UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN**

**Contribución al estudio de Sistemas VLC en entornos
domóticos**

TESIS DOCTORAL

Guillermo del Campo Jiménez

Ingeniero de Telecomunicación

Madrid, 2017

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA FOTÓNICA Y
BIOINGENIERÍA
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**Contribución al estudio de Sistemas VLC en entornos
domóticos**

TESIS DOCTORAL

Autor:

Guillermo del Campo Jiménez

Director:

Francisco José López Hernández

Madrid, 2017

TRIBUNAL

Nombrado por el Mgfco. y Excmo. Sr. Rector de la Universidad
Politécnica de Madrid

Presidente:

Vocal:

Vocal:

Vocal:

Secretario:

Realizado el acto de Defensa y Lectura de la Tesis el día de
de 2017 en Pozuelo de Alarcón (Madrid).

CALIFICACIÓN:

EL PRESIDENTE

LOS VOCALES

EL SECRETARIO

*Porque si hay un contrincante al
que debes vencer en una carrera
de larga distancia, ése no es otro
que el tú de ayer.*

Haruki Murakami

Agradecimientos

Ha sido un camino largo, demasiado, con cambio de tema tras los primeros años, con la compatibilización con otros proyectos, con errores en las medidas, con obstáculos para las publicaciones, con desmotivaciones, pero como con todo en la vida, lo importante es alcanzar la meta y aprender por el camino. Así, quiero agradecer de corazón a todas las personas que, de una forma u otra, me han acompañado en este trayecto.

A mis padres, por su apoyo continuo, por motivarme en los buenos y en los malos momentos, pero también por decirme lo que piensan aunque no vaya a gustarme. Y a mi hermano por estar ahí y verlo todo tan fácil.

A Dustin, por tener las ideas que tiene y darme la oportunidad de investigar en temas tan interesantes, por su ayuda, su confianza y por su forma de ser. Y por buscar soluciones ante las dificultades.

A Rafa, por su incalculable ayuda en la orientación del trabajo y sus consejos de madridista.

A Asun, por darme la opción de trabajar en el CeDInt, ayudarme en mi formación profesional y estar siempre para cualquier asunto.

A todo el personal del CeDInt, por contribuir a que cada día sea mejor, a los que están y a los que ya no, en especial a Rocío, Kike, Jorge, Jaime, Igor, Edu, Antonio, David, Ángel, Jorge, Jie, Jorge, Silvia, Carmen, Fran, Luca, Belén, Edu, Milena y Gonzalo.

A todo el personal del TFO que siempre me ha ayudado y por su trato cada vez que paso por allí.

A mis amigos de Madrid, a los del triatlón y a los del basket porque hacen que la vida sea mucho más amable con vosotros.

A mis amigos de toda la vida, porque cada vez que nos vemos parece que no pasan los años.

Resumen

Durante la última década, la sustitución de las luminarias tradicionales (incandescentes, fluorescentes) por lámparas basadas en tecnología LED se ha incrementado de forma exponencial, debido sobre todo a su alta eficiencia energética. Las comunicaciones por luz visible (VLC) se basan en el uso dual de las lámparas LED para iluminación y transmisión de información, aprovechando los bajos tiempos de conmutación de los LEDs. De este modo, las VLC se presentan como una alternativa o complemento a los sistemas de comunicaciones tradicionales en entornos domóticos. En los últimos años se han realizado una gran cantidad de trabajos orientados a maximizar la tasa transmisión de los sistemas VLC, en especial mediante técnicas de modulación de alta eficiencia espectral como OFDM. Sin embargo, no se ha estudiado cómo afecta la utilización de las luminarias LED como emisor VLC a su principal ventaja como tecnología de iluminación, que es la eficiencia energética.

En esta tesis, se parte de la hipótesis de que la forma de onda de la señal de modulación VLC influye en la eficiencia energética de la luminaria LED, y en concreto en el rendimiento energético de su elemento de control o driver. Los drivers de iluminación LED suelen ser fuentes conmutadas que aplican a la fuente de luz una corriente constante. La utilización de una señal de modulación con forma de onda conmutada se corresponde con este principio. Sin embargo, la utilización de una señal de modulación con forma de onda continua, empleada en las técnicas de modulación como OFDM, modifica la naturaleza de la corriente tanto en la fuente de luz (LED) como en el driver, lo que afectará a su comportamiento.

El objetivo principal de esta tesis es el análisis del efecto de la forma de onda de la señal de modulación en el rendimiento energético del driver VLC. Para ello, el trabajo se divide en tres partes: modelo teórico; validación del modelo mediante simulaciones y experimentos; y obtención de resultados. Para analizar la eficiencia energética del driver, se define el factor de calidad “ η ”, al que se denomina Rendimiento Energético del driver

y cuyo valor es el cociente entre la potencia convertida en luz y la potencia total disipada. En el modelo teórico se analiza el rendimiento del driver VLC (y de sus componentes LED y MOS por separado) en función de la forma de onda de la señal (conmutada o continua). A continuación, se prueba el modelo teórico mediante dos tipos de simulaciones: circuital, que tiene en cuenta efectos resistivos y capacitivos; y funcional, que determina el límite ideal del rendimiento energético. Posteriormente, se valida el modelo y las simulaciones con medidas reales. Por último, se analiza el efecto de esquemas de modulación que se emplean en sistemas de comunicación reales (OOK, VPPM y OFDM) en la eficiencia energética de la luminaria LED.

De los resultados obtenidos en esta tesis se extrae que existe una fuerte dependencia entre la forma de onda de la señal de modulación y el rendimiento energético del driver VLC (y consecuentemente de la luminaria LED). El rendimiento del driver es bastante mayor para las técnicas de modulación basadas en señales conmutadas (OOK, VPPM) que para las que utilizan señales continuas (OFDM). El rendimiento óptimo para las señales con forma de onda conmutada está entre el 93 % y el 95 %, mientras que para las señales con forma de onda continua, varía entre el 66 % y el 81 %. Por otro lado, se ha demostrado que el nivel de iluminación de la lámpara LED afecta al rendimiento energético del driver VLC, en especial para las formas de onda continua. Como para las señales continuas, la amplitud de la señal, la potencia y la SNR dependen del nivel de iluminación, su variación afectará a la demodulación de la señal en el receptor VLC.

En conclusión, los resultados obtenidos en esta tesis aconsejan la utilización de técnicas de modulación basadas en formas de onda conmutadas (OOK, VPPM) para no degradar la eficiencia energética de las luminarias LED al ser utilizadas como emisores VLC. Al tratarse del primer trabajo realizado en este ámbito, de esta tesis se derivan numerosas líneas abiertas, como el análisis energético de otras técnicas de modulación o el diseño de drivers eficientes al tratar con formas de onda continuas.

Abstract

Over the last decade, white light emitting diodes (WLED) based luminaries have been exponentially replacing traditional lamps (incandescent, fluorescent), due to their long lifetime and low heat generation, but mainly because of their high energy efficiency. Visible Light Communication (VLC) is based on the dual use of LED lamps for illumination and information transmission, making use of the LED short switching times. Therefore, VLC is viewed as an alternative or complement to the traditional communication systems in home scenarios. Over the last years, many research efforts have been oriented to maximize the transmission rate of VLC systems, especially through the use of high spectral efficiency modulation techniques as OFDM. However, it has not been studied how the use of an LED lamp as a VLC emitter affects its main advantage as lighting technology, which is energy efficiency.

In this thesis, it is assumed the following hypothesis: the waveform of the VLC modulation signal influences the energy efficiency of the LED luminaire, and specifically the energy performance of its control element or driver. LED lamp drivers are usually formed by switching power supplies which apply a constant current to the light source. Using a switched waveform modulation signal fits this principle. However, utilizing a continuous waveform modulation signal, as employed in modulation techniques as OFDM, modifies the current nature both in the light source (LED) and the driver, affecting their behaviour.

The main goal of this thesis is to analyse how the waveform of the modulation signal affects the energy performance of the VLC driver. For that purpose, the work is divided into three steps: theoretical model; model validation through simulations and experiments; and results achievement. In order to analyse the driver energy efficiency, the quality factor “ η ”, named driver Energy Efficiency Ratio is defined. “ η ” is the ratio between the power dissipated by the LED and the total dissipated power. At the theoretical model, the efficiency ratio of the VLC driver (and its LED and MOS elements

individually) depending on the signal waveform (switched or continuous) is analysed. Then, the theoretical model is tested with two types of simulations: circuital, which considers resistive and capacitive effects; and functional, which determines the efficiency ratio ideal limit value. Afterwards, model and simulations are validated by real measurements. Finally, the effect of the modulation techniques used in real communication systems (OOK, VPPM and OFDM) on the LED luminaire energy efficiency is analysed.

Based on the results obtained in this thesis, there exists a strong dependency between the waveform of the modulation signal and the energy efficiency ratio of the VLC driver (and consequently of the LED luminaire). The efficiency ratio of the driver is significantly higher for the modulation techniques based on switched signals (OOK, VPPM) than for those which use continuous signals (OFDM). The optimum ratio for the switched waveform signals ranges from 93 % to 95 %, while for the continuous waveform signals varies between 66 % and 81 %. On the other hand, results show that the illumination level of the LED lamp affects the energy efficiency ratio of the VLC driver, especially for the continuous waveforms. For the continuous signals, their signal amplitude, power and SNR depend on the level of illumination, therefore, its change will affect the demodulation process at the VLC receiver.

In conclusion, the obtained results from this thesis recommend to employ modulation techniques based on switched waveforms (OOK, VPPM) in order not to reduce the energy efficiency of LED luminaires when used as VLC emitters. Due to the fact that it is the first research work within this scope, there are many possible future works derived from this thesis, such as the energy efficiency analysis of other modulation techniques or the design of energy efficient drivers when managing continuous waveforms.

Índice de contenido

Resumen	IX
Abstract	XI
Capítulo 1. Introducción	1
1.1 Contexto del trabajo	1
1.2 Hipótesis	3
1.3 Objetivos concretos de la tesis	3
1.4 Organización del documento	4
Capítulo 2. Estado del Arte en Iluminación LED y Sistemas VLC	5
2.1 Fundamentos de la iluminación LED	5
2.2 Drivers de iluminación LED	8
2.3 Fundamentos de los sistemas VLC	10
2.4 Modulaciones VLC	12
2.5 Drivers VLC	14
Capítulo 3. Modelo Teórico	15
3.1 Introducción	15
3.2 Modelo del LED	16
3.2.1 Modelo exponencial	17
3.2.2 Modelo polinómico	19
3.3 Modelo del MOS	20
3.3.1 Modelo circuital básico	21
3.3.2 Modelo dinámico	24

3.3.3	Forma de onda conmutada	25
3.3.4	Forma de onda continua	26
3.4	Modelo del driver.....	26
3.4.1	Curva I-V del driver VLC.....	28
3.4.2	Rendimiento teórico del driver VLC (η)	31
Capítulo 4.	Validación del Modelo Teórico: Simulaciones	33
4.1	Introducción	33
4.2	Caracterización experimental de los componentes	34
4.2.1	Caracterización del dispositivo MOSFET	34
4.2.2	Caracterización del dispositivo LED	40
4.3	Modelo Circuital (MULTISIM SPICE).....	45
4.3.1	Modelo Teórico	45
4.3.2	Modelo del driver	49
4.4	Modelo Funcional o de bloques (SIMULINK-MATLAB)	55
4.4.1	Modelo Teórico	55
4.4.2	Modelo del Driver VLC	57
4.5	Comparativa entre los dos modelos de simulación.....	60
Capítulo 5.	Validación Experimental.....	63
5.1	Introducción	63
5.2	Montaje y Procedimiento Experimental	63
5.2.1	Driver VLC	64
5.2.2	Instrumentación empleada	65
5.2.3	Procedimiento experimental	67
5.3	Efecto del nivel de iluminación	69
5.3.1	Forma de onda conmutada (señal cuadrada).....	69
5.3.2	Forma de onda continua (señal sinusoidal).....	72
5.3.3	Análisis comparativo.....	74
5.4	Efecto de la frecuencia de la señal.....	76
5.4.1	Forma de onda conmutada (señal cuadrada).....	76
5.4.2	Forma de onda continua (señal sinusoidal).....	78
5.4.3	Análisis comparativo.....	79

5.5 Validación del Modelo de Simulación.....	81
Capítulo 6. Resultados	83
6.1 Introducción	83
6.2 Señales básicas de referencia.....	83
6.2.1 Forma de onda conmutada de referencia (señal cuadrada)	83
6.2.2 Forma de onda continua de referencia (señal sinusoidal)	85
6.3 Señal OOK.....	87
6.4 Señal VPPM.....	89
6.5 Señal OFDM	90
6.6 Discusión de los resultados.....	93
6.6.1 Formas de onda conmutadas	93
6.6.2 Formas de onda continuas.....	94
6.6.3 Formas de onda conmutadas vs formas de onda continuas	95
Capítulo 7. Conclusiones y Líneas Futuras.....	99
7.1 Conclusiones	99
7.2 Líneas futuras.....	100
Bibliografía	i
Contribuciones y Trabajos Propios relacionados con esta tesis	xi
Anexo I	1

Índice de figuras

<i>Figura 2.1. Comparación de la eficacia (lm/W) de diferentes tecnologías de iluminación: halogenuros metálicos (400W HPI plus Philips), fluorescencia por inducción (250W Icetron Sylvania-Osram), fluorescencia con tubos TL5 (4x80W Master TL5 HO 80W/840 1SL Philips) y LED (200W Luxeon Rebel ES Philips) Fuente: [Serrano15]</i>	6
<i>Figura 2.2. Espectro de emisión para la fuente RGB y la fuente “blanca” (White LED). Fuente: http://electronicdesign.com/energy/test-your-high-power-led-iq</i>	7
<i>Figura 2.3. Configuraciones de las cadenas de WLED: serie (a), paralelo (b) y serie-paralelo (c). Fuente: http://www.ngineering.com/</i>	7
<i>Figura 2.4. Drivers LED de baja potencia: resistencia de control (a) y regulador lineal (b)</i>	8
<i>Figura 2.5. Driver LED de baja potencia con fuente conmutada</i>	9
<i>Figura 2.6. Configuraciones “buck” (a), “boost” (b) y “flyback” (c)</i>	10
<i>Figura 3.1. Esquema del modelo teórico de un dispositivo LED</i>	16
<i>Figura 3.2. Curva característica I-V del LED</i>	17
<i>Figura 3.3. I_{LED}, V_{LED} y P_{LED} señal cuadrada para el modelo exponencial de un LED</i>	18
<i>Figura 3.4. I_{LED}, V_{LED} y P_{LED} señal sinusoidal para el modelo exponencial de un LED</i>	19
<i>Figura 3.5. I_{LED}, V_{LED} y P_{LED} señal cuadrada (a) y señal sinusoidal (b) para el modelo polinómico de un LED</i>	20
<i>Figura 3.6. Esquema básico de un MOS de canal N</i>	21
<i>Figura 3.7. Circuito equivalente del modelo circuital del MOS</i>	22
<i>Figura 3.8. Zonas de funcionamiento de un transistor MOS de canal N</i>	23
<i>Figura 3.9. Modelo dinámico del MOS canal N</i>	24
<i>Figura 3.10. Disipación de potencia en un MOS en conmutación para altas frecuencias</i>	25
<i>Figura 3.11. Esquema del driver simplificado</i>	27
<i>Figura 3.12. Gráfica conjunta de las curvas I-V de LED y MOS (driver VLC)</i>	29
<i>Figura 3.13. Gráfica conjunta de las curvas I-V para la forma de onda conmutada</i>	30
<i>Figura 3.14. Gráfica conjunta de las curvas I-V para la forma de onda continua</i>	30
<i>Figura 3.15. Rendimiento del modelo teórico del driver VLC</i>	32
<i>Figura 4.1. Circuito de caracterización del dispositivo MOS</i>	35
<i>Figura 4.2. Curva característica experimental del dispositivo MOS BS170</i>	36

<i>Figura 4.3. Curvas característica del dispositivo MOS BS170: zona óhmica (a) y general (b)</i>	36
<i>Figura 4.4. Curva característica experimental del BS170 en la zona óhmica</i>	37
<i>Figura 4.5. Curva característica experimental del MGSF1N03L</i>	38
<i>Figura 4.6. Curva característica del dispositivo MGSF1N03L</i>	39
<i>Figura 4.7. Curva característica experimental del MGSF1N03L en la zona óhmica</i>	39
<i>Figura 4.8. Esquema de caracterización del dispositivo LED</i>	40
<i>Figura 4.9. Circuito de caracterización del dispositivo LED</i>	41
<i>Figura 4.10. Montaje para la caracterización experimental de los dispositivos LED</i>	42
<i>Figura 4.11. Dispositivos emisor (a) y receptor (b) utilizados en la caracterización experimental de los dispositivos LED</i>	42
<i>Figura 4.12. Curva característica experimental del LED HP803NW</i>	43
<i>Figura 4.13. Recta de carga de la aproximación de la ecuación del modelo exponencial del LED para despejar R_S y N: valores experimentales (puntos) y línea de tendencia (línea de puntos)</i>	44
<i>Figura 4.14. Curvas I-V del LED: experimental y modelo</i>	45
<i>Figura 4.15. Circuito de la simulación del Modelo Circuital del LED</i>	46
<i>Figura 4.16. Señales resultantes de la simulación del modelo circuital para el dispositivo LED: V_{LED} (rojo) e I_{LED} (verde)</i>	46
<i>Figura 4.17. Valores numéricos de las señales resultantes de la simulación</i>	47
<i>Figura 4.18. I_{LED}, V_{LED} y P_{LED}: cuadrada (a) y sinusoidal (b) para el modelo circuital de un LED</i>	47
<i>Figura 4.19. Rendimiento del modelo teórico del driver para la simulación circuital</i>	49
<i>Figura 4.20. Esquema de la simulación circuital del modelo del driver VLC</i>	49
<i>Figura 4.21. Señal de corriente I_{LED} con distorsión</i>	51
<i>Figura 4.22. Señales resultantes de la simulación circuital para la forma de onda conmutada: (a) señales medidas en el circuito y (b) señales calculadas de potencia disipada</i>	51
<i>Figura 4.23. Señales resultantes de la simulación circuital para la forma de onda continua: (a) señales medidas en el circuito y (b) señales calculadas de potencia disipada</i>	52
<i>Figura 4.24. Rendimiento del driver VLC en función del nivel de iluminación para la simulación circuital</i>	54
<i>Figura 4.25. Rendimiento del driver VLC en función de la frecuencia para la simulación circuital</i>	55
<i>Figura 4.26. Esquema de la simulación funcional del Modelo Teórico</i>	56
<i>Figura 4.27. Rendimiento del modelo teórico del driver para la simulación funcional</i>	56
<i>Figura 4.28. Esquema de la simulación funcional del driver VLC</i>	57
<i>Figura 4.29. Rendimiento del driver VLC en función del nivel de iluminación para la simulación funcional</i>	59
<i>Figura 4.30. Rendimiento del driver VLC en función de la frecuencia para la simulación funcional</i>	60
<i>Figura 4.31. Comparativa del rendimiento del driver para la forma de onda conmutada</i>	60
<i>Figura 4.32. Comparativa del rendimiento del driver para la forma de onda continua</i>	61
<i>Figura 5.1. Montaje experimental para la realización de las medidas</i>	64
<i>Figura 5.2. Esquemático (a) y montaje experimental (b) del driver VLC</i>	65
<i>Figura 5.3. Generador de funciones 33220A</i>	65
<i>Figura 5.4. Fuente de alimentación E3630A</i>	66
<i>Figura 5.5. Osciloscopio MSO9254A</i>	66
<i>Figura 5.6. Ejemplo de captura de las señales</i>	67
<i>Figura 5.7. Ejemplo de archivo CSV con los valores de las señales medidas</i>	68
<i>Figura 5.8. Señal de corriente del LED (cuadrada) con $dc = 20\%$ (a) y $dc = 80\%$ (b)</i>	71

<i>Figura 5.9. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda conmutada en función del nivel de iluminación</i>	71
<i>Figura 5.10. Señal de corriente del LED para la forma de onda continua</i>	73
<i>Figura 5.11. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda continua en función del nivel de iluminación</i>	74
<i>Figura 5.12. Comparativa del rendimiento del driver experimental en función del nivel de iluminación</i>	75
<i>Figura 5.13. Rendimiento óptimo en función del nivel de iluminación</i>	76
<i>Figura 5.14. Corrientes en el LED para diferentes frecuencias y tensiones de alimentación de la forma de onda conmutada</i>	77
<i>Figura 5.15. Corrientes en el LED para diferentes frecuencias y tensiones de alimentación de la forma de onda continua</i>	79
<i>Figura 5.16. Comparativa del driver experimental en función de la frecuencia</i>	79
<i>Figura 5.17. Rendimiento óptimo del driver en función de la frecuencia</i>	80
<i>Figura 5.18. Comparativa del rendimiento experimental (a) y simulación (b) para forma de onda conmutada</i>	81
<i>Figura 5.19. Comparativa del rendimiento experimental (a) y simulación (b) para forma de onda continua</i>	81
<i>Figura 6.1. Rendimiento del driver para la señal cuadrada de referencia</i>	85
<i>Figura 6.2. Amplitud de la señal de corriente para la forma de onda continua</i>	86
<i>Figura 6.3. Rendimiento del driver para la señal sinusoidal de referencia</i>	87
<i>Figura 6.4. Generación de la señal OOK de control del driver VLC</i>	87
<i>Figura 6.5. Rendimiento del driver VLC para la señal OOK</i>	89
<i>Figura 6.6. Rendimiento del driver VLC para la señal VPPM</i>	90
<i>Figura 6.7. Amplitud de la señal de corriente para la señal OFDM</i>	92
<i>Figura 6.8. Rendimiento del driver VLC para la señal OFDM</i>	92
<i>Figura 6.9. Rendimiento del driver VLC para las señales conmutadas</i>	94
<i>Figura 6.10. Rendimiento del driver para las señales continuas</i>	95
<i>Figura 6.11. Comparativa del rendimiento del driver VLC de todas las señales analizadas</i>	96
<i>Figura 7.1. Estructura de fuentes conmutadas para generar señales continuas</i>	101
<i>Figura 7.2. Señales de tensión mínima (a), máxima (b) e intermedia para una estructura con cuatro fuentes conmutadas</i>	102

Índice de tablas

<i>Tabla 3.1. Rendimiento teórico del driver VLC</i>	31
<i>Tabla 4.1. Principales parámetros de los dispositivos BS170 y MGSF1N03L</i>	35
<i>Tabla 4.2. Comparativa de la corriente I_{DS} en la zona de saturación (BS170)</i>	37
<i>Tabla 4.3. $R_{DS(on)}$ del BS170 calculada a partir de la caracterización experimental</i>	38
<i>Tabla 4.4. Comparativa de la corriente I_{DS} en la zona de saturación (MGSF1N03L)</i>	39
<i>Tabla 4.5. $R_{DS(on)}$ del MGSF1N03L calculada a partir de la caracterización experimental</i>	40
<i>Tabla 4.6. Rendimiento energético de la simulación circuital del modelo teórico</i>	48
<i>Tabla 4.7. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda conmutada con la simulación circuital</i>	53
<i>Tabla 4.8. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda continua con la simulación circuital</i>	53
<i>Tabla 4.9. Rendimiento energético de la simulación funcional del modelo teórico</i>	56
<i>Tabla 4.10. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda conmutada con la simulación funcional</i>	58
<i>Tabla 4.11. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda continua con la simulación funcional</i>	58
<i>Tabla 5.1. Rendimiento del driver, nivel de iluminación y amplitud de corriente para la forma de onda conmutada</i>	70
<i>Tabla 5.2. Rendimiento del driver, nivel de iluminación y amplitud de corriente para la forma de onda continua</i>	72
<i>Tabla 5.3. Rendimiento óptimo para cada forma de onda en función del nivel de iluminación</i>	75
<i>Tabla 5.4. Rendimiento del driver (%) al variar la frecuencia para la forma de onda conmutada</i>	77
<i>Tabla 5.5. Rendimiento del driver (%) al variar la frecuencia para la forma de onda continua</i>	78
<i>Tabla 5.6. Rendimiento óptimo para cada forma de onda en función de la frecuencia</i>	80
<i>Tabla 6.1. Rendimiento del driver para la señal cuadrada de 200 kHz</i>	84
<i>Tabla 6.2. Rendimiento del driver para la señal sinusoidal de 200 kHz</i>	85
<i>Tabla 6.3. Rendimiento del driver para la señal OOK</i>	88
<i>Tabla 6.4. Rendimiento del driver para la señal VPPM</i>	89
<i>Tabla 6.5. Rendimiento del driver de la señal OFDM</i>	91
<i>Tabla 6.6. Rendimiento del driver de las formas de onda conmutadas</i>	93
<i>Tabla 6.7. Rendimiento del driver de las forma de onda continuas</i>	94

Acrónimos

AC	Alternating current
ACO-OFDM	Asymmetrically clipped optical OFDM
ADO-OFDM	Asymmetrically clipped DC biased optical OFDM
APD	Avalanche photodiode
BER	Bit error rate
BPSK	Binary phase-shift keying
BW	Bandwidth
CCD	Charge-coupled device
CCT	Correlated color temperature
CIM	Color intensity modulation
CMOS	Complementary metal–oxide–semiconductor
CO ₂	Carbon dioxide
CRI	Color rendering index
CSK	Color shift keying
DC	Direct current
DCO-OFDM	DC biased optical OFDM
DMT	Discrete multitone
FSO	Free space optics
GCM	Generalized color modulation

HetNet	Heterogeneous networks
IEEE	Institute of electrical and electronics engineers
IoT	Internet of things
LED	Light-emitting diode
MOS	Metal–oxide–semiconductor
MOSFET	The metal–oxide–semiconductor field-effect transistor
MPSK	Multiple phase-shift keying
M-QAM	Multiple quadrature amplitude modulation
OCC	Optical camera communications
OFDM	Orthogonal frequency-division multiplexing
OOK	On-off keying
PHY	Physical layer (Modelo OSI)
PLC	Power line communications
PPM	Pulse-position modulation
PWM	Pulse width modulation
RAN	Radio access network
RF	Radio frequency
RGB	Red-green-blue
RGBA	Red-green-blue-ambar
SNR	Signal-to-noise ratio
SSL	Solid state lighting
VLC	Visible light communications
VPPM	Variable pulse position modulation
WDM	Wavelength-division multiplexing
WLED	White LED
WSN	Wireless sensor network
5G	5th generation mobile networks
5GPP	5G public-private partnership association

Capítulo 1. Introducción

1.1 Contexto del trabajo

Durante los últimos años, el desarrollo de las redes de comunicación inalámbricas ha sido exponencial, en especial el incremento de transmisión de datos desde dispositivos móviles, lo que ha hecho necesario el desarrollo de nuevas tecnologías para aumentar la capacidad de los sistemas de comunicación. El aumento de datos a transmitir viene motivado por el alto número de dispositivos (teléfonos inteligentes, portátiles, tabletas) así como el tipo de contenido asociado (multimedia, juegos, etc.). Cisco predice que el tráfico mundial de datos para terminales móviles va a aumentar desde 2,5 EB/mes (2,5 exabyte/mes) en el año 2014 a más de 30 EB/mes en 2020 [CVN13].

Por otro lado, con la aparición del paradigma del Internet de las Cosas (IoT), se prevé la interconexión de todos los dispositivos electrónicos a través de Internet, posibilitando el intercambio directo de información y disminuyendo la interacción humana [Suresh14]. En el contexto del IoT se integran tecnologías como las redes de sensores (WSN), caracterizadas por la presencia de un gran número de dispositivos de baja latencia pero con limitaciones en la capacidad de procesamiento y la vida útil de sus baterías.

Para poder dar soporte a un número tan alto de dispositivos y de información, así como la heterogeneidad de la red, actualmente se está trabajando en la quinta generación de redes móviles, o redes 5G. Aunque no se espera su implementación hasta, al menos, el año 2020, se están realizando grandes esfuerzos orientados a optimizar el uso del espectro electromagnético, aumentar la capacidad de los canales y reducir el consumo energético, mientras se busca mantener los objetivos de calidad del servicio y movilidad [Bangerter14] [Wang14]. Los sistemas 5G estarán basados en redes heterogéneas

(HetNets) y tecnologías de acceso de radio (RATs) avanzadas [Farooq16]. Las HetNets se caracterizan por estar formadas por numerosas pequeñas celdas, para así minimizar la potencia de transmisión y el área de cobertura requeridos, permitiendo la reutilización del espectro y mejorando la capacidad del canal [Li14].

Debido al aumento del número de dispositivos, el consumo energético de los sistemas de comunicación se presenta como uno de los aspectos más importantes para las redes 5G. Aproximadamente el 2 % de las emisiones de dióxido de carbono (CO₂) globales se deben a las tecnologías de comunicación [Yong13], cantidad que se verá fuertemente incrementada con el número creciente de dispositivos. Más de la mitad del consumo energético de las redes móviles se produce en los nodos de acceso a la red [Hu14]. De este modo, las tecnologías de comunicaciones deben ser los más energéticamente eficientes posibles.

Las comunicaciones mediante luz visible (VLC) se presentan como una clara alternativa para ser utilizadas dentro de las redes 5G, en especial en los entornos cerrados o interiores, aprovechando la existencia de infraestructuras de iluminación. De hecho, la 5G Infrastructure Public Private Partnership (5GPP), la considera como una de las nuevas tecnologías de acceso de radio (RAN) [Net14], resaltando su importancia para sistemas de localización en interiores, aplicaciones de alta tasa de transmisión, pero sobre todo porque permite combinar la transmisión de información y la eficiencia energética.

Desde la aparición de los sistemas de comunicación VLC, el trabajo de investigación se ha centrado principalmente en la búsqueda de mecanismos para aumentar la velocidad de transmisión, ya sea mediante la optimización de los diferentes elementos del sistema de comunicaciones (emisor, canal y receptor) o aumentando la eficiencia espectral de las técnicas de modulación. Resultados de estudios teóricos, simulaciones y experimentos han presentado el potencial desde el punto de vista del ancho de banda de estas comunicaciones, alcanzando tasas de transmisión de 1 Gbps [Azhar13] [Cossu14].

Estos avances en la tasa de transmisión, y en concreto en las técnicas y esquemas de modulación empleados, no se han acompañado del análisis de su efecto en la función básica de la luminaria o lámpara LED (o SSL), que es la iluminación. Sin embargo, durante los últimos años, han aparecido varios trabajos de investigación que se han hecho eco de la necesidad de no olvidar que los emisores VLC son en primer lugar lámparas LED: [Gancarz13] analiza los requisitos de los sistemas VLC centrándose en diversos parámetros que afectan a la percepción de la luz por parte del ojo humano como el color o el nivel de iluminación, mientras que [Tsiatmas14] identifica las limitaciones a las que se enfrentan los sistemas VLC para cumplir con los requisitos de un sistema de iluminación en términos de ancho de banda, potencia recibida y coste, y a su vez [Popoola16] estudia el efecto de las modulaciones OOK y OFDM en métricas de

iluminación LED como el CRI (Índice de reproducción cromática), la CCT (Correlación de la temperatura del color) y la cromaticidad.

Estos trabajos pretenden mantener una de las ventajas más importantes de la tecnología LED respecto a otras tecnologías tradicionales (fluorescente, incandescente) en los sistemas de iluminación: su mayor rendimiento, medido como la cantidad de energía necesaria para producir luz y expresado en lúmenes por vatio (lm/W). Una lámpara halógena presenta un rendimiento del orden de 20 lm/W, una lámpara fluorescente del orden de los 60 lm/W mientras que una lámpara LED consigue rendimientos superiores a los 100 lm/W. Hasta la fecha no se ha realizado ningún análisis de cómo la utilización de las lámparas LED como fuentes de datos en los sistemas VLC afecta a su rendimiento.

1.2 Hipótesis

Este trabajo parte de la hipótesis de que la naturaleza o forma de onda de la señal de modulación empleada en un sistema VLC afecta al rendimiento de las lámparas de estado sólido (SSL). Una lámpara SSL está formada por una fuente de luz (diodo LED o array de diodos LED) y una electrónica para adaptar la alimentación y controlar su funcionamiento (driver). Los drivers de este tipo de lámparas suelen ser fuentes conmutadas que aplican a la fuente de luz una corriente constante. La utilización de una señal de modulación con forma de onda conmutada se corresponde con este principio. Sin embargo, la utilización de una señal de modulación con forma de onda continua modifica la naturaleza de la corriente tanto en la fuente de luz (LED) como en el driver, lo que afectará a su funcionamiento.

Por otro lado, tanto en los drivers de lámparas LED como en los de los sistemas VLC el elemento encargado de controlar la corriente que se suministra al LED suele ser un dispositivo MOSFET, cuyo comportamiento está condicionado por la forma de onda de la señal, como se verá en el desarrollo de este trabajo, y que, en último extremo, puede afectar a la eficiencia global del sistema de iluminación/transmisión.

1.3 Objetivos concretos de la tesis

El objetivo principal de esta tesis es el análisis del efecto de la forma de onda de la señal de modulación en el rendimiento energético del driver VLC. A partir de esta hipótesis se pretende demostrar que:

- La utilización de señales de modulación VLC basadas en formas de onda conmutadas mantiene el alto rendimiento propio de las lámparas LED.

- El uso de señales de modulación VLC basadas en formas de onda continua reduce el rendimiento de las lámparas LED de forma significativa.

Otros objetivos de esta tesis son:

- Analizar cómo afecta la regulación del nivel de iluminación (dimming) al rendimiento energético del driver VLC y su dependencia con la forma de onda de la señal de modulación.
- Analizar la dependencia del rendimiento energético del driver VLC con la frecuencia y forma de onda de la señal moduladora.
- El desarrollo y validación experimental de un modelo del driver VLC que permita el análisis planteado en esta tesis para todo tipo de señales de modulación.

1.4 Organización del documento

Este documento se ha estructurado de la siguiente manera:

- En el Capítulo 2 se expone el estado del arte, haciendo un repaso de los principales fundamentos y trabajos de investigación que se han estudiado de forma previa y durante la realización del trabajo: fundamentos de la iluminación LED, drivers LED, fundamentos de los sistemas VLC, modulaciones VLC y drivers VLC.
- En el Capítulo 3 se presenta el modelo teórico del driver VLC utilizado durante el trabajo y se introduce el concepto de rendimiento energético del driver. Además, se realiza un análisis teórico del rendimiento en función de la forma de onda de la señal.
- En el Capítulo 4 se realiza la validación del modelo teórico mediante la uso de dos modelos de simulación: circuital y funcional.
- En el Capítulo 5 se demuestra la validez del modelo teórico y de los modelos de simulación mediante su comprobación experimental.
- En el Capítulo 6 se presentan los resultados obtenidos al aplicar las formas de onda propias los esquemas de modulación OOK, VPPM y OFDM.
- En el Capítulo 7 se recogen las conclusiones de los capítulos anteriores y se plantean una serie de líneas abiertas derivadas de los resultados obtenidos en este trabajo.

Capítulo 2. Estado del Arte en Iluminación LED y Sistemas VLC

2.1 Fundamentos de la iluminación LED

La iluminación artificial es responsable del 19 % del consumo mundial de electricidad y del 14 % en la Unión Europea [IEA16]. El Parlamento Europeo ha fijado como objetivo ahorrar un 20 % en energía primaria [PE12]. Por otra parte, la concienciación frente al cambio climático ha producido que las administraciones impulsen políticas para favorecer la eficiencia energética [EC14] y la utilización de tecnologías que reduzcan las emisiones de CO₂ [IDAE11].

Durante los últimos años, la iluminación tradicional, basada en tecnología fluorescente, incandescente o halógena, está siendo sustituida por la iluminación basada en tecnología LED. La principal causa es su eficacia luminosa o eficiencia, actualmente superior a los 100 lm/W en dispositivos comerciales y con previsión de alcanzar más de 200 lm/W en los próximos años, lo que favorece el ahorro y la eficiencia energética [Fener15]. En la figura 2.1 se representa la comparación de la eficacia (lm/W) de cuatro tecnologías de iluminación comerciales [Serrano15]: halogenuros metálicos (HM), fluorescencia por inducción, fluorescencia con tubos de 16 mm de diámetro (TL5) y LED.

Otras ventajas de la tecnología LED respecto a otras fuentes de luz convencionales son:

- Larga vida útil: hasta 100 000 horas en condiciones normales de funcionamiento [RAB16].

- Variedad cromática: la tecnología actual permite el diseño y ajuste del color de la luz [Wang12].
- No dependencia con la temperatura: funcionamiento en un amplio rango de temperaturas y alta eficiencia a bajas temperaturas [Guo12].

Figura 2.1. Comparación de la eficacia (lm/W) de diferentes tecnologías de iluminación: halogenuros metálicos (400W HPI plus Philips), fluorescencia por inducción (250W Ictron Sylvania-Osram), fluorescencia con tubos TL5 (4x80W Master TL5 HO 80W/840 1SL Philips) y LED (200W Luxeon Rebel ES Philips) Fuente: [Serrano15]

Numerosos estudios prevén que para el año 2020 el 75 % de la iluminación esté basada en LED [Philips10] y apuntan que la sustitución de las tecnologías de iluminación tradicionales por esta tecnología podría suponer un ahorro energético del orden del 45 % [EV14].

La luz blanca propia de los sistemas de iluminación se genera en productos comerciales generalmente utilizando dos métodos: mezclando fuentes LED monocromáticas de colores rojo, verde y azul (RGB) [Muthu02] o incluso añadiendo el color ámbar (RGBA) [Kini12]; o modificando el espectro de emisión de una fuente LED bien añadiendo una capa de fósforo amarillo a un LED azul [Yu10] o fósforos RGB a un LED ultravioleta (UV) [Sheu03]. La generación RGB y RGBA ofrece mayor eficiencia, control y la posibilidad de crear diferentes ambientes luminosos, pero a cambio su fabricación, alimentación y electrónica asociada resultan más complejas y caras. El trabajo actual se centra principalmente en el segundo tipo (LED azul o UV más fósforo), que se denomina LED blanco o WLED. Para mejorar la eficiencia de los WLED, se está investigando la generación de luz blanca sustituyendo la capa de fósforo por la generación de luz amarilla [Zhang14] y la utilización de materiales alternativos como la perovskita [Cho15] [Wang16]. En la figura 2.2 se representa el espectro de emisión de la generación de luz blanca mediante dispositivos LED (RGB y WLED).

Figura 2.2. Espectro de emisión para la fuente RGB y la fuente “blanca” (White LED). Fuente: <http://electronicdesign.com/energy/test-your-high-power-led-iq>

Uno de los principales problemas de las fuentes de iluminación basadas en tecnología WLED es la disipación del calor generado, lo que afecta tanto a su vida útil como a su eficiencia. Este calor procede en gran parte de la conversión de luz azul en luz amarilla en el fósforo. Numerosos trabajos se centran en paliar este problema para construir luminarias de alta potencia, integrando varios dispositivos en una única luminaria, así como utilizando elementos disipadores de calor [Perera14] [Mah16].

Un único dispositivo LED, aunque sea de alta potencia (3 W) no es suficiente para sustituir a las lámparas tradicionales, de forma que las lámparas LED estarán formadas por cadenas o arrays de WLEDs que operan de forma simultánea [Pinto09]. La interconexión puede ser en serie, en paralelo o en serie-paralelo (ver figura 2.3). Cada configuración presenta sus ventajas y desventajas, siendo la configuración serie-paralelo la mejor considerada, si bien requiere la utilización de técnicas de control balanceado de la corriente para cada cadena de LEDs [Doshi07], con el fin de evitar avalanchas térmicas.

Figura 2.3. Configuraciones de las cadenas de WLED: serie (a), paralelo (b) y serie-paralelo (c). Fuente: <http://www.ngineering.com/>

2.2 Drivers de iluminación LED

El LED es un dispositivo semiconductor polarizado, que sólo conduce en un sentido (ánodo-cátodo), al contrario que las tecnologías tradicionales de iluminación, que lo hacen en corriente alterna (AC). También es importante controlar el punto de operación del dispositivo LED para lograr sus máximas prestaciones. En general, la potencia luminosa que emiten estos dispositivos es cuasi proporcional a la corriente eléctrica que se les inyecta, por lo tanto el nivel de iluminación vendrá dado por este parámetro. No obstante, mediante el conocimiento de la respuesta I-V del LED, este control también se puede realizar en función de la tensión.

En aplicaciones de baja potencia, como linternas o luces de señalización, este control se realiza de forma sencilla mediante el uso de una resistencia que estabiliza la polarización de la cadena de LEDs (ver figura 2.4(a)). Para corrientes más elevadas y cuando la fuente de energía es la red eléctrica, se puede sustituir la resistencia por un regulador lineal de forma que la corriente es constante e independiente de la tensión de entrada (ver figura 2.4(b)). Ambos tipos son ineficientes desde el punto de vista energético dado que tanto las resistencias como los reguladores disipan una parte importante de la energía suministrada [Yuequan08].

Figura 2.4. Drivers LED de baja potencia: resistencia de control (a) y regulador lineal (b)

Para reducir la potencia disipada en el circuito de control (driver), se puede reemplazar el regulador lineal por una fuente de alimentación conmutada (ver figura 2.5).

Figura 2.5. Driver LED de baja potencia con fuente conmutada

Para aplicaciones de mayor potencia, es decir, para iluminación interior y exterior, los drivers están conectados directamente a la red eléctrica (AC) y en su diseño hay que tener en cuenta principalmente dos aspectos:

- Características I-V de los LEDs: la corriente nominal de un LED de iluminación varía entre 100 mA y 1 A, y su tensión de conducción suele estar entre 3 V y 4 V. Dependiendo de la configuración de la lámpara, la corriente necesaria puede variar desde los centenares de mA hasta decenas de A, mientras que la tensión de alimentación de las cadenas de LEDs se sitúa típicamente entre 12 V y los 14 V.
- Mantenimiento de las altas prestaciones de los LEDs: los drivers deben mantener la alta eficiencia y durabilidad de los LEDs, imponiendo requisitos como la no utilización de condensadores electrolíticos, lo que limita el grado de libertad en el diseño de estos circuitos.

El parámetro más importante a considerar en este tipo de drivers es el factor de potencia ($\cos\phi$) que debe mantenerse lo más cercano a 1 posible. Dependiendo del tipo de aplicación y la configuración de la luminaria y la fuente de energía, se dispone de diversas topologías para el control de corriente y la corrección del factor de potencia [Arias12]. Se ha demostrado que las fuentes de alimentación conmutadas son las que presentan mejores prestaciones, disponiendo de diversas topologías: “boost” [Caceres99], “buck” [Sulist15], “flyback” [Zhang09] o esquemas híbridos como “buck-flyback” [Gacio11] o “buck-boost” [Alonso12] entre otras. En la figura 2.6 se presentan algunas de estas configuraciones:

Figura 2.6. Configuraciones “buck” (a), “boost” (b) y “flyback” (c)

Los LEDs son dispositivos que aceptan una frecuencia de conmutación alta, de forma que el control del nivel de iluminación (o dimming) se puede realizar de dos formas: control analógico (determinado por el valor medio de la corriente que atraviesa el LED) o control por Modulación de la Anchura del Pulso (PWM) (determinado por el ciclo de trabajo de la señal de corriente). Si se utiliza PWM la señal deber tener una frecuencia superior a los 400 Hz para que la conmutación no sea percibida por el ojo humano (flickering) [Huang10]. Siguiendo estas pautas de diseño se han conseguido drivers LED con una eficiencia del 97 % y factor de potencia de 0,996 [Li16]. La gran cantidad de trabajos dedicados a estudiar estos aspectos realzan la importancia de la eficiencia energética en los drivers de iluminación.

2.3 Fundamentos de los sistemas VLC

Los sistemas de comunicación basados en tecnología óptica inalámbrica son ampliamente conocidos y se encuentran presentes en nuestras vidas, como las comunicaciones en el infrarrojo entre dispositivos móviles o en menor medida, las redes de comunicación FSO (Free Space Optics). Sin embargo, la utilización de sistemas de comunicación situados en la banda del espectro visible es bastante reciente.

Las comunicaciones en el espectro visible, o “Visible Light Communications” (VLC) se basan en el uso dual de las fuentes de luz como sistema de iluminación y medio de transmisión. Desde la antigüedad, la luz se viene utilizando como canal de comunicaciones, por ejemplo las tribus utilizaban el fuego de hogueras en lo alto de las montañas como señales de emergencia. En 1880 Alexander Bell inventó el fonógrafo que utilizaba la luz como medio de transmisión para la voz. Otro ejemplo es el heliógrafo, sistema que refleja la luz solar para crear un código morse.

Con la aparición de la luz blanca basada en LEDs azules [Nakamura94], y los avances posteriores en tecnología de iluminación LED, surgió el primer trabajo de un sistema VLC, que consistió en transmitir una señal PLC (Power Line Communications) con una lámpara de 120 LEDs a 100 kbps [Komine02]. Durante los años siguientes, le siguen otros trabajos como la transmisión de audio a través de un semáforo LED [Pang02], un sistema de comunicación en carreteras [Kitano03], o un estudio de cómo se comportan los sistemas VLC en interiores [Tanaka03]. [Komine05] estudia la distribución necesaria de las lámparas para lograr la cobertura total evitando diferentes obstáculos. [Lopez06] presenta un sistema de transmisión VLC que alcanza los 500 kbps utilizando modulación PPM. A partir de entonces, el número de trabajos crece paralelamente a la implementación de la tecnología WLED y se culmina con la creación el estándar IEEE 802.15.7-2011 [IEEE11]. Varios trabajos han alcanzado altas velocidades de transmisión (1 Gbps) [Azhar13] [Wu12] [Wang13], si bien se trata de resultados obtenidos en unas condiciones de contorno ideales (visión directa, distancia de pocos centímetros entre emisor y receptor), sin probar su aplicabilidad en entornos reales.

Un sistema VLC está formado por un emisor, que generalmente será una lámpara LED, un receptor, que normalmente será un fotodiodo y el canal entre transmisor y receptor, que se comporta como un canal en difusión (broadcast) y unidireccional.

Desde el punto de vista de las comunicaciones, las fuentes WLED limitan las velocidades de modulación que se pueden alcanzar [Grubor08]. Aun así, con los avances en la fabricación de las configuraciones de los drivers, se han logrado velocidades de conmutación de hasta 175 MHz [Grobe13]. La utilización de fuentes RGB incrementa las velocidades de transmisión permitiendo la modulación independiente para cada color, si bien también aumenta la complejidad y coste del emisor [Monteiro14].

Los receptores pueden estar basados en fotodiodos de silicio PIN o fotodiodos de avalancha (APD). Los APD son mucho más rápidos pero también tienen un coste más elevado y mayores requisitos de alimentación. El uso de receptores con fotodiodos PIN combinados con configuraciones de amplificación en transimpedancia ha dado lugar a anchos de banda (BW) de recepción de hasta 100 MHz [Grobe13]. Es importante reseñar que al tratarse de sistemas de iluminación, en general, la relación señal ruido (SNR) recibida será muy alta, por lo que no debería haber problemas de sensibilidad en la

recepción, penalizando el uso de APD. Otra opción es utilizar un receptor basado en cámaras, lo que se conoce como comunicaciones ópticas basadas en cámara (OCC), pudiendo ser el receptor bien una cámara con obturador CCD (global shutter) o CMOS (rolling shutter) [Saha15], lo que eleva el coste pero aumenta la capacidad de transmisión al añadir la variable espacial [Goto16].

En cuanto al canal, hay que tener en cuenta que además de la componente de visión directa, existirán otras componentes producidas por la propagación multicamino, fruto de las reflexiones con el entorno [Jin11]. Además, en muchos casos los sistemas de iluminación estarán formados por múltiples lámparas, por lo que hay que considerar la superposición de los mensajes de cada una, permitiendo una estructura celular [Schulz15].

En cuanto a las posibles aplicaciones de los sistemas VLC, el entorno más natural es el interior de edificios, bien para transmitir datos como tecnología complementaria al WiFi [Shao14] o bien como sistemas de localización indoor [Yamag14] [Son15]. También es de especial interés su utilización en entornos en los que es necesario evitar las interferencias electromagnéticas como hospitales [Song14] o aviones [Perez11]. Otro ámbito de aplicación serían los escenarios donde se requiere enviar la información de forma contextual, como publicidad en zonas comerciales o información turística en recursos turísticos o monumentales. Además, debido al uso de la tecnología LED en iluminación exterior se podría utilizar en luminarias de vías urbanas e interurbanas como puntos de acceso a Internet.

2.4 Modulaciones VLC

El estándar IEEE 802.15.7 define tres capas físicas (PHY) y los esquemas de modulación para cada capa en función del tipo de aplicación. La capa PHY1 está orientada a comunicaciones de baja velocidad de transmisión (< 267 Kbit/s), de forma que propone el uso de la modulación digital de amplitud (OOK) y la modulación por posición variable del pulso (VPPM). Las capas PHY2 y PHY3 están orientadas a aplicaciones de velocidad de transmisión moderada y alta (< 96 Mbit/s) y se propone el uso de OOK, VPPM y modulaciones basadas en el espacio de color (CSK). Para la modulación CSK se necesita emplear fuentes RGB.

La velocidad de transmisión de las técnicas de modulación OOK y VPPM está limitada por el tiempo de conmutación de las fuentes luminosas, en concreto por la capa de fósforo WLED. Los tiempos de conmutación son del orden de cientos de nanosegundos, lo que equivale a una frecuencia de conmutación de varios megahercios (típicamente 2-3 MHz) [Komine04]. Esta limitación se puede solventar eliminando el

retardo producido por el fósforo mediante la utilización de un filtro azul en el receptor, aumentando la frecuencia de conmutación hasta los 20 MHz [Grubor07] pero limitando fuertemente la SNR. Mediante el uso de técnicas de alta frecuencia en el driver se pueden alcanzar velocidades de conmutación de hasta 175 MHz [Li15]. Por otro lado, si se utilizan LEDs RGB para producir la luz blanca, el ancho de banda se puede incrementar todavía más al posibilitar la modulación de cada color de forma independiente, lo que se conoce como modulación por división de la longitud de onda (WDM) [Chang14]. Para mantener las características de iluminación de las luminarias LED, la modulación CSK se basa en utilizar una configuración conjunta de los colores para lograr una iluminación objetivo [Luna14], estableciendo una constelación de símbolos en base al color y controlando el dimming mediante la amplitud. La modulación en espacio de color generalizado (GCM) considera la variación del color objetivo de la lámpara [Das12]. Otra alternativa es la modulación de la intensidad del color (CIM) que propone combinar los colores y las amplitudes para la creación de la constelación [Ahn12].

Para poder aumentar más el ancho de banda de las comunicaciones VLC, se pueden utilizar técnicas de modulación de alta eficiencia espectral, como la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) o la modulación discreta multi-tono (DMT). Los sistemas VLC son un entorno ideal para este tipo de modulaciones debido a la alta potencia emitida por lámparas LED, que produce en los receptores una relación señal ruido (SNR) muy alta. El grupo de trabajo IEEE 802.15.7r1 que está revisando el estándar VLC identifica OFDM como el esquema de modulación a utilizar en las aplicaciones para altas tasas binarias [IEEE15]. La revisión del estándar propone la utilización de OFDM en combinación con mecanismos adaptativos para ajustar el sistema VLC a las variaciones del canal producidas por la dispersión multicamino y la movilidad del receptor [Miramir15] [Ramirez16], basados en trabajos previos en IR [Barry93] [Lopez00]. La modulación OFDM genera una señal formada por varias subportadoras, cada una de las cuales se modula de forma independiente (por ejemplo M-QAM o MPSK) formando canales de comunicación simultáneos. Como la iluminación es una señal unipolar, la señal OFDM empleada en radiofrecuencia (RF), de naturaleza bipolar, tiene que ser adaptada. Esta adaptación se puede realizar de dos formas: añadiendo una señal continua de polarización, lo que se conoce como DCO-OFDM [Gonzalez05] o eliminando todos los valores negativos de la señal bipolar de modulación original, llamada ACO-OFDM [Armst06]. ACO-OFDM es más eficiente para constelaciones de pocos símbolos, mientras que DCO-OFDM tiene un mejor comportamiento para grandes constelaciones. La combinación de ambas técnicas, conocida como ADO-OFDM optimiza la eficiencia óptica de este tipo de modulaciones [Dissan13]. Mediante el empleo de este tipo de modulaciones se han logrado velocidades de transmisión considerablemente altas: 513 Mbit/s con DMT [Vucic10], 750 MBit/s con OFDM [Li13] y superiores a 1 Gbit/s con MIMO-OFDM [Azhar13].

2.5 Drivers VLC

A pesar del gran número de investigaciones relacionadas con los sistemas VLC, hay pocos trabajos que hayan tratado el diseño y la caracterización de los drivers concretos para esta tecnología. [Zhao13] propone un driver LED para VLC que permite el dimming basado en un convertor DC-DC con topología “boost”, obteniendo un pico de eficiencia del 94 % al transmitir señales VPPM a 50 kbps. De forma similar, [Hussain15] presenta un driver que cumple las especificaciones de la capa PHY1 del estándar IEEE 802.15.7, obteniendo un pico de eficiencia del 92 % para una señal OOK y 266 kbps. [Deng14] realiza un análisis comparativo del rendimiento energético de una lámpara LED de iluminación y una lámpara VLC empleando modulación VPPM y una topología “buck”, concluyendo que la eficiencia se reduce al aumentar la frecuencia de conmutación. Para tasas de transmisión de 1 Mbps, se ha logrado de forma experimental una eficiencia media del 80,5 %, empleando una modulación PPM y control de dimming PWM mediante una topología “floating buck” [Lee16]. Por otro lado, [Jalaja15] presenta un driver VLC y su caracterización óptica y eléctrica: para una velocidad de transmisión de 120 Mbps utilizando una señal OFDM la eficiencia resultante es del 67 %, claramente inferior a la eficiencia en las modulaciones de conmutación y en consonancia con los resultados presentados en esta tesis.

Capítulo 3. Modelo Teórico

3.1 Introducción

En este capítulo se presenta el modelo teórico del driver VLC cuyo comportamiento se estudia en este trabajo. En concreto, se analiza el efecto que provoca la forma de onda de la señal de iluminación en la eficiencia energética del driver.

Para analizar la eficiencia energética del driver, se define el factor de calidad “ η ”, al que se denomina rendimiento energético del driver y cuyo valor es el cociente entre la potencia convertida en luz y la potencia total disipada:

$$\eta = \frac{P_{LED}}{P_{TOTAL}} \quad (3.1)$$

En primer lugar, se analiza la respuesta del dispositivo LED en función de la forma de onda de la señal (conmutada o continua). A continuación, se estudia el efecto de la forma de onda de la señal en el dispositivo de control (MOS). Por último, se modela el conjunto del driver VLC, que estará formado por ambos dispositivos.

3.2 Modelo del LED

En un dispositivo LED, la potencia disipada, al igual que en muchos otros componentes, viene determinada por la caída de tensión entre las bornas (ánodo-cátodo) (V_{LED}) y la corriente que lo atraviesa (I_{LED}):

$$P_{LED} = V_{LED} \times I_{LED} \quad (3.2)$$

Para el modelado teórico de la potencia disipada en el LED, tomamos con parámetro de referencia I_{LED} , dado que será el factor limitante, tanto desde el punto de vista de la iluminación como el de las comunicaciones. Por un lado, I_{LED} define el nivel de iluminación de la lámpara, y se moverá entre 0 e I_{MAX} amperios (A), donde I_{MAX} es característico de cada dispositivo. El nivel de iluminación será el valor medio de I_{LED} (I_{AVG}), que dependerá de la forma de onda de la señal. Por otro lado, la señal de corriente que atraviesa el LED es la que se convierte en señal óptica y es utilizada para la transmisión de información. De este modo, la velocidad de transmisión dependerá de la forma de onda de la señal óptica emitida (más su degradación en el canal), principalmente de la amplitud de la señal.

Figura 3.1. Esquema del modelo teórico de un dispositivo LED

3.2.1 Modelo exponencial

La ecuación 3.3 se corresponde con el modelo exponencial de un diodo LED, de donde se puede extraer que I_{LED} y V_{LED} son directamente dependientes. La representación gráfica de la ecuación 3.3 se presenta en la figura 3.2, con I_{LED} en el eje “Y” o vertical y V_{LED} en eje “X” u horizontal. Esta representación recibe el nombre de curva característica I-V del LED. Se puede observar como la corriente I_{LED} es nula hasta que la tensión V_{LED} alcanza el valor V_D (tensión directa o de conducción del diodo LED).

$$I_{LED} = I_S \times \left(e^{\frac{qV_{LED}}{NkT}} - 1 \right) \quad (3.3)$$

I_{LED} = corriente del LED (A)

I_S = corriente de saturación (típicamente $< 1 \times 10^{-10}$ amperios)

q = carga del electrón ($1,6 \times 10^{-19}$ culombios)

V_{LED} = tensión del LED (V)

N = coeficiente de emisión (típicamente entre 1 y 2)

k = constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$)

T = temperatura de unión (° kelvin)

Figura 3.2. Curva característica I-V del LED

Como I_{LED} es nuestro parámetro de referencia, a partir de la ecuación 3.3 se puede despejar V_{LED} la siguiente forma:

$$I_{LED} = I_S \times \left(e^{\frac{qV_{LED}}{NkT}} - 1 \right) \rightarrow V_{LED} = \frac{NkT}{q} \ln \left(\frac{I_{LED}}{I_S} + 1 \right) \quad (3.4)$$

Para el cálculo de V_{LED} en función de I_{LED} hace falta conocer los valores de I_S y N . Se han extraído estos valores de la caracterización experimental del componente utilizado en este trabajo (véase Capítulo 4, apartado 4.1.2 Caracterización del dispositivo LED).

3.2.1.1 Forma de onda conmutada

En primer lugar se analiza el efecto de la forma de onda de señal conmutada, en concreto de una señal cuadrada con un ciclo de trabajo del 50 %. La señal de corriente I_{LED} tendrá la mitad del periodo el valor máximo de 1 A (nivel alto) y la otra mitad será igual a 0 A (nivel bajo). El valor medio de la corriente en el periodo será de 0,5 A. Para cada valor de la corriente del LED, la tensión V_{LED} se calcula mediante la ecuación 3.4. Posteriormente se calcula P_{LED} como el producto de la corriente y tensión en cada punto de muestreo. En la figura 3.3 se representan las tres señales para un periodo de la señal cuadrada.

Figura 3.3. I_{LED} , V_{LED} y P_{LED} señal cuadrada para el modelo exponencial de un LED

En la figura 3.3 se puede observar como las señales V_{LED} y P_{LED} coinciden durante todo el periodo. Únicamente hay disipación de potencia cuando $I_{LED} \neq 0$.

3.2.1.2 Forma de onda continua

A continuación, se analiza el efecto de la forma de onda continua, en concreto de una señal sinusoidal. La señal de corriente es una senoide con amplitud $I_{MAX} = 1$ A. Al igual que para la señal cuadrada, el valor medio es $I_{AVG} = 0,5$ A. Para cada valor de la corriente del LED, la tensión V_{LED} se calcula mediante la ecuación 3.4. Posteriormente se calcula P_{LED} como el producto de la corriente y tensión en cada punto de muestreo. En la figura 3.4 se representan las tres señales para un periodo de la señal sinusoidal.

Figura 3.4. I_{LED} , V_{LED} y P_{LED} señal sinusoidal para el modelo exponencial de un LED

En la figura 3.4 se puede observar como hay disipación de potencia prácticamente durante todo el periodo de señal.

3.2.2 Modelo polinómico

Para facilitar los cálculos, se utiliza una aproximación más sencilla. A partir de la curva I-V del LED (véase Capítulo 4, apartado 4.1.2 Caracterización del dispositivo LED), la tensión del LED se puede aproximar como:

$$V_{LED} = V_D + R_{ON} \times \sqrt{I_{LED}} \quad (3.5)$$

Del ajuste de la curva se obtiene que $V_D = 2,3 \text{ V}$ y $R_{ON} = 2,4 \Omega$. Esta aproximación se ajusta mejor a la curva característica I-V (Fig. 3.2) para altas corrientes, lo que se corresponde con la zona de trabajo del LED de interés en este trabajo. Las señales de corriente I_{LED} , tensión V_{LED} y potencia P_{LED} resultantes para cada forma de onda se presentan en la figura 3.5.

Figura 3.5. I_{LED} , V_{LED} y P_{LED} señal cuadrada (a) y señal sinusoidal (b) para el modelo polinómico de un LED

La mayor discrepancia entre los modelos polinómicos y exponencial ocurre al mantener el valor de $V_{LED} = V_D$ para corrientes muy bajas o nulas. Sin embargo, al ser $I_{LED} \approx 0$, no introduce errores apreciables en el cálculo de la potencia disipada.

3.3 Modelo del MOS

Aparte del LED, el driver VLC estará formado por un dispositivo MOS, encargado de regular la corriente que atraviesa el LED, adaptando la señal de modulación VLC para que se convierta en una señal óptica.

En esta sección se hace un repaso a las zonas o regiones de funcionamiento del MOS para ilustrar los conceptos en los que se va a basar el desarrollo de este trabajo.

Además, también servirá para unificar los términos y nomenclaturas empleados en el documento.

En la figura 3.6 se presenta el esquema básico de un dispositivo MOS.

Figura 3.6. Esquema básico de un MOS de canal N

La disipación de potencia en el dispositivo MOS (P_{MOS}) depende de la tensión V_{DS} (tensión drenador-fuente) en el mismo y la corriente que lo atraviesa (I_{DS}). P_{MOS} se calcula mediante la ecuación 3.6:

$$P_{MOS} = V_{MOS} \times I_{MOS} = V_{DS} \times I_{DS} \quad (3.6)$$

El MOS es un dispositivo controlado por tensión, cuyo funcionamiento viene determinado por la tensión de sus terminales: tensión de puerta (V_{GS}) y tensión de drenador (V_{DS}).

Para la modelización del dispositivo MOS se emplean dos modelos: el modelo circuital básico (también conocido como modelo estático de Schichman-Hodges) [Nano07] y el modelo dinámico [Sansen06].

3.3.1 Modelo circuital básico

El circuito equivalente del modelo circuital del MOS se presenta en la figura 3.7. El circuito equivalente está formado por un interruptor y una fuente de corriente. El valor de la corriente I_{DS} depende de la región de funcionamiento del MOS. En este modelo no se consideran efectos térmicos, capacitivos ni inductivos.

Figura 3.7. Circuito equivalente del modelo circuital del MOS

3.3.1.1 Zonas o regiones de funcionamiento

Clásicamente se distinguen tres zonas de funcionamiento del MOS: corte, óhmica y saturación [Schich68].

3.3.1.1.1 Región de corte

El MOS se encuentra en esta región cuando $V_{GS} < V_{TH}$ (tensión umbral del MOS). En esta región, el MOS se comporta como un circuito abierto entre drenador y fuente, no hay corriente ($I_{DS} = 0$) y se puede considerar que el dispositivo está apagado.

Si se considerasen efectos térmicos, en esta región existiría una corriente subumbral (con un valor muy reducido, sien efectos apreciables en la potencia disipada) de la forma:

$$I_{DS} = I_{D0} \times e^{\frac{V_{GS}-V_{TH}}{n \times V_T}} \quad (3.7)$$

Siendo:

I_{D0} = corriente umbral (cuando $V_{GS} = V_{TH}$)

$V_T = k \cdot T / q$

$N = 1 + C_D / C_{OX}$ (C_D = capacidad de la región de agotamiento; C_{OX} = capacidad de la capa de óxido)

3.3.1.1.2 Región lineal u óhmica

Cuando la tensión de puerta supera la tensión umbral ($V_{GS} > V_{TH}$), y $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$, el MOS se encuentra en la región óhmica o lineal. En la región óhmica, el MOS conduce corriente y se comporta como una resistencia controlada por la tensión de puerta V_{GS} . Esta resistencia entre drenador y fuente ($R_{DS(on)}$) es un parámetro característico de las hojas de datos, dado que determina la relación entre la tensión (V_{DS}) y corriente (I_{DS}) del MOS y en consecuencia su potencia disipada se calcula mediante la ecuación 3.9:

$$V_{DS} = I_{DS} \times R_{DS(on)} \quad (3.8)$$

$$P_{MOS} = V_{DS} \times I_{DS} = I_{DS}^2 \times R_{DS(on)} \quad (3.9)$$

El MOS permanecerá en esta región si la tensión del dispositivo (V_{DS}) no supera la tensión de saturación $V_{DSsat} = V_{GS} - V_{TH}$, es decir, si $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$.

3.3.1.1.3 Región de saturación o activa

Cuando la tensión del dispositivo supera cierto valor ($V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH})$), el canal de conducción sufre un estrangulamiento, de forma que sigue existiendo corriente entre el drenador y fuente (I_{DS}), pero se mantiene prácticamente constante, independientemente de lo que aumente la tensión V_{DS} . Se puede deducir que la potencia disipada en el MOS aumentará al aumentar V_{DS} .

En la figura 3.8 se pueden observar las regiones de funcionamiento del MOS.

Figura 3.8. Zonas de funcionamiento de un transistor MOS de canal N

3.3.2 Modelo dinámico

Para altas frecuencias, las capacidades intrínsecas del dispositivo MOS producen un desfase entre V_{DS} e I_{DS} que crea zonas de disipación de potencia incluso en conmutación. En la figura 3.9 se presenta el circuito equivalente del MOS para el modelo dinámico. Las capacidades se dividen en dos tipos: de unión (C_{BD} y C_{BS}) y de puerta (C_{GD} , C_{GB} y C_{GS}).

Figura 3.9. Modelo dinámico del MOS canal N

La potencia disipada en las transiciones depende directamente del valor de estas capacidades parásitas, y la frecuencia de la señal. Un ejemplo conocido son los dispositivos CMOS, base de los circuitos integrados, generalmente formados por una pareja de transistores MOS, y cuya potencia disipada en las transiciones depende directamente de la frecuencia de conmutación [Miyoshi02]. En la figura 3.10 se puede observar el efecto de las transiciones en la potencia disipada para las señales conmutadas.

Los driver de iluminación LED suelen estar formados por fuentes de alimentación conmutadas que utilizan uno o varios dispositivos MOS. A la hora de diseñar estas fuentes, se ajustan las tensiones de entrada para que el MOS trabaje entre las regiones de corte y óhmica. En la elección de los componentes se tiene en cuenta la potencia disipada en el MOS, que será la suma entre la potencia disipada en el estado de conducción (región óhmica o lineal), la potencia disipada cuando está apagado (región de corte) y la potencia disipada en las transiciones.

Figura 3.10. Disipación de potencia en un MOS en conmutación para altas frecuencias

3.3.3 Forma de onda conmutada

La señal de corriente que atraviesa el MOS (I_{DS}) está controlada por la señal de tensión de puerta (V_{GS}). De este modo, para conseguir una forma de onda de corriente conmutada, se deberá aplicar una señal de tensión de puerta de la misma naturaleza. La señal de corriente deseada será similar a la que se ha empleado en el dispositivo LED, es decir, una señal cuadrada de ciclo de trabajo del 50 %, $I_{DS} = 0$ A para el nivel bajo e $I_{DS} = 1$ A para el nivel alto. Se ajusta V_{GS} para que en el nivel bajo V_{GS} sea nula y por consiguiente despreciable la corriente subumbral en la región de corte. Así mismo, en el nivel alto se ajustará V_{GS} para que $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$, y se encuentre en la región óhmica o lineal. En el modelo utilizado en este trabajo, se considera un retardo nulo en los tiempos de subida y bajada del MOS, por lo que también se puede despreciar la potencia disipada en las transiciones. De esta forma, el MOS se comportará como un elemento resistivo, no disipando potencia la mitad del periodo (apagado en la región de corte) y disipando una potencia en función de $R_{DS(on)}$ (ver ecuación 3.9) en la otra mitad del periodo (región óhmica o lineal).

3.3.4 Forma de onda continua

Según el apartado anterior, la señal de corriente que atraviesa del MOS está controlada por la tensión de puerta que se le aplica. La señal de corriente deseada es una señal sinusoidal entre 0 A y 1 A, con una forma de onda definida por la técnica de modulación empleada. La tensión de puerta V_{GS} será tal que permita mantener la forma de onda de la señal de modulación, que puede ir desde una senoide básica hasta una forma de onda compleja como la de una modulación OFDM. La necesidad de mantener la forma de onda requerida, obliga al MOS a trabajar en la zona de saturación¹.

3.4 Modelo del driver

Aunque existen diversas configuraciones para realizar la tarea de control de una lámpara LED (como ya se ha comentado en el Capítulo 2), para la realización del trabajo de investigación se ha planteado una configuración básica, siendo el modelo resultante aplicable a todas las configuraciones.

En la figura 3.11 se puede observar el modelo simplificado de un circuito de control y modulación de una lámpara LED. El circuito está formado por una fuente eficiente de tensión constante que aplica una tensión de polarización o alimentación V_{DD} . La corriente que atraviesa la el LED (I_{LED}) está controlada por el circuito driver².

Como ya se ha comentado en el capítulo anterior (apartado 2.2), la mayoría de los drivers de lámparas LED de iluminación utilizan una configuración de control de la tensión V_{LED} . Mediante este método, empleado por fabricantes de luminarias LED como Osram o Cree y diseñadores de componentes electrónicos como Texas Instruments, se consigue optimizar el consumo energético del driver. En los sistemas VLC, la necesidad de introducir una forma de onda que se adapte a la técnica de modulación, hace más complejo el control del LED. En la configuración propuesta, el transistor MOS regula la corriente aplicada al LED (ver figura 3.11), integrando las dos funciones de una lámpara VLC: control (modulación) y regulación (iluminación). A la hora de analizar el

¹ En este trabajo se considera que la señal que debe mantener la forma de onda de la señal de modulación es la corriente que atraviesa el LED (y por consiguiente la que atraviesa el MOS, $I_{LED} = I_{DS}$). Una línea abierta o trabajo futuro sería realizar un análisis similar al de esta tesis tomando como referencia la señal óptica producida por el driver VLC.

² En este trabajo, se ha considerado que la lámpara LED está formada por un único diodo LED, si bien en la práctica suelen estar compuestas por una cadena de LEDs. De acuerdo con las simulaciones realizadas, la utilización de uno o más diodos LEDs no afecta al resultado comparativo del rendimiento del driver.

comportamiento energético del driver, el efecto del circuito de estabilidad (o de realimentación hacia V_{GS}) se considera despreciable.

Figura 3.11. Esquema del driver simplificado

Como ya se ha dicho al comienzo del capítulo, para analizar el efecto de la forma de onda de la señal de modulación VLC en el driver de iluminación de la lámpara LED, se ha definido el factor η (grado de eficiencia del driver), cuyo valor es el cociente entre la potencia disipada en la lámpara LED y la potencial disipada en el conjunto de los componentes, es decir, en la lámpara LED más el circuito driver (ecuación 3.10).

$$\eta = \frac{P_{LED}}{P_{TOTAL}} = \frac{\langle v_{LED}(t) \times i_{LED}(t) \rangle}{\langle v_{LED}(t) \times i_{LED}(t) \rangle + \langle v_{DRIVER}(t) \times i_{DRIVER}(t) \rangle} \quad (3.10)$$

Como la corriente que atraviesa el LED es la misma que la que atraviesa el driver, el rendimiento quedaría con la siguiente expresión:

$$\eta = \frac{P_{LED}}{P_{TOTAL}} = \frac{\langle v_{LED}(t) \times i_{LED}(t) \rangle}{\langle v_{LED}(t) \times i_{LED}(t) \rangle + \langle v_{DRIVER}(t) \times i_{LED}(t) \rangle} \quad (3.11)$$

Es importante recalcar que el factor η es un cociente de potencias, y cada potencia se calcula como el producto de una corriente y una tensión instantáneas. Es por ello que, aunque la corriente que atraviesa la lámpara LED y el circuito driver sea la misma, no se puede simplificar en el numerador y denominador de la ecuación³.

De la ecuación 3.11 se puede extraer que el rendimiento η depende de la señal de corriente I_{LED} y las señales de tensión V_{LED} y V_{DRIVER} , y en concreto de sus valores instantáneos. En consecuencia, se puede predecir que el factor η dependerá directamente de la forma de onda de la señal. El factor de eficiencia del driver η puede variar entre 0 (totalmente ineficiente) y 1 (o 100 %) (idealmente eficiente).

3.4.1 Curva I-V del driver VLC

En la figura 3.12 se muestra una gráfica conjunta de las curvas I-V de los dispositivos LED y MOS. Esta figura sirve para ilustrar el comportamiento del driver para las diferentes formas de onda. Los voltajes V_{LED} y V_{DS} están determinados por las curvas I-V de los componentes (LED HP803NW y MOS MGSF1N03LTG1), que se han medido de forma experimental y utilizado para este estudio (véase apartado Capítulo 4, apartados 4.2.1 Caracterización del dispositivo MOSFET y 4.2.2 Caracterización del dispositivo LED).

El eje Y representa la corriente que atraviesa los componentes, mientras que el eje X se corresponde con el voltaje de los mismos. Las líneas azules son las curvas I-V del dispositivo MOS para diferentes voltajes de puerta V_{GS} . Las líneas rojas y verdes se corresponden con las curvas I-V de un LED, dibujadas en sentido inverso, es decir, de derecha a izquierda. La línea roja se corresponde con una señal con forma de onda conmutada, mientras que la línea verde se corresponde con una señal con forma de onda continua, en concreto con una onda sinusoidal. Esta gráfica se corresponde con la clásica recta de carga con una carga no lineal como es un LED.

Los requisitos que deben cumplirse en todo momento son: mismo nivel de iluminación (misma I_{AVG}) y mínima distorsión de la señal de modulación ($I_{LED} < I_{MAX}$).

³ Para evitar diferencias entre los resultados de las simulaciones y los resultados experimentales, a la hora de calcular el rendimiento del driver VLC en este trabajo se ha optado por no considerar la potencia disipada en la resistencia de monitorización R_{MON} como parte de la potencia disipada en el driver, es decir, $P_{DRIVER} = P_{MOS}$.

Figura 3.12. Gráfica conjunta de las curvas I-V de LED y MOS (driver VLC)

En la gráfica se pueden observar las zonas de funcionamiento del driver para los dos tipos de forma de onda. En primer lugar, si se observa la señal con forma de onda cuadrada (línea roja), se puede ver cómo, debido a su naturaleza intrínseca (conmutación entre dos valores discretos), la corriente será bien nula (I_{LEDOFF}) o bien tendrá un valor constante (I_{LEDON}). Si se trata de una señal con forma de onda cuadrada con un ciclo de trabajo del 50%, el nivel de iluminación será $I_{AVG} = I_{LEDON}/2$. Para la forma de onda continua (línea verde) la corriente se mueve en un rango determinado entre 0 e I_{LED} . El nivel de iluminación viene dado por el valor offset de la señal ($I_{AVG} = I_{MAX}/2$).

Para las señales conmutadas (ver figura 3.13), el driver varía entre el estado de nivel bajo (OFF) y el de nivel alto (ON), lo que se corresponde a que el MOS cambie entre el modo de corte ($V_{GS} < V_{TH}$), donde el MOS actúa como un circuito abierto y no hay corriente; y el estado óhmico ($V_{GS} > V_{TH}$ y $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$) donde el MOS actúa como una resistencia controlada por el voltaje de puerta (V_{GS}) relativo a los voltajes de puerta y drenador, es decir, depende de V_{DS} . Cuando la señal de conmutación está a nivel bajo (MOS en corte), la potencia disipada en el driver es nula, dado que no hay corriente. Cuando la señal de conmutación está a nivel alto (MOS en óhmico), aunque la corriente es alta, V_{DS} es muy pequeña ($R_{DS(on)}$ pequeña), siéndolo consecuentemente la potencia disipada en el driver. Notar como para la forma de onda conmutada la tensión de alimentación V_{DD} tiene un valor de 4,5 V.

Figura 3.13. Gráfica conjunta de las curvas I-V para la forma de onda conmutada

En el caso de la forma de onda continua (ver figura 3.14), para evitar que la señal sufra distorsión, el MOS debe estar todo el tiempo en el modo de conducción (saturación) ($V_{GS} > V_{TH}$ y $V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH})$). En el modo de conducción, la corriente que atraviesa el driver depende directamente de V_{GS} , siendo independiente de V_{DS} . Para la señal sinusoidal, la potencia disipada en el driver será más elevada, dado que siempre hay corriente y V_{DS} es mayor que en el modo óhmico. Notar como la forma de onda continua precisa de una tensión de alimentación V_{DD} mayor que la forma de onda conmutada (6 V) con el fin de mantener la linealidad de la respuesta.

Figura 3.14. Gráfica conjunta de las curvas I-V para la forma de onda continua

3.4.2 Rendimiento teórico del driver VLC (η)

Una vez ilustrado el comportamiento del driver VLC en función de cómo se comportan sus componentes principales (LED y MOS) para los dos tipos de forma de onda, se calcula su rendimiento η teórico, que es la relación entre la potencia disipada en el LED y la potencia total disipada en el driver VLC:

$$\eta = \frac{P_{LED}}{P_{TOTAL}} = \frac{\sum_{i=1}^N V_{LED}(i) \times I_{LED}(i)}{I_{AVG} \times V_{DD}} \quad (3.12)$$

Para el cálculo del rendimiento teórico se ha utilizado el modelo polinómico del LED y se considera que la tensión que no cae en el LED, lo hace en el MOS. La tabla 3.1 muestra los rendimientos teóricos (en %) del driver VLC para diferentes valores de la tensión de alimentación V_{DD} . El valor de V_{DD} debe ajustarse para adaptar la señal de modulación a la señal de corriente. Se toma de referencia $V_{DD} = 4.7$ V como la tensión de alimentación necesaria para que el driver tenga un rendimiento del 100% para una forma de onda conmutada entre 0 A y 1 A con un ciclo de trabajo del 50 %.

V_{DD} (V)	4,7	5	5,3	5,7	6
Conmutada	100,00	94,00	88,68	82,46	78,33
Continua	92,28	86,74	81,83	76,09	72,29

Tabla 3.1. Rendimiento teórico del driver VLC

La figura 3.15 muestra el rendimiento η del driver VLC en función de la tensión de alimentación V_{DD} . Se puede observar como el rendimiento de la señal conmutada, es mayor (aproximadamente un 7 %), independientemente de la tensión de alimentación.

En los capítulos 4 y 5 se realizan una serie de simulaciones y experimentos con el objetivo de demostrar estas hipótesis en las que se basa el modelo teórico de la disipación de potencia en los diferentes componentes del driver VLC.

Figura 3.15. Rendimiento del modelo teórico del driver VLC

Capítulo 4. Validación del Modelo Teórico: Simulaciones

4.1 Introducción

Para demostrar la hipótesis del comportamiento del driver VLC presentada en el Capítulo 3 se ha diseñado un modelado en base a simulaciones. Con estas simulaciones se pretende validar el modelo teórico, así como sentar las bases de un modelo experimental que sirva para calcular el rendimiento del driver para diferentes formas de onda y técnicas de modulación.

Se han realizado dos grupos de simulaciones empleando dos herramientas diferentes: MULTISIM de NATIONAL INSTRUMENTS (Modelo circuital) y SIMULINK de MATLAB (Modelo funcional). Mediante el modelo circuital se trata de validar el comportamiento asociado a los efectos de los elementos eléctricos como condensadores y resistencias. Por otro lado, la utilización del modelo funcional tiene como objetivo establecer el límite ideal del rendimiento del driver VLC y la integración de formas ondas complejas (modulaciones) con mayor facilidad.

Para ambos modelos de simulación, se ha analizado el efecto de la forma de onda de la señal (conmutada y continua) en el rendimiento del driver VLC. Se ha estudiado el comportamiento energético del driver en función del nivel de iluminación, la tensión de alimentación del circuito y la frecuencia de la señal.

4.2 Caracterización experimental de los componentes

En primer lugar, como paso previo a las simulaciones, se ha realizado la caracterización experimental de los componentes a utilizar en este trabajo: MOSFET y LED. Aunque las hojas de características aportan la mayoría de los valores de los parámetros necesarios, la caracterización de los parámetros específicos en un dispositivo determinado, hace que la correlación entre los resultados de las simulaciones y los resultados experimentales sea lo más alta posible.

Se ha realizado la caracterización experimental de varios dispositivos, tanto MOSFET como LED para la demostración de la hipótesis y considerando su aplicabilidad en sistemas VLC.

4.2.1 Caracterización del dispositivo MOSFET

Para la caracterización del dispositivo MOSFET se ha medido la curva característica de salida, que representa la corriente que atraviesa el MOS desde el drenador a la fuente (I_{DS}) en función de la tensión entre drenador y fuente (V_{DS}) para diferentes voltajes de puerta (V_{GS}). La curva se ha medido para los dispositivos MOSFET BS170 y MGSF1N03L.

El BS170⁴ es un MOSFET de aplicación muy extendida, en especial en los sistemas de comunicaciones en los que se trabaja con pequeña señal. Por otro lado, el MGSF1N03L⁵ presenta una alta eficiencia de potencia y se utiliza en dispositivos alimentados por batería. La principal diferencia entre ambos radica en la resistencia de conducción del MOS $R_{DS(on)}$, mucho menor para el MGSF1N03L. Como ya se ha explicado en el Capítulo 3, la $R_{DS(on)}$ es la resistencia del MOS en la región lineal u óhmica, factor determinante a la hora de determinar la disipación de potencia en el dispositivo.

La tabla 4.1 presenta los principales parámetros de cada uno los dispositivos MOS seleccionados para este trabajo según las hojas de características.

⁴ http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/BS170-D.PDF

⁵ http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MGSF1N03LT1-D.PDF

	BS170	MGSF1N03L
$R_{DS(on)}$ (Ω)	1,8	0,08
$I_{D(MAX)}$ (A)	0,5	2,1
$V_{GS(th)}$ (Vdc)	2	1,7
Tiempo de subida (ns)	4	1
Tiempo de bajada (ns)	4	8
C_{iss} (pF)	60	140
C_{oss} (pF)	-	100

Tabla 4.1. Principales parámetros de los dispositivos BS170 y MGSF1N03L

Para la realización de las medidas, se ha implementado el circuito de la figura 4.1.

Figura 4.1. Circuito de caracterización del dispositivo MOS

Con la fuente de tensión 1 (V_D) se hace un barrido de voltaje desde 0 V hasta 10 V. Con la fuente de tensión 2 (V_{GS}) se selecciona el voltaje de puerta, para la que se eligen diferentes valores para cada dispositivo: para el caso del BS170, V_{GS} se incrementa en pasos de 1 V desde 3 V hasta 7 V; para el caso del MGSF1N03L, V_{GS} se incrementa en pasos de 0,25 V desde 2,5 V hasta 3,5 V. La resistencia R_{MON} (5 Ω) se utiliza para medir la corriente que atraviesa el MOSFET, es decir, de drenador a fuente, siendo $I_{DS} = V_S/R_{MON}$. Una vez obtenidos los valores de I_{DS} para los diferentes voltajes de puerta, se compone la curva característica.

4.2.1.1 BS170

La figura 4.2 representa la curva característica I-V medida para el dispositivo BS170. Cada línea se corresponde con una tensión de puerta V_{GS} dada.

Figura 4.2. Curva característica experimental del dispositivo MOS BS170

La figura 4.3 se corresponde con las curvas de la hoja de características del fabricante. En la figura 4.3 (a) se representa el detalle de la zona lineal u óhmica, donde se puede observar como las pendientes de las curvas se corresponden con las $R_{DS(on)}$. Por otro lado, la figura 4.3 (b) representa la curva característica general (incluyendo la zona de saturación).

Figura 4.3. Curvas característica del dispositivo MOS BS170: zona óhmica (a) y general (b)

Se puede observar como existe bastante similitud entre la caracterización experimental y los datos de las hojas de características. En la tabla 4.2 se recogen los valores aproximados de I_{DS} en la zona de saturación para diferentes tensiones de puerta V_{GS} :

	Hoja de características	Caracterización experimental
$V_{GS} = 4 \text{ V}$	0,16 A	0,2 A
$V_{GS} = 5 \text{ V}$	0,32 A	0,4 A
$V_{GS} = 6 \text{ V}$	0,59 A	0,63 A
$V_{GS} = 7 \text{ V}$	0,86 A	0,89 A

Tabla 4.2. Comparativa de la corriente I_{DS} en la zona de saturación (BS170)

Atendiendo a este criterio, se podrían utilizar directamente los valores de los parámetros que se pueden consultar en las hojas de características. Sin embargo, dado que se va a realizar un análisis experimental del circuito del driver VLC (Capítulo 5), donde se utilizarán estos componentes en concreto, se toma la decisión de utilizar los valores de la caracterización experimental. De esta forma, se dota de mayor confianza a los resultados de las simulaciones, así como a su comparación con los resultados experimentales.

Para calcular el valor real de la resistencia $R_{DS(on)}$, hay que fijarse sólo en los valores de la zona óhmica (Fig. 4.4):

Figura 4.4. Curva característica experimental del BS170 en la zona óhmica

Como se puede observar en la figura 4.4, la $R_{DS(on)}$ varía con V_{GS} . En la tabla 4.3 se muestra el cálculo de la $R_{DS(on)}$ para cada V_{GS} para las medidas realizadas. A medida que aumenta V_{GS} , disminuye $R_{DS(on)}$ (aumenta la pendiente de la curva). La hoja de características del dispositivo BS170 presenta una $R_{DS(on)}$ de $1,8 \Omega$ para $V_{GS} = 10 \text{ V}$, lo que muestra una gran correlación entre el experimento y los datos proporcionados por el fabricante.

	$R_{DS(on)} (\Omega)$
$V_{GS} = 3 \text{ V}$	10,59
$V_{GS} = 4 \text{ V}$	7,11
$V_{GS} = 5 \text{ V}$	5,86
$V_{GS} = 6 \text{ V}$	5,20
$V_{GS} = 7 \text{ V}$	4,79

Tabla 4.3. $R_{DS(on)}$ del BS170 calculada a partir de la caracterización experimental

4.2.1.2 MGSF1N03L

La figura 4.5 representa la curva característica medida del dispositivo MGSF1N03L. La figura 4.6 se corresponde con las curvas de la hoja de características del fabricante. La caracterización experimental se ha limitado a voltajes de puerta más próximos a los que se emplean en este trabajo.

Figura 4.6. Curva característica del dispositivo MGSF1N03L

Se puede observar como existe bastante similitud entre la caracterización experimental y los datos de las hojas de características. En la tabla 4.4 se recogen los valores aproximados de I_{DS} en la zona de saturación para diferentes V_{GS} (como en esta región las curvas tienen cierta pendiente, se han tomado los valores para $V_{DS} = 4V$):

	Hoja de características	Caracterización experimental
$V_{GS} = 2,5 V$	0,14 A	0,15 A
$V_{GS} = 2,75 V$	0,32 A	0,4 A
$V_{GS} = 3 V$	0,71 A	0,77 A
$V_{GS} = 3,25 V$	1,21 A	1,27 A
$V_{GS} = 3,5 V$	1,99 A	1,89 A

Tabla 4.4. Comparativa de la corriente I_{DS} en la zona de saturación (MGSF1N03L)

Al igual que para el dispositivo BS170, se ha calculado el valor real de la resistencia $R_{DS(on)}$, para lo cual se toman sólo los valores de la zona lineal (Fig. 4.7):

Figura 4.7. Curva característica experimental del MGSF1N03L en la zona óhmica

Como se puede observar en la figura 4.7, la $R_{DS(on)}$ varía con V_{GS} . En la tabla 4.5 se muestra el cálculo de la $R_{DS(on)}$ para cada V_{GS} para las medidas realizadas. A medida que aumenta V_{GS} , disminuye $R_{DS(on)}$ (aumenta la pendiente de la curva). La hoja de características del dispositivo MGSF1N03L presenta una $R_{DS(on)}$ de $0,08 \Omega$ para $V_{GS} = 10 \text{ V}$.

	$R_{DS(on)} (\Omega)$
$V_{GS} = 2,5 \text{ V}$	2,42
$V_{GS} = 2,75 \text{ V}$	1,21
$V_{GS} = 3 \text{ V}$	0,91
$V_{GS} = 3,25 \text{ V}$	0,75
$V_{GS} = 3,5 \text{ V}$	0,54

Tabla 4.5. $R_{DS(on)}$ del MGSF1N03L calculada a partir de la caracterización experimental

De la caracterización experimental de ambos dispositivos se puede extraer cómo para voltajes de puerta similares, la $R_{DS(on)}$ es mucho mayor para el BS170, en concreto para $V_{GS} = 3 \text{ V}$, $R_{DS(on)}$ es $10,59 \Omega$ frente a $0,91 \Omega$ para el caso del MGSF1N03L.

4.2.2 Caracterización del dispositivo LED

Para la caracterización experimental del dispositivo LED se ha calculado la curva I-V característica, lo que habitualmente se consigue mediante un circuito como el de la figura 4.8. Con la fuente de tensión (V_D) se hace un barrido de tensión (de 0 V a 10 V), anotando los valores de V_{LED} e I_{LED} . R_{MON} se utiliza para medir la corriente que atraviesa el LED.

Figura 4.8. Esquema de caracterización del dispositivo LED

Este método de caracterización requiere la regulación manual de la fuente de tensión, lo que provoca calentamiento del componente para altas corrientes ($I > 0,5 \text{ A}$) al tener que realizarse a bajas frecuencias ($< \text{Hz}$), prácticamente a tensión continua. Para solucionar este problema, se ha utilizado el circuito de la figura 4.9, que además utiliza una configuración similar a la del modelo del driver que se analiza en esta tesis. Para la medida de la curva I-V del LED se regula el paso de corriente mediante una señal de control que ataca el dispositivo MOS. La señal de medida es conmutada con una frecuencia más alta, permitiendo la reducción del ciclo de trabajo para evitar el calentamiento del dispositivo.

Figura 4.9. Circuito de caracterización del dispositivo LED

Antes de la elección del dispositivo LED a utilizar en este trabajo, se ha realizado una caracterización completa de una extensa gama de LEDs (25 dispositivos), de diferentes longitudes de onda y potencia. Los datos de las curvas características se presentan en el Anexo I. Esta caracterización, aparte del estudio de potencia, incluye medidas temporales y comportamiento de cada LED en la recepción. Para ello, se ha utilizado el montaje de la figura 4.10, que permite la variación de la distancia entre emisor y receptor, así como el ángulo de emisión mediante el desplazamiento de los dispositivos.

Figura 4.10. Montaje para la caracterización experimental de los dispositivos LED

En la figura 4.11 se presentan los dispositivos emisor (a) y receptor (b), El dispositivo emisor se ha diseñado en base al circuito de la figura 4.9. El dispositivo receptor está formado por un fotodiodo seguido de una etapa de transimpedancia y una posterior etapa de amplificación.

(a)

(b)

Figura 4.11. Dispositivos emisor (a) y receptor (b) utilizados en la caracterización experimental de los dispositivos LED

Para cada dispositivo LED, se han realizado 5 tandas de medidas, almacenando los siguientes valores registrados por el osciloscopio: tensión de la señal de control (V_G), tensión de alimentación (V_{DD}), tensión de drenador del MOS (V_D), tensión de la resistencia de monitorización (V_R) y tensión del fotodiodo (V_{PH}). A partir de estos valores se calcula la tensión del LED (V_{LED}), la corriente del LED (I_{LED}) y la potencia del LED (P_{LED}).

La figura 4.12 presenta la curva característica I-V para el LED HP803NW⁶ (color blanco normal), que es el dispositivo que se ha elegido para el desarrollo del análisis del rendimiento del driver VLC que se presenta en esta tesis. Se representa el valor medio de las 5 tandas de medida.

Figura 4.12. Curva característica experimental del LED HP803NW

De las curvas características se extraen los parámetros más importantes para modelar el LED: I_S (corriente de saturación), R_S (resistencia óhmica) y N (coeficiente de emisión). Para corrientes altas, la corriente del LED se ve limitada por la resistencia óhmica del dispositivo (R_S). La nueva ecuación del modelo exponencial del LED que incluye este parámetro es:

$$I_{LED} = I_S \times \left(e^{\frac{q}{NkT} \times (V_{LED} - I_{LED} R_S)} - 1 \right) \quad (4.1)$$

En la ecuación 4.1, los siguientes parámetros tienen valores fijos o constantes: $q=1,6e-19$ C, $k=1,38e-23$ J/K y $T=298,15$ K (25°C). Para despejar los parámetros I_S , R_S y N , y considerando los puntos en los que $I_{LED} \gg I_S$ (para lo que se puede despreciar el término 1), se simplifica la ecuación como:

$$\ln \left(\frac{I_{LED}}{I_S} \right) = \ln(I_{LED}) - \ln(I_S) = \frac{q}{NkT} \times (V_{LED} - I_{LED} R_S) \quad (4.2)$$

⁶ http://www.roithner-laser.com/datasheets/led_highsingle/HP803xx.pdf

Derivando respecto a I_{LED} y despejando, se obtiene:

$$\frac{1}{I_{LED}} = \frac{q}{NkT} \times \left(\frac{dV_{LED}}{dI_{LED}} - R_S \right) \quad (4.3)$$

$$\frac{NkT}{q} = I_{LED} \times \frac{dV_{LED}}{dI_{LED}} - I_{LED} R_S \quad (4.4)$$

$$I_{LED} \times \frac{dV_{LED}}{dI_{LED}} = I_{LED} R_S + \frac{NkT}{q} \quad (4.5)$$

Si se representa la ecuación 4.5 gráficamente ($I_{LED} \times dV_{LED}/dI_{LED}$ frente a I_{LED} , se obtiene una recta de pendiente R_S y ordenada en el origen NkT/q (ver figura 4.13).

Figura 4.13. Recta de carga de la aproximación de la ecuación del modelo exponencial del LED para despejar R_S y N : valores experimentales (puntos) y línea de tendencia (línea de puntos)

La ecuación de la línea de tendencia aproximada es:

$$y = 0,0012x + 0,2445 \quad (4.6)$$

Al comparar las ecuaciones 4.5 y 4.6 se obtiene que $R_S = 0,0012$ y $NkT/q = 0,2445$. Como la corriente I_{LED} experimental utilizada está en mA, el valor de la resistencia óhmica R_S será de $1,2 \Omega$. Despejando en NkT/q , el coeficiente de emisión N tiene un valor de 9,51.

Para el cálculo de la corriente de saturación I_S , se despeja en la ecuación 4.1, resultando la expresión:

$$I_S = \frac{I_{LED}}{e^{\frac{q}{NkT} \times (V_{LED} - I_{LED} R_S)} - 1} \quad (4.7)$$

Del cálculo de la media de las corriente de saturación, se obtiene el valor $I_S = 5,78e-7$ A. A continuación, con los valores de I_S , R_S y N obtenidos, se calcula la curva I-V para el modelo del LED. En la figura 4.14 se representa junto a la curva I-V experimental.

Figura 4.14. Curvas I-V del LED: experimental y modelo

4.3 Modelo Circuital (MULTISIM SPICE)

La simulación con el modelo circuital permite analizar el comportamiento energético del driver VLC teniendo en cuenta los efectos eléctricos de mayor relevancia, como efectos capacitivos o resistivos.

4.3.1 Modelo Teórico

En primer lugar, se simula el comportamiento del modelo teórico: cómo afecta la forma de onda a la fuente de datos e iluminación (LED). Para ello, mediante el uso de la herramienta MULTISIM⁷ SPICE se diseña el circuito de la figura 4.15. La corriente que atraviesa el LED se regula por medio de un generador de corriente controlado por tensión, proveniente del generador de formas de onda XFG1. Gracias al osciloscopio virtual XSC1, se pueden monitorizar las señales de corriente y tensión del LED. En el estudio del modelo teórico se selecciona una forma de onda (conmutada-cuadrada o continua-sinusoidal) y se varía el voltaje de alimentación (V_{DD}).

⁷ <http://www.ni.com/multisim/esa/>

Figura 4.15. Circuito de la simulación del Modelo Circuital del LED

Para poder analizar con corrección las señales monitorizadas, se sigue el siguiente proceso, que se realiza de forma independiente para cada una de las señales que se quiere analizar (sinusoidal y cuadrada):

1. Simulación y observación de las señales. Después de ejecutar la simulación con la señal deseada, utilizando la herramienta GRAPHER, se lleva a cabo un primer análisis visual de las señales obtenidas. Esto permite comprobar que las señales utilizadas en la simulación se corresponden con las configuradas en el generador de formas de onda, así como la aparición de comportamientos no deseados, como por ejemplo la saturación de la señal de corriente. En la figura 4.16 se pueden observar las señales V_{LED} (rojo) e I_{LED} (verde) para una forma de onda cuadrada.

Figura 4.16. Señales resultantes de la simulación del modelo circuital para el dispositivo LED: V_{LED} (rojo) e I_{LED} (verde)

En la figura 4.17 se pueden observar los valores numéricos de las señales I_{LED} (segunda columna) y V_{LED} (cuarta columna), así como sus respectivos valores de muestreo temporales (primera y tercera columnas).

X--Trace 1::[Channel A]	Y--Trace 1::[Channel A]	X--Trace 2::[Channel B]	Y--Trace 2::[Channel B]
0	0	0	0,76599493
1E-11	0,01	1E-11	0,779076275
2E-11	0,02	2E-11	0,793235192
4E-11	0,04	4E-11	0,823687377
8E-11	0,08	8E-11	0,897117748
1,6E-10	0,16	1,6E-10	1,089512017
3,2E-10	0,32	3,2E-10	1,607942024
6,4E-10	0,64	6,4E-10	2,89486717
0,000000001	1	0,000000001	4,189882133
1,064E-09	1	1,064E-09	4,236864017
1,192E-09	1	1,192E-09	4,264514608
1,448E-09	1	1,448E-09	4,252267227
1,80261E-09	1	1,80261E-09	4,261118667
2,40627E-09	1	2,40627E-09	4,254213526

Figura 4.17. Valores numéricos de las señales resultantes de la simulación

2. Procesado de los datos en EXCEL, primer análisis y representación. A partir de los datos de las señales V_{LED} e I_{LED} , se calculan otras señales de interés, como por ejemplo la potencia disipada en el LED (P_{LED}). En las figura 4.18 se representan las señales V_{LED} , I_{LED} y P_{LED} durante un periodo de la señal. Para la forma de onda conmutada (cuadrada) (Fig. 4.18 (a)) se puede observar que durante el tiempo que la tensión en el LED es menor que el umbral de conducción ($V_{LED} < V_D$), no hay corriente ($I_{LED} = 0$) y por lo tanto la potencia disipada en el LED es nula ($P_{LED} = 0$) (en este caso, el 50 % del tiempo). Para la forma de onda continua (sinusoidal) (Fig. 4.18 (b)), I_{LED} y V_{LED} son siempre distintas de cero, por lo que siempre existe disipación de potencia en el LED. Si se comparan las señales con las obtenidas en el Capítulo 3 (apartado 3.2.2), se puede observar que son similares, salvo por la aparición de un retardo en el tiempo de bajada de la señal V_{LED} en la simulación para la forma de onda conmutada.

Figura 4.18. I_{LED} , V_{LED} y P_{LED} : cuadrada (a) y sinusoidal (b) para el modelo circuital de un LED

En este paso, se aprovecha para realizar un primer cálculo de la potencia media disipada en el LED y el rendimiento del modelo (η) (potencia LED/potencia total) que sirve para hacerse una idea preliminar de su comportamiento. Debido a que los puntos o muestras de la simulación no están equiespaciados (su número aumenta en las transiciones rápidas), es preciso remuestrearlas para el análisis posterior.

3. Procesado de los datos en MATLAB⁸, análisis de potencia disipada y factor η y presentación de los resultados. En este paso, se utilizan los datos de las señales para calcular las potencias y factores de rendimiento de forma numérica.

En la tabla 4.6 se presentan los datos del rendimiento η (%) para la simulación circuital del modelo teórico, en donde el elemento de control es una fuente de corriente controlada por tensión:

V_{DD} (V)	4.7	5	5.5	5.7	6
Conmutada	97,58	92,15	87,33	81,69	77,96
Continua	90,48	85,47	81,03	75,84	72,40

Tabla 4.6. Rendimiento energético de la simulación circuital del modelo teórico

En la figura 4.19 se representa el rendimiento energético para la simulación circuital del Modelo Teórico (líneas continuas) junto con el rendimiento del modelo teórico del driver VLC calculado en el Capítulo 3 (apartado 3.4) (líneas de puntos). Se puede observar como se mantiene la diferencia de rendimiento entre la forma de onda conmutada y la continua. El rendimiento para la simulación circuital del modelo teórico se ve reducido dado que tiene en cuenta factores circuitales (retardos, desfases, etc.) que afectan a la señal teórica ideal.

⁸ <https://es.mathworks.com/>

Figura 4.19. Rendimiento del modelo teórico del driver para la simulación circuital

4.3.2 Modelo del driver

A continuación, se simula el modelo del driver VLC. Se han realizado simulaciones en MULTISIM con los dos dispositivos MOS caracterizados: el BS170 y el MGSF1N03L. Los circuitos de simulación son similares (variando el dispositivo MOS) y se presenta en la figura 4.20. La tensión V_{DD} se adapta, en cada caso, a la que necesita el MOS para su correcto funcionamiento.

Figura 4.20. Esquema de la simulación circuital del modelo del driver VLC

Al igual que en el apartado anterior, se utiliza el generador de formas de onda XFG1 para generar la señal de entrada de puerta del transistor (V_{GS}). Los osciloscopios virtuales XSC1 y XSC2 ayudan a monitorizar las señales que se quiere analizar: V_{GS} , V_{DD} , V_D y V_S . Posteriormente, se calculan el resto de señales de interés:

- $V_{LED} = V_{DD} - V_D$
- $V_{DS} = V_D - V_S$
- $I_{LED} = V_S / R$
- $P_{LED} = V_{LED} * I_{LED}$
- $P_{TOT} = (V_{LED} + V_{DS}) * I_{LED}$ ⁹
- Rendimiento (η) = P_{LED} / P_{TOT}

Al realizar las simulaciones con los dispositivos BS170 y MGSF1N03L, se ha observado como el rendimiento del driver utilizando el BS170 es mucho menor que empleando el MGSF1N03L. Esto se debe a que la $R_{DS(on)}$ del BS170 es mucho mayor, lo que aumenta la potencia disipada en el dispositivo. Además, necesita una V_{DD} de alimentación más elevada para funcionar. Por lo tanto, el proceso de simulación se ha centrado en el dispositivo MGSF1N03L.

A continuación, se analiza el rendimiento del driver para las siguientes señales básicas: cuadrada (conmutada) y sinusoidal (continua). Para su análisis se sigue el mismo procedimiento descrito en el apartado anterior (4.3.1).

4.3.2.1 Efecto del nivel de iluminación

Para evaluar y comparar correctamente el efecto de la forma de onda, es fundamental que las señales comparadas posean la misma corriente media (nivel de iluminación) circulando por el LED, lo cual impone unas condiciones de funcionamiento distintas para cada forma de onda.

En primer lugar, se analiza el efecto del tipo de señal en función del nivel de iluminación. Para el caso de la señal conmutada (cuadrada) el nivel de iluminación se controla mediante el ciclo de trabajo, mientras que para el caso de la señal continua (sinusoidal) se regula mediante la variación del offset de la señal.

Para ambas señales se calcula el rendimiento del driver para diferentes tensiones de alimentación V_{DD} , considerando siempre los requisitos de la señal de corriente: nivel de iluminación (I_{AVG}) y corriente máxima (I_{MAX}).

⁹ Como se estableció en el Capítulo 3 (apartado 3.4), para el cálculo de la potencia total del driver no se considera la potencia disipada en la resistencia de monitorización, dado que no tiene por qué estar presente, y su valor, que puede variar para las medidas experimentales, afecta al resultado del rendimiento.

En la figura 4.21 se puede observar como aparece distorsión en determinados valores de amplitud de la señal sinusoidal de corriente. Si la señal sinusoidal no está centrada, es decir, si el valor de offset de la corriente varía respecto al 50 %, se produce distorsión por saturación ($I_{AVG} > 50\%$) o por corte ($I_{AVG} < 50\%$). Para evitarlo, hay dos opciones, o bien aumentar la tensión de alimentación, o bien reducir la amplitud de la señal. Un aumento de la tensión de alimentación equivale a reducir la eficiencia del driver. Una reducción de la amplitud de la señal conlleva una disminución de la amplitud de la señal óptica con el resultado de una menor SNR (relación señal/ruido) en el receptor VLC.

Figura 4.21. Señal de corriente I_{LED} con distorsión

A continuación se muestran ejemplos de las señales después del paso 3 del proceso de simulación circuital: formas de onda cuadrada y sinusoidal con $I_{AVG} = 0,5\text{ A}$, $I_{MAX} = 1\text{ A}$ y $V_{DD} = 4\text{ V}$. La figura 4.22 muestra las señales para la forma de onda conmutada (cuadrada). En la figura 4.22(a) se puede observar como cuando hay corriente en el LED (y también en el MOS), la tensión en el MOS es prácticamente nula. En la figura 4.22(b) se representan las potencias disipadas en los diferentes componentes del driver: LED, MOS y R. Como se trata de una señal cuadrada con un ciclo de trabajo del 50 %, en la mitad del periodo de señal en el que hay corriente, la potencia disipada en el LED es bastante alta, mientras que la disipada en el MOS es mucho menor. Cuando el LED está apagado, la potencia disipada es nula en todos sus componentes.

Figura 4.22. Señales resultantes de la simulación circuital para la forma de onda conmutada: (a) señales medidas en el circuito y (b) señales calculadas de potencia disipada

La figura 4.23 muestra las señales para la forma de onda continua (sinusoidal). En la figura 4.23(a) se puede observar como hay corriente en el LED durante todo el periodo de la señal, así como tensión en el MOS. En la figura 4.23(b) se representan las potencias disipadas en los diferentes componentes del driver: LED, MOS y R. Se puede observar como en la primera parte del periodo de la señal, cuando hay mayor nivel de iluminación, la potencia en el LED es bastante alta, pero la potencia en el MOS tiene un valor elevado también. En la segunda parte del periodo de la señal, cuando se reduce el nivel de iluminación, decrece la potencia disipada en el LED, pero la del MOS se mantiene prácticamente constante. Notar también que existe distorsión en las señales, lo que ilustra el hecho de que la tensión de alimentación V_{DD} no es suficiente para asegurar el correcto funcionamiento del driver para este tipo de formas de onda.

Figura 4.23. Señales resultantes de la simulación circuital para la forma de onda continua: (a) señales medidas en el circuito y (b) señales calculadas de potencia disipada

Se han realizado simulaciones para diferentes niveles de iluminación (I_{AVG}). Para la señal conmutada, el nivel de iluminación se regula mediante el ciclo de trabajo (dc) y la tensión de alimentación V_{DD} ¹⁰. Los datos de rendimiento para la forma de onda conmutada (cuadrada) se presentan en la tabla 4.7, mientras que los de forma de onda continua (sinusoidal) se presentan en la tabla 4.8. Para la forma de onda continua, las celdas sombreadas se corresponden con los casos en los que existe distorsión de la señal de corriente I_{LED} . Para la forma de onda conmutada, las celdas sombreadas representan que el MOS ha pasado a trabajar en la zona de saturación.

¹⁰ Tanto para la forma de onda conmutada como para la forma de onda continua, el nivel de iluminación de la lámpara LED se puede regular ajustando la tensión de alimentación V_{DD} (ajustándola mediante un circuito de retroalimentación) dado que su variación es suficientemente lenta como para suponer que afecta al driver VLC. Sin embargo, la alta frecuencia de variación de las señales de modulación imposibilita que se realice una regulación automática de V_{DD} para evitar la distorsión de las formas de onda continuas.

V_{DD} (V)	dc=25%		dc=50%		dc=75%	
	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)
4	0,1476	94,37	0,2975	94,37	0,4427	94,37
4,25	0,1813	93,34	0,3627	93,34	0,5440	93,34
4,5	0,2157	92,36	0,4313	92,36	0,6471	92,36
4,75	0,2506	91,41	0,5006	91,41	0,7519	91,41
5	0,2838	90,50	0,5667	90,50	0,8514	90,50
5,25	0,3167	89,60	0,6359	89,60	0,9500	89,60
5,5	0,3498	88,72	0,7000	88,72	1,0495	88,72
5,75	0,3805	87,84	0,7661	87,84	1,1416	87,84
6	0,4140	86,95	0,8280	86,95	1,2420	86,95

Tabla 4.7. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda conmutada con la simulación circuital

V_{DD} (V)	offset=25%		offset=50%		offset=75%	
	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)
4	0,2334	83,21	0,2940	87,61	0,4669	89,92
4,25	0,2451	79,08	0,3346	85,12	0,5519	87,62
4,5	0,2490	74,84	0,3709	82,70	0,6186	85,06
4,75	0,2525	71,02	0,4003	80,16	0,6681	82,32
5	0,2560	67,59	0,4200	77,31	0,7032	79,42
5,25	0,2596	64,48	0,4335	74,42	0,7256	76,37
5,5	0,2631	61,66	0,4398	71,30	0,7372	73,19
5,75	0,2666	59,08	0,4458	68,37	0,7466	70,20
6	0,2700	56,72	0,4515	65,70	0,7560	67,47

Tabla 4.8. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda continua con la simulación circuital

En la figura 4.24 se representa el rendimiento energético del driver para la simulación circuital. Se puede observar como para forma de onda conmutada, el

rendimiento no cambia al variar el nivel de iluminación (ciclo de trabajo). Sin embargo, para la forma de onda continua el rendimiento del driver aumenta al incrementar el nivel de iluminación (offset de la señal)¹¹. Para ambas formas de onda, el incremento de la tensión de alimentación V_{DD} se traduce en un deterioro del rendimiento energético.

Figura 4.24. Rendimiento del driver VLC en función del nivel de iluminación para la simulación circuital

4.3.2.2 Efecto de la frecuencia

En segundo lugar, se ha analizado qué efecto provoca variar la frecuencia de señal de la forma de onda de control del driver VLC. Para ambas formas de onda, se han realizado simulaciones con señales de frecuencia 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz y 1 MHz. Para el rango de frecuencias utilizadas, no se aprecian variaciones reseñables. Es lo esperado, al no tratarse de frecuencias muy elevadas, inferiores a los límites de funcionamiento de los dispositivos empleados. En la figura 4.25 se presenta el rendimiento del driver VLC al variar la frecuencia para formas señales con un nivel de iluminación del 50 %. Se puede observar cómo tanto para la señal cuadrada como para la señal sinusoidal el rendimiento permanece constante para las diferentes frecuencias. Así mismo, su evolución al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} es similar a la obtenida en el apartado anterior.

¹¹ Para la señal continua, un incremento del offset de la señal lleva asociada la necesidad de un valor mayor de la tensión de V_{DD} para evitar la distorsión de la forma de onda.

Figura 4.25. Rendimiento del driver VLC en función de la frecuencia para la simulación circuital

4.4 Modelo Funcional o de bloques (SIMULINK-MATLAB)

A continuación se procede a la simulación del modelo funcional, que permitirá generar formas de onda de mayor complejidad y procesar señales con mayor facilidad. Para ello se utiliza la herramienta SIMULINK de MATLAB. Para validar este modelo, se efectuará un procedimiento similar al del modelo circuital: simulación del modelo teórico y del driver con formas de onda básicas (cuadrada y sinusoidal).

4.4.1 Modelo Teórico

En primer lugar, se realiza la simulación del modelo teórico mediante el esquema en SIMULINK de la figura 4.26. Los elementos correspondientes al circuito propiamente dicho se encuentran dentro del área resaltada. El resto de elementos son bloques de adaptación de las señales entre los entornos físicos y virtuales, sensores de las señales (de tensión y corriente), observación (osciloscopio virtual) y almacenamiento.

Figura 4.26. Esquema de la simulación funcional del Modelo Teórico

Las señales resultantes de la simulación se almacenan en las siguientes variables: V_{LED} , I_{LED} y V_{DD} . A continuación, estas variables se procesan en MATLAB para calcular las potencias disipadas y el rendimiento. En la tabla 4.9 se presentan los datos del rendimiento energético η (%) de ambas formas de onda para la simulación del modelo teórico para diferentes tensiones de alimentación V_{DD} :

V_{DD} (V)	4.7	5	5.5	5.7	6
Conmutada	100,00	95,20	89,81	83,51	79,33
Continua	92,65	87,09	82,16	76,40	72,58

Tabla 4.9. Rendimiento energético de la simulación funcional del modelo teórico

En la figura 4.27 se representa el rendimiento energético para la simulación funcional del modelo teórico (líneas continuas) junto con el rendimiento del modelo teórico calculado en el Capítulo 3 (apartado 3.4) (líneas de puntos). Se puede observar como se mantiene la diferencia de rendimiento entre la forma de onda conmutada y la continua.

Figura 4.27. Rendimiento del modelo teórico del driver para la simulación funcional

4.4.2 Modelo del Driver VLC

A continuación se procede a la simulación funcional del driver VLC. Para ello se emplea el diseño de la figura 4.28 con la herramienta SIMULINK. Los elementos correspondientes al circuito propiamente dicho se encuentran dentro del área resaltada: fuente de alimentación, LED, MOS y resistencia de monitorización. El resto de elementos son bloques de adaptación de las señales entre los entornos físicos y virtuales, sensores de las señales (de tensión y corriente), observación (osciloscopio virtual) y almacenamiento. La señal de control se genera mediante un generador de pulsos (señal cuadrada) o un generador de sinusoides (señal sinusoidal), que permiten la configuración de los parámetros principales de la forma de onda: amplitud, offset, ciclo de trabajo, frecuencia, etc.

Las señales resultantes de la simulación que se almacenan y que se pueden monitorizar en el osciloscopio virtual son V_G , V_{DD} , V_D y V_S . A partir de estas señales, en MATLAB se procesan las señales de interés I_{LED} , V_{LED} y V_{DS} y se calculan las potencias disipadas y el rendimiento del driver.

Figura 4.28. Esquema de la simulación funcional del driver VLC

4.4.2.1 Efecto del nivel de iluminación

En primer lugar, se analiza el rendimiento del driver para diferentes niveles de iluminación. Como para la simulación circuital, el nivel de iluminación se regula

mediante el ciclo de trabajo (forma de onda conmutada) y el nivel de offset (forma de onda continua).

V_{DD} (V)	dc=25%		dc=50%		dc=75%	
	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)
4	0,1003	96,39	0,2006	96,4	0,3009	96,4
4,25	0,127	95,46	0,2541	95,47	0,3811	95,47
4,5	0,1542	94,45	0,3083	94,46	0,4625	94,46
4,75	0,1809	93,33	0,3618	93,34	0,5427	93,34
5	0,2063	92,04	0,4215	92,05	0,6188	92,05
5,25	0,2284	90,4	0,457	90,42	0,6855	90,42
5,5	0,2417	87,79	0,4833	87,8	0,725	87,8
5,75	0,2417	83,91	0,4833	83,92	0,725	83,92
6	0,2417	80,36	0,4833	80,37	0,725	80,37

Tabla 4.10. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda conmutada con la simulación funcional

V_{DD} (V)	offset=25%		offset=50%		offset=75%	
	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)
4	0,2114	89,59	0,2795	92,74	0,3872	95,65
4,25	0,2331	86,48	0,3312	91,06	0,4837	94,39
4,5	0,2406	82,43	0,3771	89,27	0,5736	92,84
4,75	0,2406	78,06	0,416	87,31	0,6418	90,69
5	0,2406	74,12	0,4469	85,12	0,5913	88,19
5,25	0,2406	70,57	0,4684	82,6	0,7234	85,34
5,5	0,2406	67,34	0,4789	79,59	0,7366	82,02
5,75	0,2406	64,39	0,4796	76,14	0,7368	78,43
6	0,2406	61,69	0,4796	72,93	0,7368	75,13

Tabla 4.11. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda continua con la simulación funcional

En la figura 4.29 se representa el rendimiento energético del driver para la simulación funcional. Se puede observar como para la forma de onda conmutada, el rendimiento no cambia al variar el nivel de iluminación. Sin embargo, el rendimiento para la forma de onda continua mejora al aumentar el nivel de iluminación. Para ambas formas de onda, el incremento de la tensión de alimentación V_{DD} se traduce en un deterioro del rendimiento energético.

Figura 4.29. Rendimiento del driver VLC en función del nivel de iluminación para la simulación funcional

4.4.2.2 Efecto de la frecuencia

En segundo lugar, se ha analizado qué efecto provoca variar la frecuencia de la forma de onda de control del driver VLC. Para ambas formas de onda, se han realizado simulaciones con señales de frecuencia 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz y 1 MHz. Para el rango de frecuencias utilizadas, no se aprecian variaciones reseñables. Al tratarse de una simulación funcional, en la que no se consideran factores eléctricos, es un resultado esperado.

En la figura 4.30 se presenta el rendimiento del driver VLC al variar la frecuencia para formas señales con un nivel de iluminación del 50 %. Se puede observar cómo tanto para la señal cuadrada como para la señal sinusoidal el rendimiento permanece constante para las diferentes frecuencias. Así mismo, su evolución al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} es similar a la obtenida en el apartado anterior

Figura 4.30. Rendimiento del driver VLC en función de la frecuencia para la simulación funcional

4.5 Comparativa entre los dos modelos de simulación

En la figura 4.31 se representa la comparativa del rendimiento del driver VLC para la forma de onda conmutada de los dos modelos de simulación empleados (circuitual y funcional) en función del nivel de iluminación. La gráfica presenta el rendimiento para el rango de tensiones de alimentación que se corresponden con la zona útil de funcionamiento ($V_{DD} = 4 \text{ V} - 5,3 \text{ V}$). Se puede observar como para ambas formas de onda, el rendimiento es independiente del nivel de iluminación.

Figura 4.31. Comparativa del rendimiento del driver para la forma de onda conmutada

En la figura 4.32 se representa la comparativa del rendimiento del driver VLC para la forma de onda continua de los dos modelos de simulación empleados (circuital y funcional) en función del nivel de iluminación. La gráfica presenta el rendimiento para el rango de tensiones de alimentación que se corresponden con la zona en la que no hay distorsión de la señal de corriente. Se puede observar como para ambos tipos de simulaciones, se mantiene la tendencia de que a mayor nivel de iluminación, mejora el rendimiento. Por otro lado, se puede apreciar cómo, independientemente del nivel de iluminación, el rendimiento es mayor para el modelo funcional.

Figura 4.32. Comparativa del rendimiento del driver para la forma de onda continua

Capítulo 5. Validación Experimental

5.1 Introducción

Con el objetivo de validar el modelo teórico (Capítulo 3) y los modelos de simulación (Capítulo 4), así como analizar el rendimiento del driver en un entorno real, se han realizado una serie de experimentos. Éstos se orientan a replicar los diferentes análisis realizados en el Capítulo 4, es decir, se estudia el rendimiento del driver de las señales básicas de conmutación (cuadrada) y continua (sinusoidal). En primer lugar, se analiza el efecto del nivel de iluminación en el driver VLC para las dos formas de onda. A continuación se estudia si existe alguna relación entre la frecuencia de la señal y el rendimiento del driver.

5.2 Montaje y Procedimiento Experimental

El montaje experimental utilizado para la realización de las medidas se presenta en la figura 5.1. Los elementos que lo forman son el driver VLC, una fuente de alimentación E3630A de AGILENT, un generador de funciones 33220A de AGILENT y un osciloscopio MSO9254A de AGILENT.

A continuación, se describe en detalle cada uno de los elementos que conforman el montaje experimental:

Figura 5.1. Montaje experimental para la realización de las medidas

5.2.1 Driver VLC

El driver VLC empleado en el experimento es muy similar al utilizado en las simulaciones del Capítulo 4 (Fig. 5.2(a)). En la figura 5.2(b) se puede apreciar el detalle del driver VLC después de haber realizado el diseño del circuito impreso y haber montado los componentes electrónicos (LED, MOS, resistencias, condensadores de filtrado, etc.).

Para la realización de las medidas reales, se ha elegido un valor de $1\ \Omega$ para la resistencia de monitorización R_{MON} . A pesar de que con $R_{MON} = 1\ \Omega$, se disipa bastante potencia en la resistencia, la utilización de resistencias de menor valor (por ejemplo $0,1\ \Omega$ como en las simulaciones del Capítulo 4), obligaría a la introducción de un elemento de estabilización de corriente.

Se ha optado por no incluir elementos de realimentación que pudieran modificar los resultados o su interpretación.

5.2 Montaje y Procedimiento Experimental

(a)

(b)

Figura 5.2. Esquemático (a) y montaje experimental (b) del driver VLC

5.2.2 Instrumentación empleada

Las señales de control del driver VLC provienen del generador de funciones 33220A de AGILENT¹² (Fig. 5.3), que permite elegir el tipo de señal (cuadrada, sinusoidal, triangular, pulso, etc.) y configurar parámetros como la amplitud, valor de offset o frecuencia.

Figura 5.3. Generador de funciones 33220A

El generador de funciones 33220A es un generador de señal en tensión, por lo que en un primer lugar se atacó el driver VLC en tensión. Sin embargo, para las señales sinusoidales resultaba muy complejo controlar la amplitud de la señal de corriente del LED desde el generador, es decir, generar la señal de tensión (V_{GS}) necesaria para conseguir una corriente en el LED (I_{LED}) determinada. Por ello, se decidió atacar el driver en corriente, ubicando un convertidor de tensión a corriente antes de la entrada del driver VLC.

¹² <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5988-8544EN.pdf?id=187648>

Para alimentar el circuito del driver VLC se ha empleado la fuente de alimentación E3630A¹³ de AGILENT (Fig. 5.4), que permite la regulación analógica de la tensión mediante dos fuentes de tensión continua de 25 V y una fuente de tensión continua de 6 V. La fuente de 6 V soporta hasta 2,5 A de corriente y ofrece una resolución de 10 mV, lo que se ajusta perfectamente a las condiciones de este trabajo.

Figura 5.4. Fuente de alimentación E3630A

El osciloscopio MSO9254A¹⁴ de AGILENT (Fig. 5.5) se utiliza para verificar que las señales de control (V_{GS}/I_G) y alimentación (V_{DD}) son las correctas, realizar un análisis en tiempo real de las señales, capturar y almacenar sus valores.

Figura 5.5. Osciloscopio MSO9254A

Con el osciloscopio se monitorizan y capturan las siguientes señales: V_{GS}/I_G (señal de control), V_{DD} (tensión de alimentación), V_D (tensión de drenador del MOS o del cátodo del LED) y V_S (tensión de fuente del MOS o de R_{MON}).

¹³ <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5968-9727EN.pdf?id=1000070544:epsg:dow>

¹⁴ <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-3746EN.pdf?id=1705234>

5.2.3 Procedimiento experimental

Para facilitar la captura de datos y minimizar la influencia de los efectos dependientes de la disipación de calor en los diferentes componentes, se ha seguido el siguiente procedimiento experimental para cada medida (o señal de control del driver con unos parámetros determinados: forma de onda, nivel de iluminación, tensión de alimentación, frecuencia de la señal):

1. Selección del tipo de forma de onda en el generador de funciones: cuadrada (conmutada) o sinusoidal (continua).
2. Configuración del parámetro fijo de la señal en el generador de funciones: nivel de iluminación (ciclo de trabajo/offset) o frecuencia de la señal.
3. Selección del valor del parámetro variable de la señal en el generador de funciones: nivel de iluminación o frecuencia de la señal.
4. Selección de la tensión de alimentación.
5. Observación de la señales en el osciloscopio.
6. Captura (ejemplo en la figura. 5.6, señal sinusoidal de 1 kHz, $I_{AVG} = 250$ mA (25 %) y $V_{DD} = 6$ V) y guardado de las señales una vez estabilizadas.

Figura 5.6. Ejemplo de captura de las señales

Se repiten los pasos 4-6 para cada tensión de alimentación y los pasos 3-6 para cada parámetro variable.

Tanto para la observación en de las señales en el osciloscopio, como para su captura y guardado, se han tomado muestras de dos periodos de señal completos. La

frecuencia de muestreo es variable, es decir, depende de la frecuencia de la señal, siendo el número de muestras constante durante todo el experimento: 16017 muestras. Estas muestras son equiespaciadas, por lo que no es necesario un procesamiento posterior (diezmado e interpolación de las señales). Las señales correspondientes a cada medida (o señal de control del driver con unos parámetros concretos) se almacenan en un archivo CSV.

Un ejemplo de este archivo CSV se puede observar en la figura 5.7, correspondiente a una señal cuadrada de 50 % de ciclo de trabajo, frecuencia de 1 kHz y tensión de alimentación de 4,5 V. Cada fila es una muestra de la señal con los siguientes valores de izquierda a derecha: tiempo de muestreo (s), V_{DD} (V), I_G (A), V_D (V) y V_S (V).

Archivo	Edición	Formato	Ver	Ayuda
-1.001000E-03,	4.2288E+00,	5.0021E-01,	6.081E-01,	4.7388E-01
-1.000875E-03,	4.2428E+00,	5.0607E-01,	5.990E-01,	4.7984E-01
-1.000750E-03,	4.2565E+00,	5.1028E-01,	5.937E-01,	4.8473E-01
-1.000625E-03,	4.2686E+00,	5.1284E-01,	5.921E-01,	4.8853E-01
-1.000500E-03,	4.2799E+00,	5.1416E-01,	5.932E-01,	4.9140E-01
-1.000375E-03,	4.2896E+00,	5.1455E-01,	5.964E-01,	4.9347E-01
-1.000250E-03,	4.2983E+00,	5.1403E-01,	6.012E-01,	4.9480E-01
-1.000125E-03,	4.3055E+00,	5.1284E-01,	6.076E-01,	4.9545E-01
-1.000000E-03,	4.3118E+00,	5.1113E-01,	6.147E-01,	4.9550E-01
-9.99875E-04,	4.3155E+00,	5.0903E-01,	6.226E-01,	4.9505E-01
-9.99750E-04,	4.3186E+00,	5.0653E-01,	6.312E-01,	4.9409E-01
-9.99625E-04,	4.3202E+00,	5.0383E-01,	6.399E-01,	4.9276E-01
-9.99500E-04,	4.3213E+00,	5.0080E-01,	6.491E-01,	4.9103E-01
-9.99375E-04,	4.3205E+00,	4.9764E-01,	6.583E-01,	4.8904E-01

Figura 5.7. Ejemplo de archivo CSV con los valores de las señales medidas

Utilizando MATLAB, se calculan el resto de señales necesarias para el análisis del rendimiento del driver en función de las señales almacenadas:

- $V_{LED} = V_{DD} - V_D$
- $V_{DS} = V_D - V_S$
- $I_{LED} = V_S / R_{MON}$
- $P_{LED} = V_{LED} * I_{LED}$
- $P_{MOS} = V_{DS} * I_{LED}$
- $P_{RMON} = V_S * I_{LED}$

Estas señales se calculan para cada muestra. Para el cálculo del rendimiento del driver VLC se suman los valores de todas las muestras para tener las potencias disipadas totales durante los dos periodos de señal:

$$P_{LEDtotal} = \sum P_{LED} \quad (5.1)$$

$$P_{MOS_{total}} = \sum P_{MOS} \quad (5.2)$$

$$P_{RMONT_{total}} = \sum P_{RMON} \quad (5.3)$$

Como ya se ha comentado en el Capítulo 3 (apartado 3.4 Modelo del Driver) no se considera la potencia disipada en la resistencia de monitorización. En este montaje experimental, se ha utilizado una resistencia de monitorización de 1Ω , lo que hace que se disipe bastante potencia en la misma ($> 10 \%$ de la potencia total para altos niveles de iluminación). El rendimiento del driver η se calcula como:

$$\eta = \frac{P_{LED_{total}}}{P_{LED_{total}} + P_{MOS_{total}}} \quad (5.3)$$

5.3 Efecto del nivel de iluminación

En primer lugar se ha estudiado el efecto del tipo de forma de onda en función del nivel de iluminación. Como en las simulaciones del Capítulo 4, para la forma de onda conmutada (señal cuadrada), el nivel de iluminación se controla mediante el ciclo de trabajo, mientras que para el caso de forma de onda continua (señal sinusoidal) se varía el nivel de offset de la señal. Se ha realizado el análisis con una señal de frecuencia 1 kHz.

5.3.1 Forma de onda conmutada (señal cuadrada)

Para la forma de onda conmutada se ha variado el ciclo de trabajo (dc), desde el 20 % al 80 %, límites reales del generador de funciones. Se toma como referencia una señal cuadrada de frecuencia 1 kHz, $I_{AVG} = 0,25 \text{ A}$ e $I_{MAX} = 0,5 \text{ A}$ (dc = 50 %). Se realizan medidas variando la tensión de alimentación (V_{DD}).

En la tabla 5.1 se presentan los datos del rendimiento del driver (η) junto con el valor medio de iluminación (I_{AVG}) y la amplitud de la señal (o señal pico-pico) de iluminación (I_{pp}).

		V_{DD} (V)			
		4,5	5	5,5	6
dc=20 %	I_{AVG} (A)	0,1016	0,1022	0,1018	0,1021
	I_{pp} (A)	0,5538	0,5376	0,5484	0,5471
	η (%)	95,4126	82,9804	76,3352	67,6592
dc=25 %	I_{AVG} (A)	0,1272	0,1269	0,1267	0,1269
	I_{pp} (A)	0,5253	0,5535	0,5357	0,5369
	η (%)	94,7720	82,8434	76,6745	68,6434
dc=50 %	I_{AVG} (A)	0,2529	0,2527	0,2526	0,2524
	I_{pp} (A)	0,5468	0,5334	0,5387	0,5437
	η (%)	93,3710	82,5664	75,6268	68,2241
dc=75 %	I_{AVG} (A)	0,3779	0,3778	0,3779	0,3902
	I_{pp} (A)	0,6031	0,5757	0,6218	0,6094
	η (%)	92,9753	81,3226	73,9485	65,9771
dc=80 %	I_{AVG} (A)	0,4030	0,4031	0,4027	0,4144
	I_{pp} (A)	0,6015	0,6091	0,6012	0,6371
	η (%)	92,2086	81,5534	72,8055	65,9422

Tabla 5.1. Rendimiento del driver, nivel de iluminación y amplitud de corriente para la forma de onda conmutada

Como se puede comprobar en la tabla 5.1, el valor medio de iluminación I_{AVG} depende del ciclo de trabajo de la señal cuadrada, y no presenta prácticamente variación al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} . Aunque, en teoría, la amplitud de la señal de iluminación (I_{pp}) debería ser siempre constante, es decir, no depender ni del ciclo de trabajo ni de la tensión de alimentación, se puede observar como sufre variaciones para niveles de iluminación altos ($dc = 75\%$ y $dc = 80\%$). Esto se debe a la aparición de picos en la señal en las transiciones entre los niveles alto y bajo. Estos picos aparecen tanto en la parte superior como en la inferior, de la señal. En la figura 5.8 se puede observar la señal de corriente del LED (I_{LED}) para las señales de $dc = 20\%$ (5.8(a)) y 80% (5.8(b)), siendo estos picos mayores para la señal de mayor nivel de iluminación. La figura 5.8 se corresponde con el circuito alimentado a 4,5 V, pero el resultado es similar para otras tensiones de alimentación.

5.3 Efecto del nivel de iluminación

Figura 5.8. Señal de corriente del LED (cuadrada) con $dc = 20\%$ (a) y $dc = 80\%$ (b)

En la figura 5.9 se representa el rendimiento del driver (η) para la señal cuadrada en función del nivel de iluminación y la tensión de alimentación. El eje Y indica el valor del rendimiento del driver (η en %) y el eje X la tensión de alimentación (V_{DD}), mientras que cada línea se corresponde con un nivel de iluminación (dc para la señal cuadrada).

Figura 5.9. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda conmutada en función del nivel de iluminación

En la figura 5.9 se puede observar cómo el rendimiento η disminuye al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} , dado que aumenta la potencia disipada en el MOS, pero la del LED permanece constante. Por otro lado, también se puede ver como η tiene unos valores relativamente inferiores al aumentar el nivel de iluminación, independientemente de la tensión de alimentación. Las diferencias entre los valores se pueden deber a la aparición de efectos motivados por el calentamiento de los componentes (LED y, sobre todo, la presencia de la resistencia de monitorización).

5.3.2 Forma de onda continua (señal sinusoidal)

Para la forma de onda continua, el nivel de iluminación se controla variando el offset de la señal, habiendo elegido hacerlo desde el 10 % al 90 %. Se toma como referencia una señal sinusoidal de frecuencia 1 kHz, $I_{AVG} = 0,25$ A e $I_{MAX} = 0,5$ A (offset = 0,25 A). Se realizan medidas variando la tensión de alimentación (V_{DD}). En la tabla 5.2 se presentan los datos del rendimiento del driver (η) junto con el valor medio de iluminación (I_{AVG}) y la amplitud de la señal (o señal pico-pico) de iluminación (I_{pp}).

		V_{DD} (V)			
		4,5	5	5,5	6
offset=10 %	I_{AVG} (A)	0,0588	0,0593	0,0597	0,0594
	I_{pp} (A)	0,1013	0,0999	0,1004	0,1002
	η (%)	66,4503	60,4790	53,0375	49,0369
offset=25 %	I_{AVG} (A)	0,1328	0,1329	0,1330	0,1329
	I_{pp} (A)	0,2478	0,2477	0,2462	0,2470
	η (%)	74,2849	66,0616	58,9647	54,0655
offset=50 %	I_{AVG} (A)	0,2569	0,2569	0,2571	0,2566
	I_{pp} (A)	0,4958	0,4951	0,4938	0,4938
	η (%)	86,5968	76,4769	67,4744	61,2567
offset=75 %	I_{AVG} (A)	0,3806	0,3805	0,3799	0,3801
	I_{pp} (A)	0,2504	0,2491	0,2501	0,2489
	η (%)	86,4282	77,7565	68,2320	60,4945
offset=90 %	I_{AVG} (A)	0,4557	0,4557	0,4552	0,4550
	I_{pp} (A)	0,1009	0,1011	0,1016	0,1008
	η (%)	88,7298	78,8317	69,5107	62,5312

Tabla 5.2. Rendimiento del driver, nivel de iluminación y amplitud de corriente para la forma de onda continua

Como se puede comprobar en la tabla 5.2, el valor medio de iluminación I_{AVG} depende directamente del offset de la señal sinusoidal, y no presenta prácticamente

5.3 Efecto del nivel de iluminación

variación al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} . La amplitud de la señal de iluminación (I_{pp}) no depende de la tensión de alimentación V_{DD} , pero sí que varía en función del offset de la señal. El valor máximo de amplitud se alcanza para un offset del 50 %, mientras que se ve reducido al disminuir o aumentar el nivel de iluminación, para evitar el recorte de la señal¹⁵.

En la figura 5.10 se puede observar la señal de corriente del LED para la señal de offset 50 %, comprobando que no existe degradación en la señal en función de la tensión de alimentación. Como ya se ha comentado en capítulos anteriores, para niveles de iluminación (offset de la señal) diferentes del 50 %, si no se reduce la amplitud de la señal, ésta se deforma. Para valores de iluminación $< 50 \%$, está limitada por su parte inferior ($I_{LED} = 0$) mientras que para valores de iluminación $> 50 \%$, es necesario aumentar la tensión de alimentación.

Figura 5.10. Señal de corriente del LED para la forma de onda continua

En la figura 5.11 se representa el rendimiento del driver η para la forma de onda continua (señal sinusoidal) en función del nivel de iluminación y la tensión de alimentación. El eje Y indica el valor del rendimiento del driver (η en %) y el eje X la tensión de alimentación (V_{DD}), mientras que cada línea se corresponde con un nivel de iluminación (offset para la señal sinusoidal).

¹⁵ En las medidas reales se ha optado por adaptar la señal de control del driver para evitar la distorsión, lo que se traduce en una reducción de amplitud de la señal para niveles de offset diferentes del 50 %.

Figura 5.11. Rendimiento del driver VLC para la forma de onda continua en función del nivel de iluminación

En la figura 5.11 se puede observar como el rendimiento η disminuye al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} , dado que aumenta la potencia disipada en el MOS pero la del LED permanece constante. Por otro lado, también se puede ver como η se reduce de forma considerable al disminuir el nivel de iluminación (offset < 50 %), independientemente de la tensión de alimentación. Al incrementar el nivel de iluminación (offset > 50 %), existe un aumento del rendimiento, pero mucho más moderado.

5.3.3 Análisis comparativo

En la figura 5.12 se representa el rendimiento del driver para ambos tipos de señales. Se han seleccionado los tres niveles de iluminación coincidentes (25 %, 50 % y 75 %). Se puede observar como el rendimiento es bastante menor para las formas de onda continuas, en especial para bajos niveles de iluminación.

Figura 5.12. Comparativa del rendimiento del driver experimental en función del nivel de iluminación

A modo de resumen, en la tabla 5.3 se recoge el rendimiento del driver óptimo medido para cada tipo de forma de onda en función del nivel de iluminación. Se considera que la tensión de alimentación V_{DD} es fija para cada tipo de señal, eligiendo el valor óptimo, que se corresponde con la tensión mínima para mantener la forma de onda de la señal: 4,5 V para la señal cuadrada y 5 V para la señal sinusoidal.

	Nivel de iluminación		
Señal (V_{DD})	25 %	50 %	75 %
Cuadrada (4,5 V)	94,77	93,37	92,97
Sinusoidal (5 V)	66,06	76,47	77,75

Tabla 5.3. Rendimiento óptimo para cada forma de onda en función del nivel de iluminación

En la figura 5.13 se representa el rendimiento del driver óptimo para cada señal en función del nivel de iluminación. Se puede apreciar como para la forma de onda conmutada (señal cuadrada), el rendimiento óptimo permanece prácticamente constante. Para la forma de onda continua (señal sinusoidal), el rendimiento óptimo mejora ostensiblemente para niveles de iluminación superiores al 50 %.

Figura 5.13. Rendimiento óptimo en función del nivel de iluminación

5.4 Efecto de la frecuencia de la señal

En segundo lugar se ha estudiado el efecto al variar la frecuencia de la señal para cada forma de onda. Se ha elegido un nivel de iluminación constante del 50 % ($I_{AVG} = 0,25$ A, $I_{MAX} = 0,5$ A) y se ha realizado el análisis variando la tensión de alimentación V_{DD} y la frecuencia de la señal para los siguientes valores: 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz y 1 MHz.

5.4.1 Forma de onda conmutada (señal cuadrada)

Para la forma de onda conmutada se ha utilizado como señal de control una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 %, $I_{AVG} = 0,25$ A e $I_{MAX} = 0,5$ A. En la tabla 5.4 se muestran los resultados:

5.4 Efecto de la frecuencia de la señal

	V_{DD} (V)			
	4,5	5	5,5	6
f = 1 kHz	95,48	88,80	79,39	70,69
f = 10 kHz	94,19	88,33	78,60	70,66
f = 100 kHz	94,14	90,32	80,59	72,83
f = 1 MHz	89,51	86,02	81,88	75,13

Tabla 5.4. Rendimiento del driver (%) al variar la frecuencia para la forma de onda conmutada

En la tabla 5.4 se puede apreciar como al aumentar la frecuencia de la señal, el valor del rendimiento del driver para la señal cuadrada no registra grandes cambios, salvo para la frecuencia de 1 MHz. Se reduce considerablemente para las tensiones de alimentación $V_{DD} = 4,5$ V y 5 V mientras que aumenta para $V_{DD} = 5,5$ V y 6 V. Esta variación se debe a que el LED no soporta frecuencias altas de conmutación, deformándose la señal de corriente y afectando al rendimiento del driver resultante.

En la figura 5.14 se presentan las corrientes en el LED (I_{LED}) para las señales a 10 kHz y 1 MHz con tensiones de alimentación V_{DD} de 4,5 V y 6 V. Se puede observar como la señal de corriente óptima es la de la señal de frecuencia de 10 kHz con una tensión de alimentación de 6 V. Para esta frecuencia, al ajustar la V_{DD} , la señal se ve afectada mínimamente. Para las señales de frecuencia 1 MHz, la forma de onda de la señal se ve mucho más afectada, motivado básicamente por la máxima frecuencia de conmutación del LED.

Figura 5.14. Corrientes en el LED para diferentes frecuencias y tensiones de alimentación de la forma de onda conmutada

5.4.2 Forma de onda continua (señal sinusoidal)

Para la forma de onda continua se ha utilizado como señal de control una señal sinusoidal con offset de 0,25 A, $I_{AVG} = 0,25$ A e $I_{MAX} = 0,5$ A. En la tabla 5.5 se muestran los resultados:

	V_{DD} (V)			
	4,5	5	5,5	6
f = 1 kHz	89,06	80,29	71,75	64,70
f = 10 kHz	88,28	79,66	71,21	64,60
f = 100 kHz	88,82	81,17	72,02	65,46
f = 1 MHz	85,96	80,91	74,47	67,48

Tabla 5.5- Rendimiento del driver (%) al variar la frecuencia para la forma de onda continua

En la tabla 5.5 se puede apreciar cómo, al igual que para la señal cuadrada, al aumentar la frecuencia de la señal, el valor de rendimiento del driver VLC para la señal sinusoidal no registra grandes cambios, salvo para la frecuencia de 1 MHz. Se reduce considerablemente para las tensiones de alimentación $V_{DD} = 4,5$ V mientras que aumenta para $V_{DD} = 5,5$ V y 6 V. Como se indicó anteriormente, esta degradación del rendimiento se debe a la respuesta del LED, dado que se deforma la señal de corriente y afecta al rendimiento del driver resultante.

En la figura 5.15 se presenta la señal de corriente del LED para las señales a 10 kHz y 1 MHz con tensiones de alimentación de 4,5 V y 6 V. Se puede observar como la señal de corriente óptima es la de la señal de 10 kHz con una tensión de alimentación de 6 V. Para esa frecuencia, al reducir la V_{DD} , la señal se ve recortada de forma significativa. Para las señales de 1 MHz, la forma de onda de la señal se ve mucho más afectada, en especial para V_{DD} más bajas.

5.4 Efecto de la frecuencia de la señal

Figura 5.15. Corrientes en el LED para diferentes frecuencias y tensiones de alimentación de la forma de onda continua

5.4.3 Análisis comparativo

En la figura 5.16 se representa el rendimiento del driver para ambos tipos de forma de onda en función de la frecuencia. Se puede observar como al variar la frecuencia, la diferencia de rendimiento se mantiene entre las formas de onda conmutada y continua. En el análisis del efecto de la variación de la frecuencia se ha optado por no variar la amplitud de corriente de la forma de onda continua, de modo que para valores bajos de V_{DD} , el rendimiento es irreal, dado que la señal se recorta (véase figura 5.15).

Figura 5.16. Comparativa del driver experimental en función de la frecuencia

A modo de resumen, en la tabla 5.6 se recoge el rendimiento del driver óptimo medido para cada tipo forma de onda en función la frecuencia de la señal. Se considera que la tensión de alimentación V_{DD} es fija para cada tipo de señal, eligiendo el valor óptimo, que se corresponde con la tensión mínima para a mantener la forma de onda de la señal: 4,5 V para la señal cuadrada y 5 V para la señal sinusoidal

Señal (V_{DD})	Frecuencia			
	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz
Cuadrada (4,5 V)	95,5	94,2	94,1	89,5
Sinusoidal (5 V)	80,3	79,7	81,2	80,9

Tabla 5.6. Rendimiento óptimo para cada forma de onda en función de la frecuencia

En la figura 5.17 se representa el rendimiento del driver óptimo para cada señal en función de la frecuencia. Se puede apreciar cómo para la forma de onda conmutada (señal cuadrada), el rendimiento óptimo permanece prácticamente constante, decreciendo a partir de los 100 kHz, frecuencias más próximas a las frecuencias de conmutación límites del dispositivo LED. Para la forma de onda continua (señal sinusoidal), al no producirse cambios bruscos en la señal de corriente, el rendimiento óptimo es constante¹⁶.

Figura 5.17. Rendimiento óptimo del driver en función de la frecuencia

¹⁶ El aumento del rendimiento óptimo para la forma de onda continua se debe a errores propios de la realización de medidas reales.

5.5 Validación del Modelo de Simulación

Una vez realizadas las medidas reales, se comparan los resultados con los obtenidos en los modelos de simulación.

En la figura 5.18 se presenta el rendimiento del driver para la forma de onda conmutada: experimental (a) y simulaciones (b). Se puede observar como tienen un comportamiento similar (reducción del rendimiento al aumentar V_{DD}), aunque la pendiente es bastante mayor para el modelo experimental..

Figura 5.18. Comparativa del rendimiento experimental (a) y simulación (b) para forma de onda conmutada

En la figura 5.19 se presenta el rendimiento del driver para la forma de onda continua: experimental (a) y simulaciones (b). Se puede observar como tienen un comportamiento similar (reducción del rendimiento al aumentar V_{DD}).

Figura 5.19. Comparativa del rendimiento experimental (a) y simulación (b) para forma de onda continua

Capítulo 6. Resultados

6.1 Introducción

Una vez se han validado los modelos de simulación del Capítulo 4 con los experimentos del Capítulo 5, se ha procedido a realizar un análisis del rendimiento del driver VLC para tres tipos de señales empleadas en los sistemas de comunicaciones VLC reales: OOK, VPPM y OFDM. Este análisis se ha llevado cabo mediante el uso del modelo de simulación funcional descrito en el Capítulo 4 (apartado 4.3). La metodología empleada para la obtención de los resultados es similar a la del Capítulo 4, con un esquema parecido al de la figura 4.26.

6.2 Señales básicas de referencia

En primer lugar, se ha analizado el rendimiento del driver para las formas de onda básicas (conmutada = cuadrada, continua = sinusoidal) con unos parámetros similares a los que se van a emplear en las señales VLC, para dotar de mayor fiabilidad al estudio comparativo.

6.2.1 Forma de onda conmutada de referencia (señal cuadrada)

Para la forma de onda conmutada básica, se ha seleccionado una señal cuadrada de frecuencia 200 kHz. Como referencia, se toma la señal con un ciclo de trabajo del 50 % con valores de $I_{MAX} = 1$ A e $I_{AVG} = 0,5$ A (valor real de $I_{AVG} = 0,481$ A) para $V_{DD} = 5,3$ V. Se realizan simulaciones para diferentes niveles de iluminación. El nivel de iluminación

se regula mediante el ciclo de trabajo de la señal y también se puede ajustar con la tensión de alimentación V_{DD} . Los resultados obtenidos se presentan en la tabla 6.1¹⁷.

V_{DD} (V)	dc = 25 %		dc = 50 %		dc = 75 %	
	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)
4	0,0998	94,83	0,1996	95,64	0,2995	95,92
4,25	0,1264	93,89	0,2529	94,71	0,3793	94,99
4,5	0,1534	92,89	0,3068	93,7	0,4602	93,98
4,75	0,18	91,78	0,36	92,58	0,54	92,86
5	0,2053	90,49	0,4105	91,29	0,6157	91,57
5,25	0,2274	88,88	0,4548	89,67	0,6822	89,94
5,5	0,2405	86,31	0,481	87,08	0,7214	87,34
5,75	0,2405	82,49	0,481	83,23	0,7214	83,48
6	0,2405	79	0,481	79,7	0,7214	79,95

Tabla 6.1. Rendimiento del driver para la señal cuadrada de 200 kHz

En la tabla 6.1 se puede observar como el rendimiento del driver decrece al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} , y a partir de $V_{DD} = 5,5$ V (zona sombreada en la tabla), el driver (MOS) cambia al estado de saturación y deja de ser eficiente (el nivel de iluminación I_{AVG} no aumenta al elevar la tensión de alimentación). De la tabla 6.1 se puede extraer que el rendimiento del driver para la señal cuadrada varía entre el 88,88 % y el 95,92 %, en función del nivel de iluminación (ciclo de trabajo y tensión de alimentación de la señal).

Este comportamiento se puede observar de forma más clara en la figura 6.1, que representa el rendimiento del driver para una señal cuadrada de 200 kHz calculado con el modelo de simulación funcional. Se puede ver como el valor del rendimiento es prácticamente igual para los diferentes ciclos de trabajo, siguiendo una tendencia descendiente al aumentar V_{DD} . A partir de aproximadamente $V_{DD} = 5,3$ V la pendiente de

¹⁷ Los valores de rendimiento resultantes de esta simulación no son exactamente iguales a los calculados en Capítulo 4 (apartado 4.4.2.1) y presentados en la tabla 4.10. Esto se debe a que en este Capítulo, para dotar de mayor fiabilidad a la comparativa con las señales de transmisión VLC, el estudio del rendimiento para las señales de referencia ha sufrido una ligera variación en la entrada de datos. La señal de control que entra al driver no procede directamente de un generador de pulsos (señal cuadrada) o de sinusoides (señal sinusoidal), si no que se forma mediante el esquema de la figura 6.4. De esta forma, se analizarán dos periodos de señal completos, pudiendo haber desfase (valor de comienzo del periodo) entre ambos periodos.

6.2 Señales básicas de referencia

caída del rendimiento se vuelve más abrupta, dado que del driver (MOS) pasa del modo óhmico al modo de saturación.

Figura 6.1. Rendimiento del driver para la señal cuadrada de referencia

6.2.2 Forma de onda continua de referencia (señal sinusoidal)

De forma análoga, para la forma de onda continua básica se ha seleccionado una señal sinusoidal de frecuencia 200 kHz. Como referencia, se toma la señal con offset de 0,5 A con valores de $I_{MAX} = 1$ A e $I_{AVG} = 0,5$ A para $V_{DD} = 6$ V. Se realizan simulaciones para diferentes niveles de iluminación. El nivel de iluminación se regula mediante el offset de la señal. Los resultados obtenidos se presentan en la tabla 6.2.

V _{DD} (V)	offset = 25 %		offset = 50 %		offset = 75 %	
	I _{AVG} (A)	η (%)	I _{AVG} (A)	η (%)	I _{AVG} (A)	η (%)
4	0,2114	89,59	0,2795	92,74	0,3872	95,65
4,25	0,2331	86,48	0,3312	91,06	0,4837	94,39
4,5	0,2406	82,43	0,3771	89,27	0,5736	92,84
4,75	0,2406	78,06	0,416	87,31	0,6418	90,69
5	0,2406	74,12	0,4469	85,12	0,5913	88,19
5,25	0,2406	70,57	0,4684	82,6	0,7234	85,34
5,5	0,2406	67,34	0,4789	79,59	0,7366	82,02
5,75	0,2406	64,39	0,4796	76,14	0,7368	78,43
6	0,2406	61,69	0,4796	72,93	0,7368	75,13

Tabla 6.2. Rendimiento del driver para la señal sinusoidal de 200 kHz

En la tabla 6.2 se puede observar cómo, al reducir la tensión de alimentación V_{DD} , aumenta el rendimiento del driver, pero a cambio se distorsiona la forma de onda de la señal. En función del offset de la señal, al reducir V_{DD} ($< 4,5$ V para la señal del 25 % y $< 5,5$ V para las señales de 50 % y 75 %), la señal sinusoidal se ve recortada, reduciendo el nivel de iluminación (I_{AVG}) y lo que es más importante, alterando la forma de onda de la señal (zona sombreada de la tabla), es decir, reduciendo la amplitud de la señal (I_{pp}).

En la figura 6.2 se representa la amplitud de la señal de corriente (I_{pp}). Se puede observar como para los niveles de iluminación del 50 % y del 75 %, la amplitud de la señal se ve afectada para un valor menor de V_{DD} de aproximadamente 5,3 V, valores para los que driver (MOS) se encuentra en el modo óhmico. Para la señal del 25 % de nivel de iluminación, no comienza a haber distorsión hasta $V_{DD} = 4,5$ V.

Figura 6.2. Amplitud de la señal de corriente para la forma de onda continua

En la figura 6.3 se representa el rendimiento η del driver para la señal sinusoidal. Se puede observar que para niveles de iluminación más bajos (offset = 25 %), la caída del rendimiento al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} es mayor.

Evitando la distorsión de la señal, el rendimiento del driver para la señal sinusoidal varía entre el 61,69 % y el 82,02 %, con una fuerte dependencia con el nivel de iluminación (offset de la señal).

Figura 6.3. Rendimiento del driver para la señal sinusoidal de referencia

6.3 Señal OOK

Para el estudio de señales de modulación empleadas en sistemas VLC reales, se considera la transmisión de un paquete de datos de 128 bits. Para la señal de modulación OOK se establecen los parámetros definidos por el estándar IEEE 802.15.7: 200 kHz de frecuencia de reloj y codificación Manchester. En la figura 6.4 se presenta la generación de la señal OOK de control del driver VLC. Los datos a transmitir se crean de forma aleatoria mediante un generador binario de Bernoulli, que controla un bloque modulador OOK. Este bloque, en función del valor del bit de entrada producirá un señal cuadrada que comenzará a nivel alto o bajo.

Figura 6.4. Generación de la señal OOK de control del driver VLC

Del mismo modo que para las señales básicas, las condiciones de contorno limitantes que se consideran son el nivel de iluminación I_{AVG} y la amplitud de corriente de la señal I_{pp} . En la tabla 6.3 se presentan los resultados obtenidos:

V_{DD} (V)	dc = 25 %		dc = 50 %		dc = 75 %	
	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)
4	0,1003	93,95	0,2006	95,22	0,3009	95,66
4,25	0,1271	93,02	0,2541	94,28	0,3811	94,72
4,5	0,1542	92,02	0,3083	93,27	0,4625	93,71
4,75	0,1809	90,91	0,3618	92,16	0,5427	92,59
5	0,2063	89,64	0,4215	90,88	0,6188	91,3
5,25	0,2285	88,04	0,457	89,26	0,6855	89,68
5,5	0,2417	85,49	0,4833	86,68	0,725	87,08
5,75	0,2417	81,71	0,4833	82,84	0,725	83,23
6	0,2417	78,25	0,4833	79,34	0,725	79,71

Tabla 6.3. Rendimiento del driver para la señal OOK

En la tabla 6.3 se puede observar que el rendimiento del driver VLC decrece al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} , y a partir de $V_{DD} = 5,5$ V (zona sombreada en la tabla), el driver (MOS) cambia al estado de saturación y deja de ser eficiente (el nivel de iluminación I_{AVG} no aumenta al elevar la tensión de alimentación).

En la figura 6.5 se representa el rendimiento del driver para una señal de modulación OOK para la transmisión de un paquete de 128 bits. Disminuye el rendimiento al incrementar la tensión de alimentación. La tendencia es similar para diferentes ciclos de trabajo, si bien el valor es algo inferior para dc = 25 %. A partir de aproximadamente $V_{DD} = 5,3$ V la pendiente de caída del rendimiento se vuelve más abrupta porque el driver VLC deja de ser eficiente.

El rendimiento del driver para la señal OOK varía entre el 88,04 % y el 95,66 %, en función del nivel de iluminación (ciclo de trabajo y la tensión de alimentación de la señal).

Figura 6.5. Rendimiento del driver VLC para la señal OOK

6.4 Señal VPPM

Para el análisis de la señal de modulación VPPM, se estudia el rendimiento del driver al transmitir un paquete de datos de 128 bits con los parámetros establecidos por el estándar IEEE 802.15.7: 400 kHz de frecuencia de reloj y codificación 4B6B. En la tabla 6.4 se presentan los resultados obtenidos:

V _{DD} (V)	dc = 25 %		dc = 50 %		dc = 75 %	
	I _{AVG} (A)	η (%)	I _{AVG} (A)	η (%)	I _{AVG} (A)	η (%)
4	0,0999	94,43	0,2006	93,83	0,3005	95,81
4,25	0,1265	93,49	0,2541	92,89	0,3806	94,87
4,5	0,1535	92,48	0,3083	91,87	0,4618	93,86
4,75	0,1801	91,37	0,3618	90,76	0,5419	92,74
5	0,2054	90,08	0,4125	89,47	0,6179	91,45
5,25	0,2275	88,47	0,457	87,87	0,6845	89,82
5,5	0,2406	85,91	0,4833	85,32	0,7239	87,22
5,75	0,2406	82,11	0,4833	81,55	0,7239	83,37
6	0,2406	78,63	0,4833	78,09	0,7239	79,84

Tabla 6.4. Rendimiento del driver para la señal VPPM

En la tabla 6.4 se puede ver como el rendimiento del driver decrece al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} , y para valores de V_{DD} iguales o superiores a 5,5 V, el driver (MOS) cambia al estado de saturación y deja de ser eficiente (el nivel de iluminación I_{AVG} no aumenta al elevar la tensión de alimentación).

En la figura 6.6 se representa el rendimiento del driver para una señal de modulación VPPM para la transmisión de un paquete de datos de 128 bits. Disminuye el rendimiento al incrementar la tensión de alimentación. La tendencia es similar para diferentes ciclos de trabajo, si bien el valor es algo superior para $dc = 75\%$. A partir de aproximadamente $V_{DD} = 5,3$ V la pendiente de caída del rendimiento se vuelve más abrupta (zona sombreada de la tabla de resultados).

Figura 6.6. Rendimiento del driver VLC para la señal VPPM

El rendimiento del driver para la señal VPPM varía entre el 88,47 % y el 95,81 %, en función del nivel de iluminación (ciclo de trabajo y la tensión de alimentación de la señal).

6.5 Señal OFDM

Para el análisis de la señal de OFDM se considera una señal compuesta de sub-portadoras. Cada sub-portadora utiliza una modulación por desplazamiento de fase de orden 2 (BPSK). Para que la velocidad de transmisión del paquete de datos de 128 bits sea similar a la de las modulaciones OOK y VPPM, las sub-portadoras son señales sinusoidales de 50 kHz. Al igual que para el resto de señales, se analiza el rendimiento del driver en función del nivel de iluminación, cuyos resultados se presentan en la tabla 6.5.

6.5 Señal OFDM

V_{DD} (V)	offset = 25 %		offset = 50 %		offset = 75 %	
	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)	I_{AVG} (A)	η (%)
4	0,2396	88,72	0,3571	94,26	0,5317	95,6
4,25	0,2451	83,96	0,4269	92,08	0,5629	94,29
4,5	0,2453	79,29	0,4695	88,99	0,5915	92,77
4,75	0,2453	75,1	0,4867	85,07	0,6592	90,69
5	0,2453	71,32	0,4867	80,91	0,7036	87,83
5,25	0,2453	67,91	0,4867	77,02	0,7197	84,28
5,5	0,2453	64,81	0,4867	73,49	0,7204	80,5
5,75	0,2453	61,97	0,4867	70,27	0,7202	76,96
6	0,2453	59,38	0,4867	67,31	0,7202	73,71

Tabla 6.5. Rendimiento del driver de la señal OFDM

En la tabla 6.5 se puede observar como al reducir la tensión de alimentación V_{DD} , aumenta el rendimiento del driver, pero se produce a cambio de distorsionar la forma de onda de la señal. En función del offset de la señal, al reducir V_{DD} ($< 4,5$ V para la señal del 25 %, $< 4,75$ V para la señal del 50 % y $< 5,5$ V para la señal de 75 %), la señal OFDM se ve recortada, reduciendo el nivel de iluminación (I_{AVG}) y lo que es más importante, alterando la forma de onda de la señal (zona sombreada de la tabla).

En la figura 6.7 se representa la amplitud de la señal de corriente (I_{pp}). Se puede observar cómo para el nivel de iluminación del 75 %, la amplitud de la señal se ve afectada para un valor menor de V_{DD} de aproximadamente 5,3 V, valores para los que el driver (MOS) se encuentra en el modo óhmico. Para la señal del 50 % de nivel de iluminación, no comienza a haber distorsión hasta $V_{DD} = 4,75$ V, mientras que para el nivel de iluminación del 25 % no se produce hasta $V_{DD} = 4,5$ V.

Figura 6.7. Amplitud de la señal de corriente para la señal OFDM

En la figura 6.8 se representa el rendimiento η del driver para la señal OFDM. Se puede observar que la caída del rendimiento al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} es mayor al disminuir el nivel de iluminación.

Figura 6.8. Rendimiento del driver VLC para la señal OFDM

Evitando la distorsión de la señal, el rendimiento del driver para la señal sinusoidal varía entre el 59,38 % y el 80,5 %, con una fuerte dependencia con el nivel de iluminación (offset de la señal).

6.6 Discusión de los resultados

En este apartado se analizan los resultados de forma comparativa. En primer lugar, se comparan las señales de transmisión de datos VLC con las señales básicas de referencia y posteriormente las señales de transmisión VLC entre sí.

Para este análisis comparativo, se han considerado los resultados de rendimiento que cumplen las condiciones de contorno del trabajo: nivel de iluminación (I_{AVG}) y amplitud de la señal de corriente del LED (I_{pp}). Es decir, no se consideran los casos en los que se producen alteraciones en la forma de onda (distorsión) que obstaculizarían el proceso de demodulación en el receptor.

6.6.1 Formas de onda conmutadas

En la tabla 6.6 se presentan los resultados del rendimiento óptimo del driver (V_{DD} ajustada) para las señales conmutadas con diferentes niveles de iluminación:

	Nivel de iluminación		
Señal	25 %	50 %	75 %
Cuadrada	94,83	95,64	95,92
OOK	93,95	95,22	95,66
VPPM	94,43	93,83	95,81

Tabla 6.6. Rendimiento del driver de las formas de onda conmutadas

En la tabla 6.6 se puede observar como todas las señales conmutadas muestran un rendimiento muy similar. Las pequeñas variaciones se deben a la diferencia de longitud de los datos enviados (dos periodos en la señal cuadrada frente a 128 en las señales OOK y VPPM) y a la variación de la frecuencia de conmutación (200 kHz en las señales cuadrada y OOK frente a 400 kHz en la señal VPPM).

En la figura 6.9 se representa el rendimiento del driver de las señales conmutadas con una tensión de alimentación V_{DD} desde 4 V hasta 5,25 V, es decir, con el driver funcionando en la zona óhmica.

Figura 6.9. Rendimiento del driver VLC para las señales conmutadas

En la figura 6.9 se puede ver como el rendimiento del driver sigue la misma tendencia para los diferentes tipos de señales conmutadas, reduciéndose al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} y en general, el ciclo de trabajo.

6.6.2 Formas de onda continuas

En la tabla 6.7 se presentan los resultados del rendimiento óptimo del driver (V_{DD} ajustada sin que haya distorsión en la señal) para las señales continuas con diferentes niveles de iluminación:

	Nivel de iluminación		
Señal	25 %	50 %	75 %
Sinusoidal	67,34	79,59	82,02
OFDM	64,81	73,49	80,5

Tabla 6.7. Rendimiento del driver de las forma de onda continuas

En la tabla 6.7 se puede observar como todas las señales continuas muestran un comportamiento similar, si bien la señal OFDM presentar peores rendimientos.

En la figura 6.10 se representa el rendimiento del driver de las señales continuas con una tensión de alimentación V_{DD} desde 5,5 V hasta 6 V, es decir, con el driver funcionando en la zona de saturación (y evitando así la distorsión de la señal).

Figura 6.10. Rendimiento del driver para las señales continuas

En la figura 6.10 se puede ver como el rendimiento del driver sigue la misma tendencia para los diferentes tipos de señal continua, reduciéndose al aumentar la tensión de alimentación V_{DD} y el nivel de iluminación. Para las formas de onda continua, existe una fuerte dependencia del rendimiento del driver con el nivel de iluminación.

6.6.3 Formas de onda conmutadas vs formas de onda continuas

En la figura 6.11 se presenta a modo de resumen el rendimiento del driver VLC para todas las señales estudiadas. Se puede apreciar la clara diferencia entre las señales conmutadas (cuadrada, OOK y VPPM) y las señales continuas (sinusoidal y OFDM). La diferencia está provocada por la forma de onda de las señales y la dependencia del modo de funcionamiento del driver (MOS) con la misma: modo óhmico para las señales conmutadas y modo de saturación para las señales continuas.

Figura 6.11. Comparativa del rendimiento del driver VLC de todas las señales analizadas

En resumen, el rendimiento del driver es bastante mayor para las señales conmutadas que para las señales continuas: $\eta \approx 96\%$ vs $\eta \approx 81\%$ para altos valores de iluminación; y $\eta \approx 93\%$ vs $\eta \approx 66\%$ para valores de iluminación bajos.

En la figura 6.11 se puede observar como para conseguir el rendimiento óptimo del driver VLC para ambos tipos de forma onda, hay que buscar minimizar la tensión de alimentación V_{DD} . Dado que para las formas de onda continuas la tensión de alimentación debe ser más elevada para evitar la distorsión de la señal, el rendimiento energético del driver VLC siempre será menor. Además, para las formas de onda conmutadas, se puede reducir la tensión de alimentación y ajustar el nivel de iluminación con el ciclo de trabajo, optimizando todavía más el rendimiento energético del driver VLC.

Los dispositivos emisores de un sistema VLC son lámparas LEDs, generalmente formadas por cadenas o arrays de LEDs, multiplicando la potencia óptica emitida por cada LED. De esta forma, la relación señal ruido (SNR) y en consecuencia la tasa de error de bit (BER) y la capacidad del canal (C) dependen directamente de la amplitud de la señal. Para las señales conmutadas, la amplitud de la señal óptica es constante al ajustar el valor de V_{DD} para que $I_{pp} = I_{MAX}$. Sin embargo, para las señales continuas la amplitud se ve afectada por el nivel de iluminación, siendo $I_{pp} = I_{MAX}$ para la señal del 50%, pero

6.6 Discusión de los resultados

viéndose limitada a $2 \cdot (I_{\text{MAX}} - I_{\text{AVG}})$ cuando el nivel de iluminación es superior al 50 % y a $2 \cdot I_{\text{AVG}}$ cuando es inferior al 50 %.

Reduciendo la amplitud de corriente de las señales continuas, se puede mejorar la eficiencia del driver (mediante la reducción de V_{DD} sin que se produzca distorsión). Sin embargo, al reducir la amplitud de corriente, se degradaría la SNR, penalizando la máxima tasa binaria alcanzable con técnicas de transmisión como la OFDM.

Capítulo 7. Conclusiones y Líneas Futuras

7.1 Conclusiones

Del trabajo realizado durante el desarrollo de esta tesis y de los resultados obtenidos, se extraen las siguientes conclusiones:

- Existe una fuerte dependencia entre el rendimiento energético del driver VLC y la forma de onda empleada en la modulación (conmutada o continua). Se aconseja la utilización de la modulación en conmutación para mantener la eficiencia energética de la lámpara LED.
- Cuando se emplean formas de onda continuas para la modulación, el nivel de iluminación de la lámpara LED afecta a la amplitud máxima de la señal del LED, produciendo distorsión.
- Al variar el nivel de iluminación, para las formas de onda conmutadas, la amplitud de la señal (y en consecuencia la potencia y la SNR) permanecen constantes. Sin embargo, para las formas de onda continua, la amplitud de la señal, la potencia y la SNR dependen del nivel de iluminación, lo que afectará a la demodulación de la señal en el receptor VLC.
- El nivel de iluminación de la lámpara LED afecta al rendimiento energético del driver VLC, siendo mucho mayor su influencia en las formas de onda continuas (ver figura 6.11).
- Para las formas de onda continuas, la amplitud de la señal está relacionada con el nivel de iluminación, por lo que la separación de las corrientes de modulación e iluminación no supondría mejora alguna.

- Un método para mejorar el rendimiento del driver VLC para las formas de onda continuas sería reducir su amplitud (respecto a la corriente media). Sin embargo, la reducción de la amplitud de la señal conlleva un deterioro de la SNR, dado que se disminuye la potencia de señal (que depende de la amplitud de la señal) pero la potencia de ruido (básicamente ruido shot) depende del nivel de iluminación.
- En el modelo experimental, al variar la frecuencia de la señal, se observa como para frecuencias mayores de 1 MHz, hay una distorsión en la señal debida a la respuesta intrínseca del LED, lo que afecta al rendimiento energético del driver VLC.
- La variación de frecuencia tiene mayor influencia en las formas de onda conmutadas dado que los flancos de subida y bajada se ven más afectados por la respuesta del LED al aumentar la frecuencia.
- Desde el punto de vista de la eficiencia energética de la lámpara LED la mejor elección es producir luz blanca con una fuente RGB. Esto se debe a que el proceso en lámparas LED que producen la luz blanca a partir de un LED azul no es eficiente desde el punto de vista energético. El fósforo convierte la luz azul en amarilla y después la combina con la luz azul para generar luz blanca. El rendimiento cuántico (cociente entre longitudes de onda) de la conversión de luz azul a luz amarilla produce que se pierda mucha energía (entre el 10 % y el 20 %) en el proceso. Aunque en este trabajo no se han considerado estas pérdidas, es importante señalarlo, dado que afecta el rendimiento total de la lámpara VLC.

7.2 Líneas futuras

Al ser el primer trabajo que se realiza en este ámbito, es decir, que analiza el efecto en el rendimiento energético que tiene el uso de las lámparas LED como elementos emisores en los sistemas de comunicación VLC, se presentan un gran número de líneas abiertas a explorar, entre las que destacan:

- Analizar los efectos de las altas frecuencias de señal ($> \text{MHz}$) en el rendimiento energético del driver VLC.
- Realizar un análisis comparativo del rendimiento de la lámpara LED como elemento emisor de sistemas VLC al utilizar una fuente de luz blanca basada en LEDs RGB en vez de un LED azul más un fósforo amarillo.
- Estudiar el rendimiento energético del driver VLC para otras técnicas de modulación con señales de conmutación como CSK.

- Analizar el efecto en el sistema VLC de forma global, es decir, considerando el canal y la recepción, estudiando el efecto en la SNR.
- Caracterizar la influencia del ruido shot en función del nivel de iluminación y la frecuencia para las diferentes formas de onda y técnicas de modulación.
- Diseñar nuevas estructuras en conmutación para generar señales multinivel (señales cuasi-continuas):
 - Determinar el número de niveles de discretización.
 - Error de discretización (error en recepción).
 - Coste de la estructura.
 - Velocidad alcanzable.

Dentro de esta línea, se está realizando el análisis inicial de la estructura de la figura 7.1, en la que una serie de fuentes conmutadas con masas flotantes cuyo voltaje crece según potencia de 2, permite variar la tensión de alimentación V_{DD} rápida y eficientemente, reduciendo los problemas descritos en este trabajo. El valor de los pasos de tensión será $V_0 = V_{DD}/2^n$, de forma que cuanto mayor sea el número de fuentes utilizadas, más “continua” será la señal generada.

Figura 7.1. Estructura de fuentes conmutadas para generar señales continuas

Para ilustrar el funcionamiento de esta estructura, en la figura 7.2 se muestra un ejemplo utilizando 4 fuentes conmutadas y una tensión de alimentación $V_{DD} = 8 \text{ V}$. Con esta configuración el paso de tensión será $V_0 = 8/2^4 = 0,5 \text{ V}$. El valor mínimo de la señal se corresponderá con ninguna fuente ($V_{\min} = 0 \text{ V}$) (Fig. 7.2(a)), mientras que el valor máximo se obtendrá con la conexión de las cuatro fuentes ($V_{\max} = 7,5 \text{ V}$) (Fig. 7.2(b)). En la figura 7.2(c) se muestra la conexión para conseguir una señal intermedia de $5,5 \text{ V}$.

Figura 7.2. Señales de tensión mínima (a), máxima (b) e intermedia para una estructura con cuatro fuentes conmutadas

Bibliografía

- [Ahn12] K. I. Ahn and J. K. Kwon, "Color Intensity Modulation for Multicolored Visible Light Communications," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 24, pp. 2254-2257, 2012.
- [Alonso12] J.M. Alonso, J. Viña, D.G. Vaquero, G. Martínez and R. Osorio, "Analysis and Design of the Integrated Double Buck–Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 59, 41689, 2012.
- [Arias12] M. Arias, A. Vázquez and J. Sebastián, "An Overview of the AC-DC and DC-DC Converters for LED Lighting Applications", *Automatika* 53, 2156, 2012.
- [Armst06] J. Armstrong and A. J. Lowery, "Power efficient optical OFDM", *Electron. Lett.* 42, 370, 2006.
- [Azhar13] A. H. Azhar, T. A. Tran and D. O'brien, "A Gigabit/s Indoor Wireless Transmission Using MIMO-OFDM Visible-Light Communications", *IEEE Photon. Technol. Lett.* 25, 171, 2013.
- [Bangerter14] Bangerter, B., Talwar, S., Arefi, R., Stewart, K. "Networks and devices for the 5G era". *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, p. 90–96, 2014.
- [Barry93] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, "Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels", *IEEE J. Sel. Area Comm.* 11, 3367, 1993.

- [Caceres99] R.O. Caceres and I. Barbi, "A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation", *IEEE Trans. Power. Electron.* 14, 1134, 1999.
- [Chang14] C. C. Chang, C. T. Wu, K. Lee, S. Woo and H. G. Choi, "Selected combining for efficient WDM-VLC system using filter-array receiver," *2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Hangzhou, pp. 2195-2198, 2014.
- [Cho15] H. Cho et al., "Overcoming the electroluminescence efficiency limitations of perovskite light-emitting diodes", *Science*, Vol. 350, Issue 6265, pp. 1222-1225, 2014.
- [Cossu14] G. Cossu, R. Corsini, and E. Ciaramella, "High-Speed Bi-directional Optical Wireless System in Non-Directed Line-of-Sight Configuration," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, pp. 2035–2040, 2014.
- [CVN13] C. V. N. Index, "Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2014-2019", White paper, ed. 2013.
- [Das12] Das, P.; Kim, B.-Y.; Park, Y.; Kim, K.-D., "A New Color Space Based Constellation Diagram and Modulation 264 Scheme for Color Independent VLC", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 12, 11-18, 2012.
- [Dissan13] S.D. Dissanayake, J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems", *J. Lightwave Tech.* 31, 71063, 2013.
- [Deng14] X. Deng, Y. Wu, K. Arulandu, G. Zhou and J. P. M. G. Linnartz, "Performance comparison for illumination and visible light communication system using buck converters," *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Austin, TX, pp. 547-552, 2014.
- [Doshi07] Montu Doshi and Regan Zane, "Digital architecture for driving large LED arrays with dynamic bus voltage regulation and phase shifted PWM," *22th Annual the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2007)*, United States, pp.287-293, 2007.
- [EC14] European Comission, "Recast of the RoHS Directive", 2014.
- [EV14] Office of Energy Efficiency & Renewable Energy, "Why SSL", 2014.

- [Farooq16] Muhammad Omer Farooq, Cormac J. Sreenan, and Kenneth N. Brown, "Research Challenges in 5G Networks: a HetNets Perspective," *19th International ICIN Conference - Innovations in Clouds, Internet and Networks*, Paris, 2016.
- [Fener15] FenerCom, "Guía sobre tecnología LED en el alumbrado", 2015.
- [Gacio11] D. Gacio, J.M. Alonso, A.J. Calleja, J. Garcia and M. Rico-Secades, "A Universal-Input Single-Stage High-Power Factor Power Supply for HB-LEDs Based on Integrated Buck-flyback Converter", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 58, 589, 2011.
- [Gancarz13] J. Gancarz, H. Elgala and T. D. C. Little, "Impact of lighting requirements on VLC systems," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 12, pp. 34-41, 2013.
- [Gonzalez05] O. Gonzalez, R. Perez-Jimenez, S. Rodriguez, J. Rabadan, and A. Ayala, "OFDM over indoor wireless optical channel", in *IEE Proceedings of Optoelectronics*, 2005.
- [Goto16] Y. Goto et al., "A New Automotive VLC System Using Optical Communication Image Sensor," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 3, pp. 1-17, 2016.
- [Grobe13] L. Grobe, A. Paraskevopoulos, J. Hilt, D. Schulz, F. Lassak, F. Hartlieb, C. Kottke, V. Jungnickel, and K.-D. Langer, "High-Speed Visible Light Communication Systems," *IEEE Communications Magazine*, 2013.
- [Grubor07] J. Grubor, K.-D. Langer, S. C. J. Lee, T. Koonen, and J. W. Walewski, "Wireless high-speed data transmission with phosphorescent white-light LEDs", in *Proceedings of 33rd Eur. Conf. Exhib. Opt. Commun.*, 2007.
- [Grubor08] J. Grubor, S. Randel, K.-D. Langer, and J. Walewski, "Broadband Information Broadcasting Using LED-Based Interior Lighting," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 24, pp. 3883–3892, 2008.
- [Guo12] Y. Guo, K. I. Pan, G. t. Ren, S. j. Chen and F. Yuan, "Research on LED temperature characteristic and thermal analysis at low temperatures," *2012 13th International Conference on Electronic Packaging Technology & High Density Packaging*, Guilin, pp. 1411-1415, 2012.

-
- [Hu14] Hu, R. Q., Yi Quian. "An energy efficient and spectrum efficient wireless heterogeneous network framework for 5G systems". *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, p. 94–101, 2014.
- [Huang10] C. Huang-Jen, L. Yu-Kang, C. Jun-Ting, C. Shih-Jen, L. Chung-Yi and M. Shann-Chyi, "A High-Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 57, 2735, 2010.
- [Hussain15] B. Hussain et al., "A fully integrated IEEE 802.15.7 visible light communication transmitter with on-chip 8-W 85% efficiency boost LED driver," *2015 Symposium on VLSI Circuits (VLSI Circuits)*, Kyoto, pp. C216-C217, 2015.
- [IDAE11] Ministerio de Industria, Energía y Turismo, Gobierno de España, "Plan de Acción de Ahorro y Eficiencia Energética 2011-2020", 2011.
- [IEA06] International Energy Agency, 2006, "Light's Labour's Lost", *OECD/IEA*, 2006.
- [IEEE11] "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light," in *IEEE Std 802.15.7-2011*, vol., no., pp.1-309, 2011.
- [IEEE15] TG7r1, Technical Considerations Document, IEEE 802.15 Std., Rev. 3, <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/15/15-15-0492-03-007a-technical-considerations-document.docx>, July 2015.
- [Jalaja15] A. V. N. Jalajakumari, D. Tsonev, K. Cameron, H. Haas and R. Henderson, "An energy efficient high-speed digital LED driver for visible light communications," *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, London, pp. 5054-5059, 2015.
- [Jin11] Jin, B., Zhang, M., Zhang, Y. A., & Hao, "Visible light Communications using blind equalization" In *Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition*, Optical Society of America, 2011.
- [Kini12] S. G. Kini and A. Prabhu, "Simulation study on controller design for color mixed white light LED panel for studio lighting," *2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Singapore, pp. 1582-1587, 2012.
- [Kitano03] Shogo Kitano. "LED Road Illumination Communications System". *Vehicle Technology Conference IEEE*, 2003.
-

- [Komine02] Toshihiko Komine and Masao Nakagawa. “Integrated System of White Led Visible-Light Communication and Power-Line Communication”, *IEEE*, 2002.
- [Komine04] T. Komine and M. Nakagawa, “Fundamental analysis for visible light communication system using LED lightings”, *IEEE Trans. Consum. Electron.* 50, 100, 2004.
- [Komine05] Toshihiko Komine. “A Study of Shadowing on Indoor Visible-Light Wireless Communication Utilizing Plural White LED Lightings”. *Wireless Personal Communications*, Springer, 2005.
- [Lee16] Y. C. Lee, J. L. Lai, C. H. Yu and C. S. A. Gong, "The high-efficiency LED driver for visible light communication applications," *2016 Eighth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, Vienna, pp. 56-58, 2016.
- [Li13] R. Li, Y. Wang, C. Tang, Y. Wang, H. Shang and N. Chi, “Improving performance of 750-Mb/s visible light communication system using adaptive Nyquist windowing”, *Chin. Opt. Lett.* 11, 080601, 2013.
- [Li14] Li, Q. C., Huaning Niu, Papathanassiou, A., Geng Wu. “5G network capacity: Key elements and technologies”. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 9, no. 1, p. 71–78, 2014.
- [Li15] H. Li, X. Chen, J. Guo, Z. Gao, and H. Chen, “An Analog Modulator for 460 MB/S Visible Light Data Transmission Based on OOK-NRS Modulation”, *IEEE Wirel. Comm.* 22, 2-68, 2015.
- [Li16] L. Li, Y. Gao and P. K. T. Mok, "A multiple-string hybrid LED driver with 97% power efficiency and 0.996 power factor," *2016 IEEE Symposium on VLSI Technology*, Honolulu, HI, pp. 1-2, 2016.
- [Lopez00] F. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jimenez, and A. Santamaria, "Ray-tracing algorithms for fast calculation of the channel impulse response on diffuse IR wireless indoor channels", *Opt. Eng.* 39, 102775, 2000.
- [Lopez06] F.J. López Hernández. “Low-Cost Diffuse Wireless Optical Communication System based on White LED”. *IEEE Tenth International Symposium on Consumer Electronics*, San Petersburg 2006.

-
- [Luna14] J.M. Luna-Rivera, R. Perez-Jimenez, J. Rabadan-Borjes, J. Rufo-Torres, V. Guerra, and C. Suarez-Rodriguez, "CSK scheme for indoor visible light communications", *Optic Express* 22, 024256, 2014.
- [Mah16] J. W. Mah, S. Shanmugan, Z. Y. Ong, D. Mutharasu and A. N. Azmi, "Thermal substrates for efficient heat dissipation in LED packaging application," *2016 IEEE 37th International Electronics Manufacturing Technology (IEMT) & 18th Electronics Materials and Packaging (EMAP) Conference*, George Town, pp. 1-9, 2106.
- [Miramir15] F. Miramirkhani and M. Uysal, "Channel Modeling and Characterization for Visible Light Communications," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, no. 6, pp. 1-16, 2015.
- [Miyoshi02] Akihiko Miyoshi, Charles Lefurgy, Eric Van Hensbergen, Ram Rajamony, Raj Rajkumar, "Critical power slope: understanding the runtime effects of frequency scaling," *Proceedings of the 16th international conference on Supercomputing*, New York, New York, USA, 2002.
- [Muthu02] S. Muthu, F. J. P. Schuurmans, and M. D. Pashley, "Red, green, and blue LEDs for white light illumination," *IEEE Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 333–338, 2002.
- [Nakamura94] S. Nakamura, T. Mukai, and M. Senoh, "Candela-class high-brightness InGaN/AlGaIn double-heterostructure blue-light-emitting diodes", *Appl. Phys. Lett.* 64, 1687, 1994.
- [Nano07] "NanoDotTek Report NDT14-08-2007, 12 August 2007" (PDF). NanoDotTek. Archived from the original (PDF) on 2012-06-17. Retrieved 23 March 2015.
- [Net14] <https://www.networld2020.eu/wp-content/uploads/2015/01/Joint-Whitepaper-V12-clean-after-consultation.pdf>, 2014.
- [Pang02] Grantham Pang. "LED Wireless", *IEEE Industry Applications Magazine*, Pag 21-28, 2002.
- [PE12] Parlamento Europeo, "Directiva 2012/27/UE del Parlamento Europeo y del Consejo", 2012.
- [Perera14] I. U. Perera and N. Narendran, "Understanding heat dissipation of a remote phosphor layer in an LED system," *Fourteenth Intersociety Conference on*

- Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm)*, Orlando, FL, pp. 186-192, 2014.
- [Perez11] R. Perez-Jimenez, J. Rufo, C. Quintana, J. Rabadan and F. J. Lopez-Hernandez, "Visible light communication systems for passenger in-flight data networking," *2011 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*, Las Vegas, NV, pp. 445-446, 2011.
- [Philips10] Philips Ltd., "Convierta la oficina en un lugar agradable Soluciones LED, para crear lugares de trabajo estimulantes y ecológicos", 2010.
- [Pinto09] R.A. Pinto, M.R. Cosetin, T.B. Marchesan, M.F. Da Silva, G.W. Denardin, J. Fraytag, A. Campos and R.N. Do Prado, "Design procedure for a compact lamp using high-intensity LEDs," *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 3506-3511, 2009.
- [Popoola16] W. O. Popoola, "Impact of VLC on Light Emission Quality of White LEDs," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 10, pp. 2526-2532, 2016.
- [RAB16] <https://www.rabweb.com/100k.php>
- [Ramirez16] A. M. Ramirez-Aguilera, J. M. Luna-Rivera, V. Guerra, J. Rabadan, R. Perez-Jimenez and F. J. Lopez-Hernandez, "Multi-wavelength modelling for VLC indoor channels using Montecarlo simulation," *2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, Prague, pp. 1-6, 2016.
- [Saha14] N. Saha, M. S. Iftekhar, N. T. Le and Y. M. Jang, "Survey on optical camera communications: challenges and opportunities," in *IET Optoelectronics*, vol. 9, no. 5, pp. 172-183, 2015.
- [Sansen06] W. M. C. Sansen, "Analog Design Essentials". *Springer*, 2006.
- [Schich68] H. Shichman and D. A. Hodges, "Modeling and simulation of insulated-gate field-effect transistor switching circuits," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 3, no. 3, pp. 285-289, 1968.
- [Schulz15] D. Schulz, C. Alexakis, M. Schlosser, J. Hilt, R. Freund, and V. Jungnickel, "Initial Outdoor Trials with Optical Wireless Links for Small-Cell Backhauling," in *Proc. 16. ITG Symp. Photonic Networks*. VDE, 2015.

-
- [Serrano15] Serrano-Tierz, A., Martínez Iturbe, A., Guarddon Muñoz, Ó., & Santolaya Sáenz, J., “Análisis de ahorro energético en iluminación LED industrial: Un estudio de caso”, *DYNA*, 82(191), 231-239, 2015.
- [Shao14] S. Shao et al., "An Indoor Hybrid WiFi-VLC Internet Access System," *2014 IEEE 11th International Conference on Mobile Ad Hoc and Sensor Systems*, Philadelphia, PA, pp. 569-574, 2014.
- [Sheu03] J. K. Sheu et al., "White-light emission from near UV InGaN-GaN LED chip precoated with blue/green/red phosphors," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 1, pp. 18-20, 2003.
- [Son15] T. T. Son, H. Le-Minh, F. Mousa, Z. Ghassemloooy and N. V. Tuan, "Adaptive correction model for indoor MIMO VLC using positioning technique with node knowledge," *2015 International Conference on Communications, Management and Telecommunications (ComManTel)*, DaNang, pp. 94-98, 2015.
- [Song14] J. Song et al., "Indoor hospital communication systems: An integrated solution based on power line and visible light communication," *2014 IEEE Faible Tension Faible Consommation*, Monaco, pp. 1-6, 2014.
- [Sulist15] N. Sulistiyanto, M. Rif'an and O. Setyawati, "Design and prototype of LED driver based on the buck converter using FPGA module," *2015 International Conference on Quality in Research (QiR)*, Lombok, pp. 141-144, 2015.
- [Suresh14] P. Suresh, J. V. Daniel, V. Parthasarathy and R. H. Aswathy, "A state of the art review on the Internet of Things (IoT) history, technology and fields of deployment," *2014 International Conference on Science Engineering and Management Research (ICSEMR)*, Chennai, pp. 1-8, 2014.
- [Tanaka03] Yuichi Tanaka. “Indoor Visible Light Data Transmission System Utilizing White LED Lights”, *IEICE Trans. Communications* Vol.E86, 2003.
- [Tsiatmas14] A. Tsiatmas, C. P. M. J. Baggen, F. M. J. Willems, J. P. M. G. Linnartz and J. W. M. Bergmans, "An illumination perspective on visible light communications," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 7, pp. 64-71, 2014.

- [Vucic10] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, K. Langer, and J.W. Walewski, "513 Mbit/s Visible Light Communications Link Based on DMT-Modulation of a White LED", *J. Lightwave Tech.* 28, 3512, 2010.
- [Wang12] Y. Wang, Y. Zou, X. Ma, N. Yu, D. Deng and K. M. Lau, "Progress on the GaN-based LEDs and LDs," *2012 International Conference on Optoelectronics and Microelectronics*, Changchun, Jilin, pp. 105-110, 2012.
- [Wang13] Wang, Y., Wang, Y., Chi, N., Yu, J., & Shang, H., "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*, 21(1), 1203-1208, 2013.
- [Wang14] Wang Cheng-Xiang, Haider, F., Xiqi Gao, Xiao-Hu You, Yang Yang, Dongfeng Yuan, et al., "Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks". *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, p. 122 to 130, 2014.
- [Wang16] Nana Wang et al., "Perovskite light-emitting diodes based on solution-processed self-organized multiple quantum wells", *Nature Photonics* 10, 699–704, 2016.
- [Wu12] Wu, F. M., Lin, C. T., Wei, C. C., Chen, C. W., Huang, H. T., & Ho, C. H., "1.1-Gb/s white-LED-based visible light communication employing carrier-less amplitude and phase modulation", *IEEE photonics technology letters*, 24(19), 1730-1732, 2012.
- [Yamag14] S. Yamaguchi, V. V. Mai, T. C. Thang and A. T. Pham, "Design and performance evaluation of VLC indoor positioning system using optical orthogonal codes," *2014 IEEE Fifth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, Danang, pp. 54-59, 2014.
- [Yong13] Yong Sheng Soh, Quek, T. Q. S., Kountouris, M., Hyundong Shin. "Energy efficient heterogeneous cellular networks". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, p. 840–850, 2013.
- [Yuequan08] H. Yuequan and M. M. Jovanovic, "LED Driver With SelfAdaptive Drive Voltage," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 3116-3125, 2008.
- [Y10] H. J. Yu, W. Chung, and S. H. Kim, "White light emission from blue InGaN LED with hybrid phosphor," in *Proc. 10th IEEE Int. Conf.*

- Nanotechnology Joint Symp. with Nano Korea 2010*, August 17–20, Kintex, Korea, pp. 958–961, 2010.
- [Zhang09] F. Zhang, and Y. Yan, "Novel Forward--Flyback Hybrid Bidirectional DC--DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1578-1564, 2009.
- [Zhang14] S. Zhang, A. T. Connie, H. P. T. Nguyen, Q. Wang, I. Shih and Z. Mi, "Impact of surface recombination on the performance of phosphor-free InGaN/GaN nanowire white light emitting diodes," *2014 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO) - Laser Science to Photonic Applications*, San Jose, CA, pp. 1-2, 2014.
- [Zhao13] S. Zhao, J. Xu and O. Trescases, "A dimmable LED driver for visible light communication (VLC) based on LLC resonant DC-DC converter operating in burst mode," *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, pp. 2144-2150, 2013.

Contribuciones y Trabajos Propios relacionados con esta tesis

Publicaciones o documentos científico-técnicos:

- Guillermo del Campo-Jimenez, Rafael Perez-Jimenez, and Francisco Jose Lopez-Hernandez, "Constraints on drivers for visible light communications emitters based on energy efficiency," *Opt. Express* 24, 9994-9999, 2016.
- Rocío Martínez – Guillermo del Campo - Asunción Santamaría, "Smart Campus - Open IoT Smart Campus", *Internet of Things - Success Stories. (AIOTI)* 3, 51-58, 2016.

Contribuciones a congresos:

- G. del Campo-Jimenez and F. J. Lopez-Hernandez and R. Perez-Jimenez, "Modulation schemes effect on the driver efficiency and the global VLC transmitter energy consumption", *10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, Praga, 2016.
- Jorge M. Perandones, Guillermo del Campo Jiménez, Jaime Caffarel Rodríguez, Song Jie, Silvia Calatrava Sierra, Rocío Martínez García, Asunción Santamaría, "Energy-saving Smart Street Lighting System based on 6LoWPAN", *The First International Conference on IoT in Urban Space*, Roma, 2014.

- Guillermo del Campo-Jimenez, Jorge M. Perandones, Franscio J Lopez-Hernandez, “A VLC-based beacon location system for mobile applications”, *International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS 2013)*, Turin, 2013.
- Guillermo del Campo Jiménez, Francisco José López Hernández, “VLC oriented energy efficient driver techniques”, *SPIE Optical Systems Design 2012*, Barcelona, 2012.
- E. Poves, G. del Campo-Jimenez, F.J. Lopez-Hernandez, “VLC-based light-weight portable user interface for in-house applications”, *2nd IEEE CCNC Research Student Workshop*, Las Vegas, 2011.
- F.J. Lopez-Hernandez, G. del Campo-Jimenez, E. Poves, J.A. Martin-Gonzalez, “LED Jitter-Induced Limitation Effects in the Baud Rate of VLC Systems”, *2011 IEEE International Conference on Consumer Electronics ICCE*, Las Vegas, 2011.

Participación en proyectos de I+D+i

- COLIBRÍ: Comunicaciones Ópticas sobre LED de Iluminación como Base para Redes de Información, [TEC2009-14059-C03-00/01]. MCIN. 2011-2013.
- I2TECH CEI Montegancedo: Mejora del entorno del campus (Iluminación). [CEI10/00041]. MECD/MINECO. 2013-2016.
- ARIES: Aplicación de redes de iluminación eficientes para sistemas de comunicaciones. [TEC2013-4768-C2-1]. MINECO. 2014-2016
- TR@NSENER: Red Europea de Cooperación para la Transición Energética Electricidad. [SOE1/P1/F0005]. INTERREG SUDOE/FEDER. 2016-2019.

Anexo I

En este Anexo se presenta un resumen de los datos obtenidos en la caracterización completa de una extensa gama de dispositivos LED. Para la realización de las medidas se ha utilizado el montaje de la figura 4.10.

Para cada dispositivo LED, se han realizado 5 tandas de medidas, almacenando los siguientes valores registrados por el osciloscopio: tensión de la señal de control (V_G), tensión de alimentación (V_{DD}), tensión de drenador del MOS (V_D), tensión de la resistencia de monitorización (V_R) y tensión del fotodiodo (V_{PH}). A partir de estos valores se calcula la tensión del LED (V_{LED}), la corriente del LED (I_{LED}) y la potencia del LED (P_{LED}).

Para todos los dispositivos, la caracterización se ha realizado situando el receptor a 20 cm del emisor y alineados entre sí (ángulo 0). Para el LED utilizado en esta tesis (HP803NW) se han realizado medidas variando la distancia y ángulo del receptor. A continuación, para cada dispositivo LED caracterizado se presentan las señales medidas y la curva I-V característica.

LED	Color, Potencia, Flujo lumínico	Distancia, ángulo
HP803NW	Blanco, 3W, 55lm	20cm, 0°
HP803NR	Rojo, 3W, 40lm	20cm, 0°
HP803PG	Verde, 3W, 55lm	20cm, 0°
HP803NB	Azul, 3W, 16lm	20cm, 0°
HP803NO	Ámbar, 3W, 36lm	20cm, 0°
12675/5/B/C/20K	Blanco,	20cm, 0°
OPE5587	IR,150mW,	20cm, 0°
OPE5685	IR,150mW,	20cm, 0°
LXHL-PM01	Verde, 2W ,53lm	20cm, 0°
B42180	Azul, 3.8W, 22lm	20cm, 0°
R42180	Rojo, 3.8W, 48lm	20cm, 0°
G42180	Verde, 3.8W, 70lm	20cm, 0°
W42180	Blanco, 3.8W, 108lm	20cm, 0°
F50360	RGB, 4W, 35/57/13lm	20cm, 0°
LXK2-PW14-T00	Blanco, 3W, 85lm	20cm, 0°
LXK2-PD12-R00	Rojo, 3W, 45lm	20cm, 0°
LXK2-PM12-R00	Verde, 3W, 45lm	20cm, 0°
LXK2-PB14-N00	Azul, 3W, 21lm	20cm, 0°
ASMT-AN00-NSTK0	Blanco, 1W, 70lm	20cm, 0°
ASMT-AL00-NMP01	Azul, 1W, 20lm	20cm, 0°
LZ1-10NW05	Blanco, 5W, 190lm	20cm, 0°
OSW-8349	RGB, 3W, 18/30/11lm	20cm, 0°
CREE - MCE4CT-A2	RGBA, 9.5W, 30/67/8/80lm	20cm, 0°
ASMT-AR00-ARR00	Rojo, 1W, 46lm	20cm, 0°
ASMT-AG00-NST00	Verde, 1W, 65lm	20cm, 0°
BXRA-C1200	Blanco, 18W, 1200lm	20cm, 0°
HP803NW	Blanco, 3W, 55lm	20-35cm, 0°
HP803NW	Blanco, 3W, 55lm	20cm, 0°-35°

HP803NW (d=20cm, ang=0°)

HP803NR (d=20cm, ang=0°)

HP803PG (d=20cm, ang=0°)

HP803NB (d=20cm, ang=0°)

HP803NO (d=20cm, ang=0°)

12675/5/B/C/20K (d=20cm, ang=0°)

OPE5587 (d=20cm, ang=0°)

OPE5685 IR (d=20cm, ang=0°)

LXHL-PM01 (d=20cm, ang=0°)

B42180 (d=20cm, ang=0°)

R42180 (d=20cm, ang=0°)

G42180 ($d=20\text{cm}$, $\text{ang}=0^\circ$)

W42180 (d=20cm, ang=0°)

F50360 (d=20cm, ang=0°)

LXK2-PW14-T00 (d=20cm, ang=0°)

LXK2-PD12-R00 (d=20cm, ang=0°)

LXK2-PM12-R00 (d=20cm, ang=0°)

LXK2-PB14-N00 ($d=20\text{cm}$, $\text{ang}=0^\circ$)

ASMT-AN00-NSTK0 (d=20cm, ang=0°)

ASMT-AL00-NMP01 (d=20cm, ang=0°)

LZ1-10NW05 (d=20cm, ang=0°)

OSW-8349 (d=20cm, ang=0°)

CREE - MCE4CT-A2 (d=20cm, ang=0°)

ASMT-AR00-ARR00 (d=20cm, ang=0°)

ASMT-AG00-NST00 (d=20cm, ang=0°)

BXRA-C1200 (d=20cm, ang=0°)

HP803NW (d=25cm, ang=0°)

HP803NW ($d=30\text{cm}$, $\text{ang}=0^\circ$)

HP803NW (d=35cm, ang=0°)

HP803NW ($d=20\text{cm}$, $\text{ang}=5^\circ$)

HP803NW (d=20cm, ang=10°)

HP803NW (d=20cm, ang=15°)

HP803NW (d=20cm, ang=20°)

HP803NW (d=20cm, ang=25°)

HP803NW (d=20cm, ang=30°)

HP803NW (d=20cm, ang=35°)