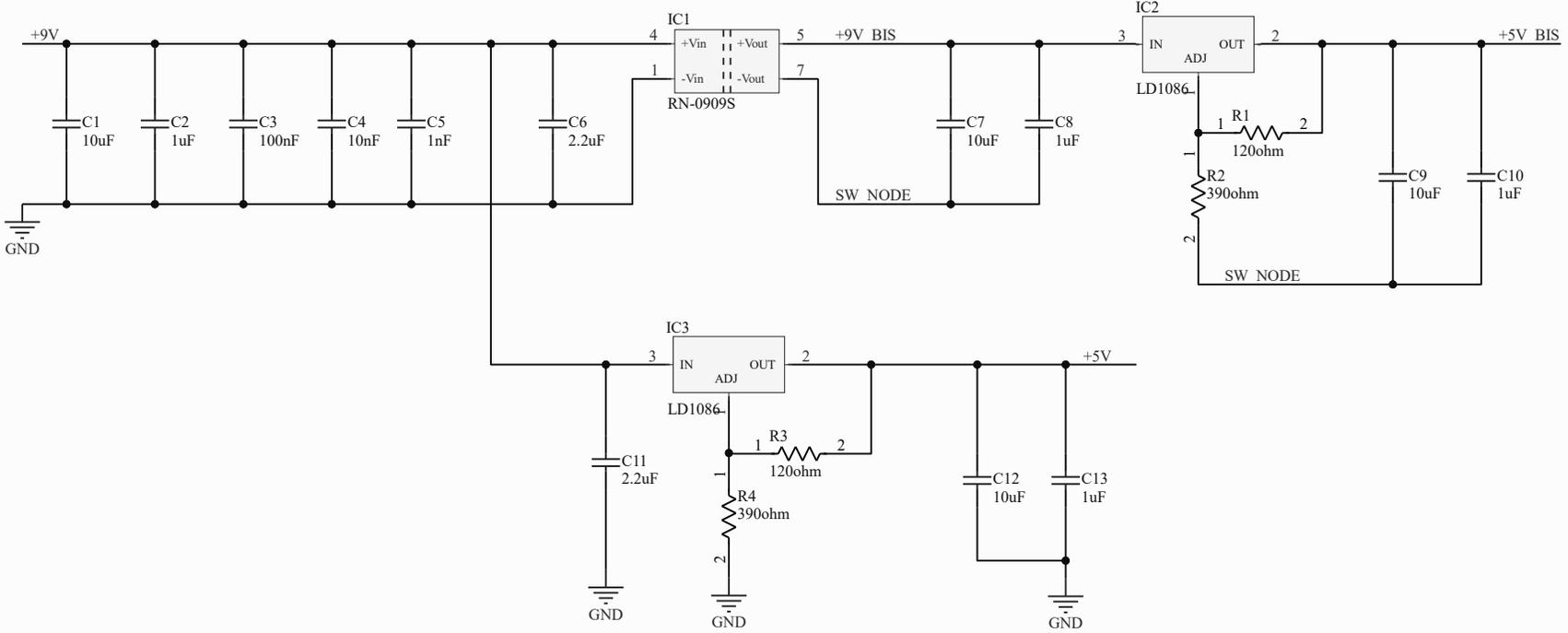
B

C

C

D

D



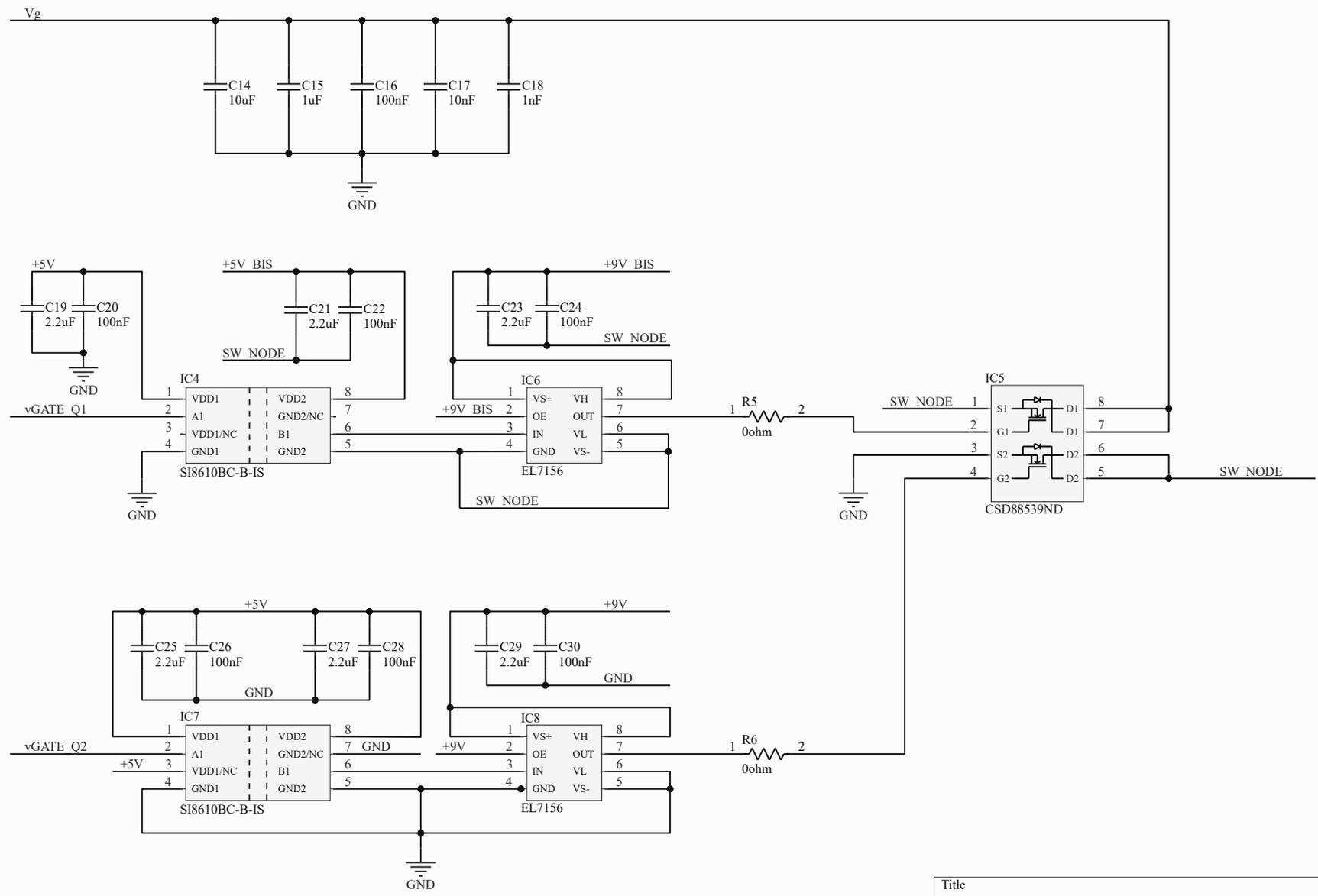
Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	7/14/2021	Sheet of
File:	C:\Users\...alimentacion schematic.SchDoc	Drawn By:

1

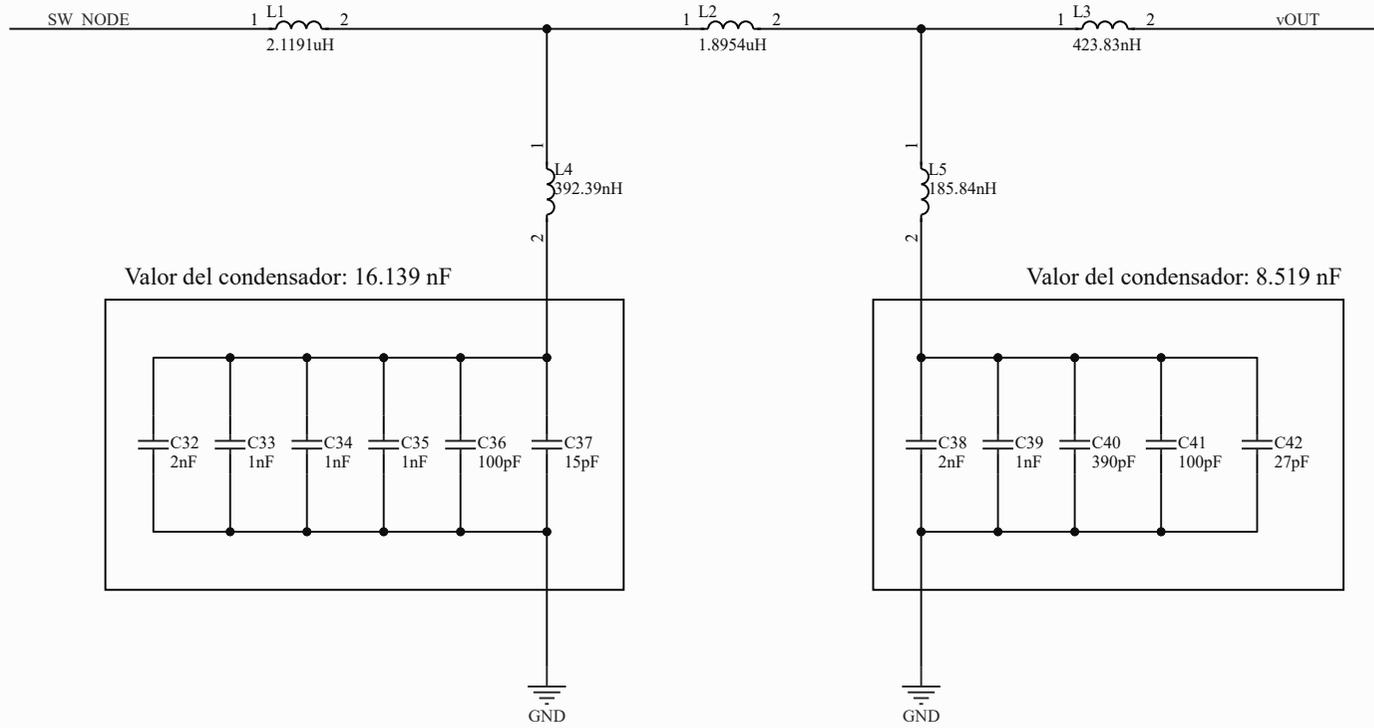
2

3

4



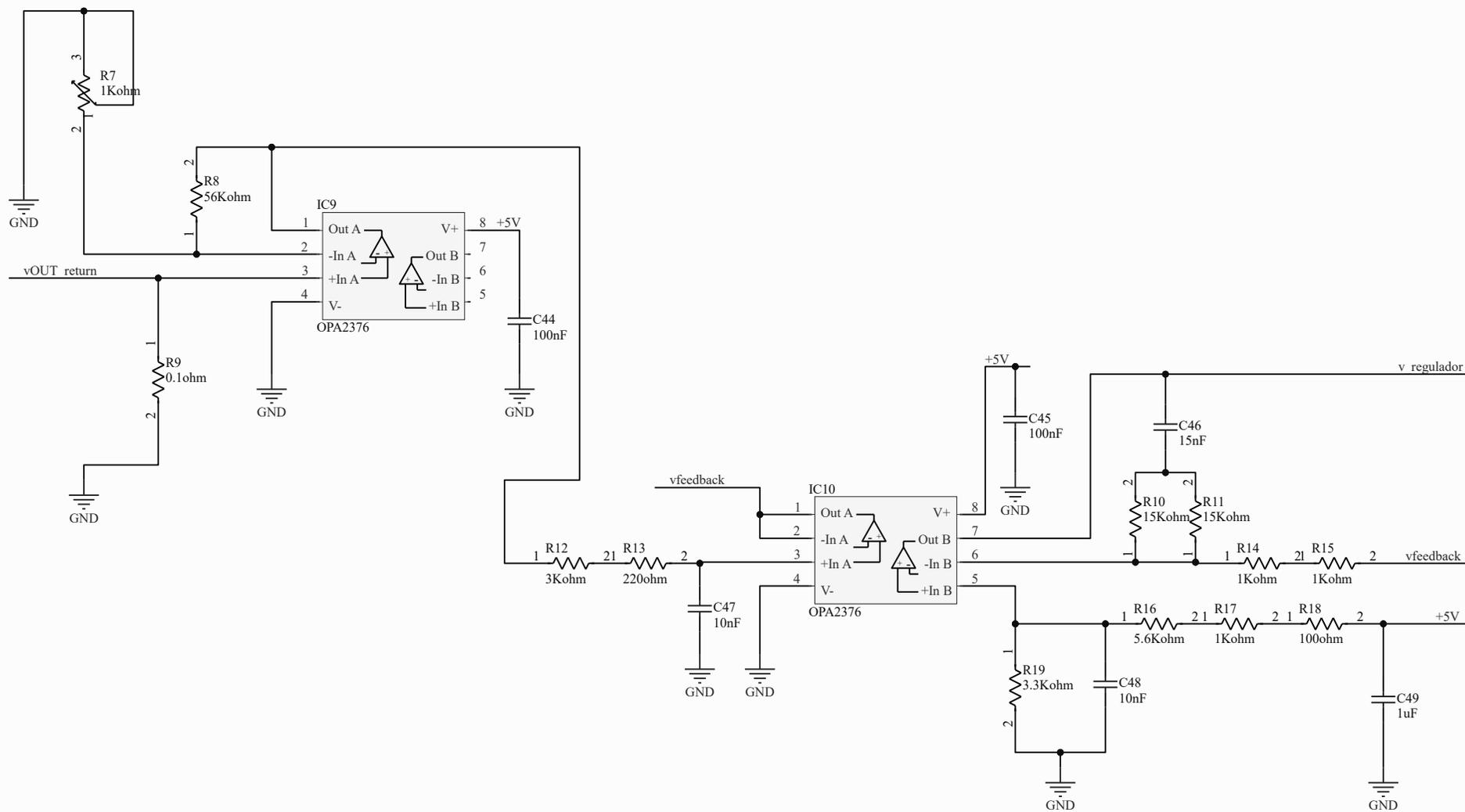
Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	7/14/2021	Sheet of
File:	C:\Users\...\potencia_schematic.SchDoc	Drawn By:



Valor del condensador: 16.139 nF

Valor del condensador: 8.519 nF

Title		
Size A4	Number	Revision
Date:	7/14/2021	Sheet of
File:	C:\Users\...\filtro_schematic.SchDoc	Drawn By:



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	7/14/2021	Sheet of
File:	C:\Users\...\feedback_schematic.SchDoc	Drawn By:



Anexo C. Lista de componentes



Identificador	Descripción	Referencia del fabricante	Cantidad
IC1	Módulo CC/CC aislado. Salida: 9V - 140mA. Entrada: 8,1V - 9,9V	RN-0909S	1
IC2, IC3	Regulador de tensión ajustable, 1,5 A	LD1086	2
IC4, IC7	Aislador digital, 1 canal	Si8610BC-B-IS	2
IC5	MOSFETs de potencia, integrado dual, 60 V	CSD88539ND	1
IC6, IC8	<i>Driver</i> de puerta	EL7156	2
IC9, IC10	Amplificador operacional dual de precisión	OPA2376	2
R7	Resistencia ajustable de montaje horizontal, 1 k Ω	PT10LH	1
		Valor	
R1, R3	Resistencia SMD 0805	120 Ω	2
R2, R4	Resistencia SMD 0805	390 Ω	2
R5, R6	Resistencia SMD 0805	3,9 Ω	2
R8, R14, R15, R17	Resistencia SMD 0805	1 k Ω	4
R9	Resistencia SMD 1206	0,5 Ω	1
R10, R11	Resistencia SMD 0805	15 k Ω	2
R12	Resistencia SMD 0805	3 k Ω	1
R13	Resistencia SMD 0805	220 Ω	1
R16	Resistencia SMD 0805	5,6 k Ω	1
R18	Resistencia SMD 0805	100 Ω	1
R19	Resistencia SMD 0805	3,3 k Ω	1
L1	Toroide RF T94-7	2,12 μ H	1
L2	Toroide RF T68-7	1,90 μ H	1
L3	Toroide RF T68-7	423,83 nH	1
L4	Toroide RF T68-7	392,39 nH	1
L5	Toroide RF T68-7	185,84 nH	1
C1, C7, C9, C12, C14	Condensador SMD 2220, X7R	10 μ F	4
C6, C11, C19, C21, C23 C25, C27, C29	Condensador SMD 0805, X7R	2,2 μ F	8
C2, C8, C10, C13, C15 C48	Condensador SMD 0805, X7R	1 μ F	6
C3, C16, C20, C22, C24, C26, C28, C30, C44, C45	Condensador SMD 0805, NP0	100 nF	10
C46	Condensador SMD 0805, NP0	15 nF	1



		Valor	
C4, C17, C47, C48	Condensador SMD 0805, NP0	10 nF	4
C5, C18	Condensador SMD 0805, NP0	1 nF	2
C32, C38	Condensador SMD 2220, mica	2 nF	6
C33, C34, C35, C39	Condensador SMD 2220, mica	1 nF	12
C40	Condensador SMD 1812, mica	390 pF	1
C36, C41	Condensador SMD 1210, mica	100 pF	3
C42	Condensador SMD 0805, mica	27 pF	1
C37	Condensador SMD 0805, mica	15 pF	1



Anexo D. Fotolitos

1. Documento 1: Fotolito de la cara TOP de la PCB del prototipo.
2. Documento 2: Fotolito de la cara BOTTOM de la PCB del prototipo.

