



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, DE
COMPUTADORES Y DE SISTEMAS**

PROGRAMA DE DOCTORADO EN ENERGÍA Y CONTROL DE PROCESOS

TESIS DOCTORAL

**DESARROLLO DE DRIVERS PARA APLICACIONES DE
ILUMINACIÓN LED BASADOS EN ELEMENTOS
REACTIVOS CONTROLABLES PARA SU APLICACIÓN EN
EDIFICIOS INTELIGENTES**

POR

HÉCTOR FERNANDO CHINCHERO VILLACÍS

NOVIEMBRE DE 2020

DIRECTOR: JOSÉ MARCOS ALONSO ÁLVAREZ



Universidad de Oviedo

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Computadores y Sistemas

Programa de Doctorado en Energía y Control de Procesos

**DESARROLLO DE DRIVERS PARA
APLICACIONES DE ILUMINACIÓN LED
BASADOS EN ELEMENTOS REACTIVOS
CONTROLABLES PARA SU APLICACIÓN EN
EDIFICIOS INTELIGENTES**

Héctor Fernando Chinchero Villacís

Esta disertación se ha enviado para el grado de

Doctor Ingeniero con Mención Internacional

Director: José Marcos Alonso. Profesor. Dpto. Ingeniería Eléctrica,
Electrónica, Computadores y Sistemas, Universidad de Oviedo.

Noviembre de 2020



University of Oviedo

Department of Electrical, Electronics, Computer and Systems Engineering

Doctorate Program in Energy and Process Control

**DEVELOPMENT OF LED DRIVERS BASED ON
CONTROLLABLE REACTIVE ELEMENTS
FOCUSED ON SMART BUILDING
APPLICATIONS**

Héctor Fernando Chinchero Villacís

This dissertation is submitted for the degree of

Doctor of Philosophy with International Mention

Advisor: José Marcos Alonso. Full Professor. Dept. of Electrical, Electronics,
Computer, & Systems Engineering, University of Oviedo.

November 2020

Dedico esta Tesis a mi amada madre Cecilia Guadalupe Villacís;
a la memoria de mi adorado padre Manuel Mario Chinchero,
y a mi hermano Nelson Rolando,
por llevarme siempre por el sendero del trabajo, la honradez y la Fe.

Declaración

Mediante la presente declaro que los contenidos de esta tesis son originales y no han sido sometidos total o parcialmente a consideración de cualquier otro título o titulación en esta u otra universidad. Esta disertación es íntegramente de mi autoría, corresponde a mi propio trabajo de investigación y no contiene nada que sea el resultado del trabajo realizado por otros ni en colaboración con otros investigadores de esta ni de otra universidad.

Héctor F. Chinchero Villacís.

Noviembre de 2020.

Agradecimientos

Agradezco primero que nada al Profesor José Marcos Alonso, por su impecable guía y sobre todo por su invaluable apoyo para el desarrollo de la investigación, así como para la culminación de la tesis doctoral. Quiero expresarle también mis más sinceros sentimientos de admiración y estima, por compartirme sin egoísmos todos sus conocimientos científicos, los cuales han sido el fundamento para el desarrollo de la presente disertación.

Quisiera agradecer a mi amado Padre Manuel Mario Chinchero, quien me ha inspirado siempre a pensar que todo es posible de alcanzar, por toda su confianza depositada en mí y por todo el amor recibido durante toda mi vida.

Expreso mi infinita gratitud a mi amada Madre Cecilia Guadalupe Villacís, por todo su amor, sus cuidados, sus enseñanzas y sobre todo por su fortaleza para apoyarme en conseguir cada uno de mis sueños.

También expreso mis eternos agradecimientos a mis hermanos y hermanas, por todo el cariño, el apoyo que siempre me han dado mientras he realizado mis estudios estando fuera de casa y sobre todo por mantenerme motivado en la consecución de mis objetivos profesionales. A María, Rosa, Margarita, Tere, Ángel, Cecilia, Edison, Mario, Marco y Rolando, les expreso mi gratitud por todos sus esfuerzos, sus cuidados y por su total e incondicional respaldo para conseguir una de mis mayores metas personales.

Finalmente agradezco enormemente a cada uno y a todos quienes forman parte de la Familia Chinchero Villacís; éste no es un logro personal, es un logro para todos nosotros.

Resumen

Los sistemas de iluminación basados en la tecnología LED (Light-emitting-diode), son actualmente una de las fuentes de iluminación más utilizados en entornos de trabajo y hábitat en edificios, viviendas, vías públicas, etc. debido a todos sus beneficios tales como bajo consumo de energía, optimización del rendimiento, posibilidades de mezcla de color, etc. frente a las lámparas tradicionales como la fluorescencia e incandescencia. Para el control de los drivers de iluminación LED se utilizan técnicas de control basados en convertidores de AC-DC y DC-DC, por lo que existe una extensa literatura de trabajos de investigación en estas líneas. Sin embargo, la tecnología LED presenta ciertas limitaciones y aún se están desarrollando nuevos métodos de control y materiales para su fabricación y encapsulamiento, etc. Entre las técnicas de control de drivers LED una de las últimas novedades desarrolladas es el uso de control magnético (CM) en el lado de la primera etapa, consiguiendo resultados óptimos para la mejora del rendimiento. Por el lado de la segunda etapa, es decir del lado del convertidor DC-DC, hasta ahora no se ha utilizado el CM para regular la corriente y tensión de salida de lámparas LED.

En esta disertación, se realiza una investigación del uso de la metodología de CM de convertidores DC-DC para drivers de iluminación LED, que posteriormente podrán ser aplicados a redes de control en sistemas de iluminación de Edificios Inteligentes (EI). En primer lugar, se estudia la tecnología LED, los métodos de control de iluminación LED, el tipo de convertidores DC-DC tales como reductor, elevador, reductor-elevador, flyback, forward y sus aplicaciones en convertidores de iluminación LED. A continuación, se presentan las características generales de las metodologías de control ampliamente utilizadas por convertidores DC-DC como son el modo de control por voltaje, modo de control por corriente, control por histéresis, etc. También se presenta una comparación comprensiva de las metodologías basada en un análisis de las ventajas y desventajas encontradas en casos de estudio. Adicionalmente se analizan técnicas emergentes orientadas en el lado del lazo de realimentación de los convertidores tales como el control proporcional, integral y derivativo

(PID), control difuso y metodologías de control emergentes para el análisis de la pequeña señal. El estudio es realizado con un enfoque para casos sistemas de iluminación LED.

En segundo lugar, se realiza el análisis y estudio del CM aplicado a convertidores DC-DC usando elementos reactivos variables para el control de iluminación LED. Se presentan los fundamentos de magnetismo que son necesarios para abordar el ámbito de estudio de CM. También se abordan los materiales magnéticos y tipos de estructuras de núcleos magnéticos que posteriormente se utilizan en la fase de modelamiento y experimentación. A continuación, se realiza el análisis del inductor variable (IV), el modelamiento de reluctancias en corriente continua DC y corriente alterna AC para un IV con tipo de estructura doble-E. De este análisis surge una contribución importante de esta tesis acerca del comportamiento del IV relacionado a la inductancia efectiva en el filtro de entrada de convertidores DC-DC. En relación con el CM de convertidores DC-DC se presenta un análisis del comportamiento de los convertidores DC-DC reductor, elevador, reductor-elevador, flyback y forward cuando están operando en modo de conducción discontinua (MCD). A continuación, se presenta el análisis y modelamiento del convertidor DC-DC reductor con CM para el caso de una carga LED. Se detallan los aspectos del análisis teórico, diseños y cálculos del IV, análisis dinámico y la evaluación experimental para verificar el comportamiento estático y dinámico del convertidor, índices de eficiencia y posibilidades de mejora del rendimiento. Adicionalmente se determina que al aplicar CM en convertidores DC-DC para drivers de iluminación LED, se dispone de un parámetro adicional de control frente a los métodos convencionales. Entonces se pueden combinar varias técnicas a la vez para mejorar el comportamiento del convertidor, lo cual abre un amplio ámbito de nuevos trabajos de investigación.

En tercer lugar, se realiza una revisión de la metodología de una sola entrada y múltiples salidas SIMO en convertidores DC-DC en configuración paralelo para su aplicación en drivers de iluminación LED. De este análisis se deriva una comparación evaluativa y se identifica que todas las estrategias usan control por multiplexación de tiempo (MT), en combinación con control por frecuencia y ciclo de trabajo, mientras el convertidor está trabajando en MCD. Así mismo se puede evidenciar que hasta ahora no existen trabajos desarrollados para convertidores DC-DC SIMO aplicando CM en el filtro de entrada, por lo que se identifica una oportunidad de investigación para evaluar su aplicación en drivers de iluminación LED. A continuación, se desarrolla el modelo teórico del uso de CM de

convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo para el control de iluminación LED. En ese sentido, se presenta un caso de estudio para un convertidor DC-DC SIMO reductor de tres canales con CM. El estudio incluye el análisis teórico y la evaluación experimental del prototipo implementado para comprobar su comportamiento estático. Con este trabajo se consigue un rango amplio de variación de la tensión de entrada mientras el convertidor se mantiene operando en MCD y se aseguran niveles de eficiencia adecuados para drivers de iluminación LED. Entonces, se determina que una de las aplicaciones de este método es emplearlo en casos de drivers de iluminación LED para sistemas de iluminación LED en EI, puesto que los buses de control pueden variar para tensiones de entrada de corriente continua en valores entre 12 VDC y 48 VDC dependiendo del estándar o protocolo de control que implemente la infraestructura de automatización del edificio.

En cuarto lugar, se estudian las posibilidades de aplicación del método de CM en drivers de iluminación LED para EI. Se presentan los fundamentos de EI y un análisis del consumo energético enfocado en los sistemas de iluminación. También se presentan los servicios inmóticos y las tecnologías de la red de control y comunicaciones para la integración de redes de Internet de las Cosas (IoT). A continuación, se estudian las técnicas de control para la gestión de la energía en EI orientados a conseguir los objetivos de Edificios de Energía Casi Nula. Posteriormente se revisan las técnicas de control usadas en sistemas de iluminación LED para EI. De este análisis se determinan los sistemas RMS, HMS, SLS y BEMS, los cuales deben integrar un Sistema Inteligente de Gestión de la Energía de Edificios (SIGEE) para Sistemas de Iluminación LED en EI. Adicionalmente, se establecen las características técnicas que deben cumplir los drivers de iluminación LED con CM de un canal y de tres canales, para su integración en redes IoT para EI, usando protocolos estándares de automatización de edificios tales como KNX, BUSing y LoRaWAN. Finalmente, se presentan los módulos de gestión del SIGEE para Sistemas de Iluminación LED en EI, basados en drivers de iluminación LED controlados magnéticamente, para su aplicación en los ámbitos de la domótica e inmótica en el desarrollo de entornos inteligentes.

Abstract

Lighting systems based on LED technology (Light-emitting-diode), are currently one of the most used lighting sources in working and habitat environments as buildings, homes, public roads, etc. due to all their benefits such as low energy consumption, performance optimization, color mixing possibilities, etc., compared to traditional lamps such as fluorescence and incandescent lamps. LED lighting drivers are controlled by AC-DC and DC-DC converter-based control techniques, so there is an extensive literature of research work on these lines. However, LED technology has certain limitations and new control methods and materials for manufacturing and encapsulation are still being developed. Among the LED drivers control techniques, one of the latest developments is the use of magnetic control (MC) on the side of the first stage, achieving optimal results for performance improvement. On the second stage side, i.e. the DC-DC converter side, so far the MC has not been used to regulate the output current and output voltage of LED lamps.

In this dissertation, research is carried out on the use of the MC methodology of DC-DC converters for LED lighting drivers, which can then be applied to control networks in LED lighting systems for Smart Buildings (SB). Firstly, LED technology, LED lighting control methods, type of DC-DC converters such as buck, boost, buck-boost, flyback, forward and its applications in LED lighting drivers has been studied. Next, the general characteristics of control methodologies widely used by DC-DC converters such as voltage control mode, current control mode, hysteresis control, etc., are presented. There is also a comprehensive comparison of methodologies based on an analysis of the pros and cons encountered in case studies. In addition, emerging techniques oriented toward the feedback loop side of converters such as proportional, integral and derivative (PID) control, fuzzy control and emerging control methodologies for small signal, are analyzed. The study is conducted with an LED lighting system cases approach.

Secondly, the analysis and study of MC of DC-DC converters is performed using variable reactive elements for LED lighting control. The fundamentals of magnetism that are necessary to address MC field of study are presented. Magnetic materials and types of magnetic core structures that are subsequently used in the modeling and experimentation phase are also addressed. Next, the analysis of variable inductor (VI), the reluctance modeling in DC and AC for a VI with double-E structure type is performed. An important contribution from this analysis arises from this thesis on VI behavior related to effective inductance in the DC-DC converter input filter. In relation to MC of DC-DC converters, an analysis of the behavior of DC-DC buck, boost, buck-boost, flyback and forward converters is presented when operating in discontinuous conduction mode (DCM). The analysis and modeling of the DC-DC buck converter with MC for a LED load is presented. It details aspects of theoretical analysis, VI designs and calculations, dynamic analysis and experimental evaluation to verify static and dynamic converter behavior, efficiency indices and performance improvement possibilities. In addition, it is determined that when applying MC to DC-DC converters for LED lighting drivers, an additional control parameter is available against conventional methods. It is possible then to combine several techniques at once to improve the converter behavior, opening up a broad scope of new research work.

Thirdly, a review of the single input and multiple outputs (SIMO) methodology applied to DC-DC converters in parallel configuration is performed for LED lighting driver applications. This analysis results in an evaluative comparison and identifies that all strategies use time multiplexing (TM) control, in combination with frequency and duty cycle control, while the converter is working in DCM. It can also be shown that so far there are no work developed for DC-DC SIMO converters applying MC to the input filter, so a research opportunity is identified to evaluate their application in LED lighting drivers. The theoretical model of using MC of DC-DC SIMO converters in Parallel Configuration for LED lighting control is then developed. In this sense, a case study is presented for a three-channel DC-DC SIMO buck converter with MC. The study includes theoretical analysis and experimental evaluation of the prototype implemented to verify its static behavior. This work achieves a wide range of input voltage variation while the converter remains operating in DCM and ensures adequate efficiency levels for LED lighting drivers. It is then determined that one of the applications of this method is to be used in cases of LED lighting drivers for LED lighting

systems in SB, since the control buses may vary for DC input voltages in values between 12 VDC and 48 VDC depending on standard or control protocol of the building automation infrastructure implemented.

Fourthly, the possibilities for applying the MC method in LED lighting drivers for SB are studied. The fundamentals of SB and a building energy consumption analysis focused on lighting systems are presented. It also introduces the building automation system (BAS) services and technologies of the control and communications networks for the integration of Internet of Things (IoT) networks. The control techniques for building energy management systems (BEMS) in SB aimed at achieving the objectives of nearly Zero Energy Buildings (nZEB) are then studied. This analysis determines the Room Management System (RMS), Hall Management System (HMS), Street Lighting System (SLS) and BEMS systems, which must integrate an Intelligent Building Energy Management System (IBEMS) for LED Lighting Systems in SB. Additionally, the technical characteristics for the one channel and three channel LED lighting drivers with MC are established for integration into IoT networks for SB, using standard building automation protocols such as KNX, BUSing and LoRaWAN. Finally, the management modules of IBEMS for LED Lighting Systems in SB using LED lighting drivers with MC, are presented for application in the areas of smart home and smart buildings for the smart environment development.

Tabla de Contenidos

Resumen	xi
Abstract.....	xiv
Lista de Figuras	xxiv
Lista de Tablas	xxx
Nomenclatura	xxxii
Acrónimos	xxxvi
1. Introducción.....	2
1.1 Antecedentes	2
1.2 Marco referencial.....	7
1.3 Objetivos	7
1.4 Estructura del documento	8
1.4.1 Capítulo 1.....	8
1.4.2 Capítulo 2.....	8
1.4.3 Capítulo 3.....	8
1.4.4 Capítulo 4.....	9
1.4.5 Capítulo 5.....	9
1.4.6 Capítulo 6.....	9
1.4.7 Capítulo 7.....	10
1.5 Lista de Publicaciones	10
1.6 Referencias.....	12
2. Fundamentos del Diodo Emisor de Luz LED	17
2.1 Descripción, Historia y Evolución.....	17
2.2 Principio de Funcionamiento	19
2.3 Características Eléctricas	19
2.4 Características Térmicas	23
2.5 Generación de Color en LEDs	25
2.5.1 Intensidad Luminosa.....	25

2.5.2	Flujo Luminoso.....	25
2.5.3	Iluminancia	25
2.5.4	Luminancia	25
2.5.5	Eficacia y Eficiencia Luminosa	26
2.6	Fuentes de DC para iluminación LED.....	27
2.6.1	Resistencia de Limitación de Corriente	28
2.6.2	Fuente de Corriente Lineal.....	29
2.6.3	Convertidor por Conmutación del Condensador	29
2.6.4	Convertidores de Potencia Conmutados	30
2.7	Dimming	30
2.7.1	Dimming Analógico.....	30
2.7.2	Dimming PWM.....	32
2.7.3	Mezcla de Color PWM LED.....	35
2.8	Control DC-DC para Iluminación LED.....	36
2.8.1	Control PWM.....	36
2.9	Convertidor DC-DC Reductor (Buck - Step Down).....	38
2.10	Convertidor DC-DC Elevador (Boost - Step Up)	41
2.11	Convertidor DC-DC Reductor-Elevador (Buck - Boost)	41
2.12	Convertidor DC-DC Flyback.....	42
2.13	Convertidor DC-DC Forward	43
2.14	Técnicas de Control de Convertidores DC-DC	46
2.14.1	Control por Modo de Tensión	47
2.14.2	Control por Modo de Corriente.....	49
2.14.3	Control por Modo de Corriente con Carga LED	50
2.14.4	Control por Histéresis	51
2.14.5	Control por Modo de Corriente con t_{OFF} Constante	52
2.14.6	Control por Modo de Corriente con t_{ON} Constante.....	53
2.14.7	Comparación de las Técnicas de Control.....	53
2.15	Métodos de Regulación en Convertidores DC-DC.....	55
2.15.1	Control PID.....	56
2.15.2	Control Difuso (Fuzzy).....	57

2.16	Métodos de Control Emergentes.....	59
2.16.1	Control de la Pequeña Señal	59
2.16.2	Control por Modo de Tensión de la Pequeña Señal.....	60
2.16.3	Control por Modo de Corriente de la Pequeña Señal	60
2.16.4	Modo de Control V^2 de la Pequeña Señal	60
2.16.5	Modo de Control V^2C de la Pequeña Señal.....	61
2.16.6	Modo Normalizado de la Pequeña Señal	62
2.16.7	Método de Control por Corriente Operando en MCD.....	64
2.16.8	Control Digital Predictivo de Corriente Programada.....	65
2.16.9	Método de Control Predictivo por Frecuencia Variable	67
2.17	Referencias.....	68
3.	Control de Drivers DC-DC para Iluminación LED Utilizando Elementos Reactivos Variables ERV.....	73
3.1	Fundamentos de Magnetismo	73
3.1.1	Campo Magnético.....	74
3.1.2	Intensidad de Campo Magnético	74
3.1.3	Permeabilidad	74
3.1.4	Flujo Magnético	74
3.1.5	Fuerza Magnetomotriz	74
3.1.6	Reluctancia.....	75
3.1.7	Inductancia.....	75
3.1.8	Materiales Magnéticos	78
3.1.9	Estructuras de Núcleos Magnéticos	79
3.2	Inductor Variable	80
3.2.1	Inductor Variable con Estructura Doble-E	80
3.2.2	Reluctancia Equivalente del IV con Estructura Doble-E.....	85
3.2.3	Reluctancia Equivalente – Operación DC	88
3.2.4	Reluctancia Equivalente – Operación AC	90
3.3	Control Magnético de Convertidores de DC-DC.....	92
3.4	Control Magnético de Convertidores DC-DC en MCD	94
3.4.1	Convertidores DC-DC en MCD con Control Magnético	94

3.4.2	Análisis Estático del Convertidor Reductor con Control Magnético.....	100
3.4.3	Convertidor DC-DC Reductor con Control Magnético para Carga LED...	101
3.4.4	Análisis Estático del Convertidor Reductor con Control Magnético para Carga LED.....	102
3.4.5	Esquema de Control del Convertidor Reductor con Control Magnético para Carga LED.....	102
3.4.6	Modelo Dinámico del Convertidor Reductor con Control Magnético para Carga LED.....	103
3.4.7	Implementación del Prototipo.....	107
3.4.8	Verificación Experimental.....	112
3.5	Conclusiones.....	125
3.6	Referencias.....	126
4.	Convertidores DC-DC SIMO con Configuración Paralelo para Control de Iluminación LED.....	131
4.1	Técnica SIMO.....	131
4.2	Convertidores DC-DC SIMO	132
4.2.1	Arquitectura de Convertidores DC-DC SIMO	133
4.2.2	Cruce de Regulación.....	134
4.2.3	Convertidor SIMO con Control por Multiplexación de Tiempo en MCD .	135
4.2.4	Convertidor SIMO con Control Pseudo MCC/MCD.....	139
4.2.5	Convertidor SIMO con Control Ordenado de Distribución de Potencia	142
4.2.6	Convertidor SIMO con Control Adaptativo de Recuperación de Energía .	144
4.2.7	Convertidor SIMO con Control por Modo de Conservación de Energía ...	145
4.3	Convertidores SIMO para aplicaciones de iluminación LED	147
4.3.1	Convertidor LED SIMO de Una Sola Etapa AC/DC.....	147
4.3.2	Convertidor LED SIMO Libre de Capacitor	150
4.3.3	Driver LED Dimerizable SIMO con Convertidor Reductor.....	152
4.3.4	Driver LED de Múltiple Canal con Un Solo Inductor para Aplicaciones de Displays de Iluminación de Fondo.....	155
4.3.5	Convertidor SIMO LED de Alta Precisión y Rango Completo de Dimerización	156
4.3.6	Convertidor CFP SIMO LED sin Capacitor Electrolítico	160

4.3.7	Convertidor SIMO de Arreglos en Paralelo para Dimerización LED con Optimización de Voltaje de Bus Local	161
4.3.8	Convertidor SIMO LED Multicanal de Alta Eficiencia.	164
4.3.9	Convertidor Reductor SIDO LED con Control Digital Quasi-Histérico	166
4.3.10	Convertidor SIMO Solar para iluminación LED	169
4.3.11	Comparación de Convertidores DC-DC SIMO en Paralelo	173
4.3.12	Posibilidades de Control del Convertidor SIMO con Control Magnético..	175
4.4	Control de Convertidores DC-DC SIMO en paralelo usando Control Magnético para iluminación LED.....	176
4.4.1	Convertidores DC-DC SIMO en Paralelo.....	177
4.4.2	Convertidor DC-DC SIMO Reductor en Paralelo con Carga LED	178
4.4.3	Análisis del Convertidor DC-DC Reductor SIMO LED con Carga LED ..	178
4.4.4	Diseño del inductor	182
4.4.5	Ejemplo de Diseño	182
4.4.6	Diseño del sistema de control Duty	183
4.4.7	Diseño del sistema secuencial para tres canales	183
4.4.8	Esquema del Convertidor DC-DC SIMO con MC para Iluminación LED	186
4.4.9	Esquemas de los Drivers del Convertidor DC-DC SIMO con CM	187
4.4.10	Simulación del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM.....	190
4.4.11	Prototipo implementado.....	196
4.4.12	Verificación Experimental	199
4.4.13	Construcción del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM.....	205
4.4.14	Contribución de la Investigación	206
4.4.15	Modelado del Convertidor DC-DC SIMO Reductor de Tres Canales usando Python Spider	207
4.4.16	Conclusiones	209
4.5	Referencias.....	210
5.	Aplicación de Control Magnético en Sistemas de Iluminación LED para Edificios Inteligentes	217
5.1	Iluminación en Edificios Inteligentes	218
5.1.1	Fundamentos de Edificios Inteligentes	220
5.1.2	Servicios para Sistemas Inmóticos.....	223

5.1.3	Ahorro de Energía.....	223
5.1.4	Seguridad	223
5.1.5	Confort	224
5.1.6	Comunicaciones	224
5.2	Tecnologías para Edificios Inteligentes	225
5.2.1	Redes de Control para Edificios Inteligentes.....	228
5.2.2	Redes de Información para Edificios Inteligentes	230
5.2.3	Control de Drivers LED en Sistemas de Iluminación para Edificios Inteligentes	235
5.2.4	Gestión de la Energía y Eficiencia Energética en Edificios Inteligentes	236
5.2.5	Ciberseguridad en Edificios Inteligentes	238
5.3	Metodologías de Control de Sistemas de Gestión de Energía para Edificios Inteligentes.....	239
5.3.1	Metodología Multi Agente.....	240
5.3.2	Optimización del Confort y Uso de la Energía.....	241
5.3.3	Arquitectura de Sistema Multi-Agente	241
5.3.4	Control en Tiempo Real Usando Redes de Sensores Inalámbricos WSN ..	242
5.3.5	SGEE con Respuesta Dinámica de Precio para Viviendas Inteligentes	242
5.3.6	Reducción de Escala basada en Redes Neuronales.....	243
5.3.7	Análisis Multiobjetivo del Confort y Gestión de Energía	243
5.3.8	Método de Control Predictivo MCP en Residencias	243
5.3.9	Control Difuso para Detección de Anomalías	243
5.3.10	Arquitectura Sistemas de Gestión de Energía para Edificios Inteligentes..	244
5.3.11	Conclusiones de las Metodologías de Control para SGEE.....	247
5.4	Metodologías de Control de Sistemas de Iluminación en Edificios Inteligentes	248
5.5	Metodologías de Control de Sistemas de Iluminación LED en Edificios Inteligentes.....	249
5.5.1	Control de Drivers de Iluminación LED.....	249
5.5.2	Control por Posición	250
5.5.3	Control por Contexto	250
5.5.4	Control por Red de Sensores.....	251
5.5.5	Control IoT.....	251

5.5.6	Control por Eficiencia Energética.....	252
5.6	Sistema de Iluminación LED con Control Magnético e Integración de Sensores IoT para Edificios Inteligentes.....	255
5.7	Sistema Inteligente de Gestión de Energía de Edificios con Integración de Sensores IoT (SIGEE+IoT)	258
5.7.1	Módulo de Gestión del Edificio Inteligente.....	258
5.7.2	Módulo de Monitoreo	258
5.7.3	Módulo Edificio Sostenible	259
5.7.4	Módulo IoT	259
5.7.5	Módulo Edificio Confortable.....	259
5.8	Conclusiones	263
5.9	Referencias.....	264
6.	Conclusiones y Principales Contribuciones de la Tesis	273
6.1	Conclusiones	273
6.2	Principales Contribuciones de la Tesis	276
7.	Trabajos Futuros	278
8.	Apéndice A Diagramas PCB	281

Lista de Figuras

Figura 1.1 Aplicaciones de la Iluminación LED. (a) Alumbrado en carreteras, (b) iluminación de edificios, (c) alumbrado de túneles, (d) iluminación en ciudades	5
Figura 2.1 Características I-V del diodo LED.....	19
Figura 2.2 Efectos de las resistencias parásitas R_p y R_s en la gráfica I-V.....	21
Figura 2.3 Modelo eléctrico del diodo LED.....	22
Figura 2.4 Comportamiento de la juntura de un diodo por la variación de temperatura.....	23
Figura 2.5 Diagrama de cromaticidad x,y MacAdam.....	26
Figura 2.6 (a) Limitación de corriente por resistencia. (b) Gráfica V-I.....	28
Figura 2.7 Fuente de corriente lineal.....	29
Figura 2.8 Convertidor por conmutación de condensador.....	29
Figura 2.9 Convertidor de potencia Reductor.....	30
Figura 2.10 Dimming Analógico.....	31
Figura 2.11 Efecto de Dimming Analógico en el espectro de potencia.....	32
Figura 2.12 Dimming PWM.....	33
Figura 2.13 Efecto de PWM Dimming en el espectro LED.....	34
Figura 2.14 Efecto de PWM Dimming en el flujo luminoso LED.....	34
Figura 2.15 Esquema de mezcla de color con diodo LED rojo, verde y azul.....	35
Figura 2.16 Comportamiento de V_o vs V_i con Señal PWM.....	37
Figura 2.17 Convertidor DC-DC Reductor (Buck) con carga resistiva.....	38
Figura 2.18 Diagrama del sistema de control de lazo cerrado.....	39
Figura 2.19 Convertidor DC-DC Reductor con carga LED.....	40
Figura 2.20 Controlador Elevador (Boost).....	41
Figura 2.21 Convertidor DC-DC Reductor-Elevador (Buck-Boost).....	42
Figura 2.22 Convertidor DC-DC Flyback.....	43
Figura 2.23 Convertidor DC-DC Forward.....	44
Figura 2.24 Diagrama de estados del Convertidor DC-DC Forward.....	44
Figura 2.25 Formas de onda (a) Reductor (b) Elevador (c) Reductor-Elevador (d) Flyback (e) Forward.....	46
Figura 2.26 Control CMT de un convertidor DC-DC reductor con carga LED.....	48
Figura 2.27 Diagrama de bloques del modelo dinámico del convertidor reductor con carga LED.....	48
Figura 2.28 Control por Modo de Corriente CMC.....	49
Figura 2.29 Control CMC con carga LED. (a) Diagrama del circuito. (b) Corriente de conmutación.....	50

Figura 2.30 Control por Histéresis. (a) Diagrama del circuito con carga LED. (b) Corriente del inductor.	52
Figura 2.31 Control por modo de corriente con tOFF constante. (a) Diagrama del circuito con carga LED. (b) Corriente del inductor.	52
Figura 2.32 Control por modo de corriente con tON constante. (a) Diagrama del circuito con carga LED. (b) Corriente del inductor.	53
Figura 2.33 Control por modo de tensión vs control por histéresis.	54
Figura 2.34 Modelo de control PID.	56
Figura 2.35 Modelo del Controlador Fuzzy.	57
Figura 2.36 Diagrama normalizado de control de la pequeña señal.	59
Figura 2.37 Control V2 para un convertidor reductor.	61
Figura 2.38 Control V2C para un convertidor reductor.	62
Figura 2.39 Diagrama normalizado de control de pequeña señal.	63
Figura 2.40 Forma de onda de corriente típicas para un convertidor elevador operando en MCD (a) corriente en el inductor y (b) corriente en el diodo.	64
Figura 2.41 Control digital predictivo de corriente programada.	66
Figura 2.42 Control predictivo por frecuencia variable.	67
Figura 3.1 Campo magnético producido en un conductor.	74
Figura 3.2 Curva de magnetización típica de un material magnético.	76
Figura 3.3 Campo magnético producido en un núcleo magnético.	78
Figura 3.4 Tipos de estructuras de núcleos magnéticos.	79
Figura 3.5 Esquema de un IV con estructura doble-E controlado por corriente.	80
Figura 3.6 Puntos de operación de los núcleos.	83
Figura 3.7 Modelo de inductor variable.	83
Figura 3.8 Característica del inductor variable frente a la corriente DC de bias.	84
Figura 3.9 Reluctancia equivalente del IV con estructura doble-E.	85
Figura 3.10 Dimensiones de la estructura doble-E.	86
Figura 3.11 Circuito de reluctancia equivalente del IV con estructura doble-E.	87
Figura 3.12 Circuito de reluctancia equivalente de DC del IV con estructura doble-E.	89
Figura 3.13 Circuito de reluctancia equivalente del IV con estructura doble-E.	91
Figura 3.14 Convertidor reductor y formas de onda operando bajo control magnético.	93
Figura 3.15 Convertidores DC-DC con control magnético: (a) elevador, (b) reductor-elevador, (c) flyback y (d) forward.	95
Figura 3.16 Características de ganancia de Voltaje de los convertidores DC-DC básicos con Control Magnético: (a) reductor, (b) elevador, (c) reductor-elevador, (d) flyback, y (e) forward.	99
Figura 3.17 Características de ganancia de tensión del convertidor DC-DC reductor.	100
Figura 3.18 Convertidor DC-DC reductor con control magnético y carga LED.	101
Figura 3.19 Esquema de control propuesto del convertidor reductor operando en MCD con control magnético para carga LED.	103

Figura 3.20 Circuito equivalente del convertidor reductor con control magnético para carga LED: (a) dominio del tiempo, y (b) dominio de la variable de Laplace.....	104
Figura 3.21 (a) Implementación del circuito de bias, (b) modelo de pequeña señal.	106
Figura 3.22 Diagrama de bloques del modelo dinámico del convertidor reductor con control magnético.	107
Figura 3.23 Imagen del IV implementado.....	109
Figura 3.24 Característica medida de la inductancia versus la corriente de bias del IV implementado.	110
Figura 3.25 Gráfica del área de trabajo para la implementación del prototipo.	111
Figura 3.26 Característica de la corriente de salida versus el voltaje de control del convertidor reductor con CM para carga LED.....	113
Figura 3.27 Formas de onda experimentales en tres puntos de funcionamiento.....	114
Figura 3.28 Respuesta experimental de la función de transferencia de control $G_o(s)$ correspondiente al convertidor reductor implementado con CM para carga LED.....	115
Figura 3.29 Comportamiento del convertidor DC-DC reductor con carga LED.	116
Figura 3.30 Comportamiento del convertidor DC-DC reductor con carga LED para un devanado auxiliar con un calibre de 1x0.30 mm.	118
Figura 3.31 Eficiencia del convertidor DC-DC para diferentes ciclos de trabajo.....	120
Figura 3.32 Ganancia y fase de lazo obtenidas experimentalmente para el convertidor reductor con carga LED operando con un compensador de retroceso y CM.	122
Figura 3.33 Respuesta experimental en lazo cerrado del convertidor reductor controlado magnéticamente con un compensador PI	123
Figura 3.34 Respuesta experimental en dos puntos de operación MCD.....	124
Figura 4.1 Esquema general de la técnica SIMO.	131
Figura 4.2 Generación de múltiples salidas con convertidores reductores.....	132
Figura 4.3 Esquema general de la técnica SIMO para convertidores DC-DC.	133
Figura 4.1 Convertidor DC-DC SIMO Reductor en configuración paralelo.	133
Figura 4.5 Cruce de regulación en convertidores SIMO.	134
Figura 4.6 Convertidor SIMO con control por multiplexación de tiempo en MCD.	136
Figura 4.7 Diagrama de tiempos en estado estable del convertidor SIMO con control por multiplexación de tiempo en MCD.	137
Figura 4.8 Corriente del inductor (a) en el límite de MCC y MCD. (b) Corriente del inductor considerando el cruce de regulación de las salidas.....	138
Figura 4.9 Convertidor SIMO con control por multiplexación de tiempo en MCD para N salidas.	138
Figura 4.10. Diagrama de tiempos en estado estable del convertidor.	139
Figura 4.11 Convertidor SIMO con control Pseudo PMCC/PMDC.	140
Figura 4.12 Diagrama de tiempos en estado estable del Convertidor SIMO PMCC/PMCD.	141
Figura 4.13 Convertidor SIMO CODP.....	142
Figura 4.14 Esquema de Control SIMO CODP.	143

Figura 4.15 Convertidor SIMO CARE.....	145
Figura 4.16 Convertidor SIMO CMCE.....	146
Figura 4.17 Formas de onda de corriente de inductor en el Convertidor SIMO CMCE....	146
Figura 4.18 Formas de onda de corriente de inductor en el Convertidor SIMO CMCE con dos salidas.....	147
Figura 4.19 Convertidor LED SIMO de una sola etapa AC/DC.....	148
Figura 4.20 Esquema del convertidor con tres arreglos de LED RGB.....	148
Figura 4.21 Comportamiento en estado estable del convertidor.....	149
Figura 4.22 Esquema del convertidor LED SIMO Libre de Capacitor.....	151
Figura 4.23 Comportamiento de estado estable del convertidor.....	152
Figura 4.24 Topología del convertidor tipo reductor SIMO LED.....	153
Figura 4.25 Convertidor operando en modo QR y modo FL.....	154
Figura 4.26 Convertidor SIMO elevador del driver LED de balanceo de corriente multicanal.....	155
Figura 4.27 Diagrama de tiempos del control por multiplexación en tres canales.....	156
Figura 4.28 Esquema del convertidor SIMO LED de alta precisión y rango completo de dimerización. (a) Simplificado. (b) Esquema extendido para tres canales LED.....	157
Figura 4.29 Esquema extendido del convertidor con control de dimerización PWM para tres canales LED con restauración de Duty para un canal.....	158
Figura 4.30 Diagrama de tiempos de la técnica BFCCT.....	159
Figura 4.31 Modelo del convertidor CFP sin inductancia de fuga.....	160
Figura 4.32 Formas de onda del convertidor CFP sin multiplexación de tiempo.....	161
Figura 4.33 Convertidor SIMO de Arreglos en Paralelo para Dimerización LED con Optimización de Voltaje de Bus Local.....	162
Figura 4.34 Diagrama de tiempos en estado estable del convertidor SIMO de Arreglos en Paralelo para Dimerización LED con Optimización de Voltaje de Bus Local.....	163
Figura 4.35 Formas de onda de regulación flexible del convertidor.....	164
Figura 4.36 Convertidor LED multicanal de alta eficiencia basado en SIMO.....	165
Figura 4.37 Formas de onda de los parámetros del convertidor LED multicanal de alta eficiencia basado en SIMO.....	166
Figura 4.38 Convertidor SIDO Quasi-Histórico.....	167
Figura 4.39 Diagrama de tiempos del convertidor SIDO Quasi-Histórico.....	168
Figura 4.40 Algoritmo MEF del Convertidor SIDO Quasi-Histórico.....	169
Figura 4.41 Convertidor SIMO Solar para Iluminación LED.....	170
Figura 4.42 Circuito Elevador con los componentes de potencia.....	171
Figura 4.43 Control PWM Dimming. (a) Modelo I. (b) Modelo II.....	172
Figura 4.44 Posibilidades de control del Convertidor DC-DC SIMO con CM.....	175
Figura 4.45 Esquema del Convertidor DC-DC Reductor SIMO para aplicaciones LED usando control por MT.....	177
Figura 4.46 Formas de onda de los parámetros del convertidor LED multicanal de alta eficiencia basado en SIMO.....	179

Figura 4.47 Formas de onda de los parámetros del convertidor LED multicanal de alta eficiencia basado en SIMO.....	179
Figura 4.48 Lógica Secuencial de la señal Duty.	183
Figura 4.49 Señales de los conmutadores del Convertidor DC-DC Reductor SIMO con CM para tres canales de iluminación LED.	184
Figura 4.50 Sistema Secuencial del Convertidor DC-DC Reductor SIMO para tres canales de iluminación LED.	184
Figura 4.51 Esquema a de la Máquina de estados del sistema secuencial	186
Figura 4.52 Esquema del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM para tres canales de iluminación LED propuesto.	186
Figura 4.53 Driver S1	188
Figura 4.54 Esquema del circuito OSC 555.	188
Figura 4.55 Esquema del DRIVER DUTY.	189
Figura 4.56 Esquema del DRIVER BIAS para el control del IV.	189
Figura 4.57 Convertidor DC-DC SIMO Reductor con Tres Canales LED (RGB) implementado en la herramienta LTSpice.....	190
Figura 4.58 Sensor de corriente y generación de señal de estado vcr	191
Figura 4.59 Comparación con señal triangular y generación de Gdr, Gdg, Gdb	192
Figura 4.60 Máquina de estados y generación de Qr, Qg, Qb	192
Figura 4.61 Generación de señales de control de estados de interruptor GR, GG, GB	193
Figura 4.62 Generación de la señal $Duty$	194
Figura 4.63 Formas de onda logradas para el convertidor DC-DC SIMO reductor con CM en el Simulador LTSpice.	195
Figura 4.64 Formas de onda simuladas para el convertidor DC-DC SIMO reductor con CM en el Simulador LTSpice.....	196
Figura 4.65 Característica de la inductancia frente a la corriente de bias del IV implementado.	197
Figura 4.66 Corriente de salida de los tres canales frente a la tensión de entrada del convertidor de DC-DC SIMO Reductor sin CM. Inductancia $L = 8 \mu\text{H}$	200
Figura 4.67 Corriente de salida de los tres canales frente a la tensión de entrada del Convertidor de DC-DC SIMO Reductor con CM.	200
Figura 4.68 Eficiencia del Convertidor de DC-DC SIMO Reductor con CM para Iluminación LED.	202
Figura 4.69 Formas de onda experimentales en dos puntos diferentes de operación cuando la tensión de entrada es de 24 V.	203
Figura 4.70 Formas de onda experimentales en dos puntos diferentes de operación cuando la tensión de entrada es de 15 V.	204
Figura 4.71 Construcción del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM. (a) Construcción de la placa. (b) Ensamblaje de componentes. (c) Entorno de trabajo para la evaluación experimental.	205

Figura 4.72 Corriente del Inductor en un período T del Convertidor DC-DC SIMO Reductor operando en MCD.	206
Figura 4.73 Algoritmo realizado en Python de los cálculos del número de vueltas N , entrehierro central, pérdidas del núcleo, resistencia del hilo y pérdidas del material de cobre para el núcleo EFD 25-13-9.....	208
Figura 4.74 Algoritmo realizado en Python para los cálculos de los ciclos de trabajo de cada canal D_r , D_g , D_b , corriente de salida de cada canal I_{or} , I_{og} , I_{ob} , y los valores límite de D_{xr} , D_{xg} , D_{xb}	209
Figura 5.1 Concepto de Iluminación Inteligente	219
Figura 5.2 Entorno para Edificio Inteligente	220
Figura 5.3 Concepto de Edificio Inteligente.....	222
Figura 5.4 Servicios integrados en un Edificio Inteligente	224
Figura 5.5 Sistema Centralizado.....	226
Figura 5.6 Sistema Distribuido.....	226
Figura 5.7 Sistema Distribuido.....	228
Figura 5.8 Esquema de un Driver de Iluminación LED RGB.....	236
Figura 5.9 Esquema de un SGEE Tradicional.....	245
Figura 5.10 Arquitectura de SGEE integrada para Edificios Inteligentes.....	246
Figura 5.11 SIGEE para Sistemas de Iluminación LED en Edificios Inteligentes.....	253
Figura 5.12 Dimmer de 3 canales LED RGB.....	256
Figura 5.13 SIGEE para Sistemas de Iluminación LED en Edificios Inteligentes basado en Drivers de Iluminación LED de un canal y tres canales usando Control Magnético.....	257
Figura 5.14 Sistema Inteligente de Gestión de Energía (SIGEE) para Edificios Inteligentes centrado en usos de control de los sistemas de iluminación LED.....	262

Lista de Tablas

Tabla 1.1 Comparación de LED con lámparas incandescente y fluorescente.....	4
Tabla 2.1 Parámetros Varshni para semiconductores comunes.	24
Tabla 2.2 Comparación de las técnicas de control para convertidores DC-DC.	55
Tabla 2.3 Coeficientes del modelo normalizado de pequeña señal.	63
Tabla 3.1 Características de Convertidores DC-DC operando en MCD con Control Magnético.	96
Tabla 3.2 Valores de variación de inductancia y resistencia serie del IV implementado ..	109
Tabla 3.3 Parámetros del IV Implementado.....	111
Tabla 3.4 Parámetros del Convertidor Reductor implementado con Control Magnético para Carga LED.....	112
Tabla 3.5 Eficiencia del Convertidor reductor Implementado con Control Magnético para Carga LED frente a cambios de voltaje de entrada.	117
Tabla 3.6 Parámetros del Compensador PI Implementado	122
Tabla 4.1 Comparación de técnicas de control de convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo.....	173
Tabla 4.2 Comparación de técnicas de control de convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo usadas para iluminación LED.....	174
Tabla 4.3 Tabla de verdad de estados del Convertidor DC-DC SIMO Reductor	183
Tabla 4.4 Estados del sistema secuencial para el convertidor con tres salidas	184
Tabla 4.5 Mapas de Karnaugh del sistema secuencial para tres canales.....	185
Tabla 4.6 Parámetros del IV Implementado.....	197
Tabla 4.7 Parámetros Convertidor reductor SIMO Implementado con Control Magnético para Tres Canales LED.....	198
Tabla 4.8 Parámetros del Compensador PI Implementado	199
Tabla 4.9 Eficiencia del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM implementado para tres canales LED.....	201
Tabla 4.10 Comparativa de las técnicas de control para driver dc-dc.....	43
Tabla 5.1 Arquitectura de Sistema Inteligente de Iluminación LED en Edificios	254
Tabla 5.2 Características del Dimmer Inteligente LED RGB	255
Tabla 5.3 Servicios Módulos del SIGEE.....	260
Tabla 5.4 Requerimientos del SIGEE.....	261

Nomenclatura

A	Área de un núcleo magnético
B_p	Campo magnético pico
E_g	Banda de energía <i>gap</i>
e	Carga del electrón (1.6022×10^{-19})
f	Frecuencia
f_s	Frecuencia de conmutación
h	Constante de Planck
g	Longitud del espacio de aire gap en un núcleo magnético [m]
k	Constante de Boltzmann (1.3807×10^{-23} J/K)
n_{ideal}	Factor ideal del diodo entre 1.1 a 1.5
D	Ciclo de trabajo en una señal PWM
D_N	Ciclo de trabajo para el canal N
I_{bias}	Corriente de saturación de DC de un bobinado auxiliar [A]
I_D	Corriente del diodo [A]
I_{Davg}	Intensidad de corriente promedio del diodo [A]
I_{Drms}	Valor eficaz de la intensidad de corriente del diodo [A]
I_{Dpk}	Valor pico de la intensidad de corriente del diodo [A]
I_L	Corriente del inductor en un convertidor DC-DC [A]
I_{LED}	Corriente que circula por un canal de arreglos de diodos LED [A]
I_o	Corriente de salida de un circuito electrónico [A]
I_{oN}	Corriente de salida en el canal N [A]
I_S	Corriente de la fuente de alimentación [A]
I_{TH+}	Intensidad de corriente de histéresis superior [A]
I_{TH-}	Intensidad de corriente de histéresis inferior [A]
K_m	Factor de normalización de eficacia luminosa de visión fotópica
l	Longitud de una trayectoria magnética [m]
L_{eff}	Inductancia efectiva [H]

L_{min}	Inductancia mínima [H]
L_{max}	Inductancia máxima [H]
L_n	Inductancia normalizada [H]
M	Ganancia de voltaje de un convertidor DC-DC
R_D	Resistencia dinámica de un semiconductor [Ω]
R_P	Resistencia paralela de un diodo ideal [Ω]
R_S	Resistencia serie de un diodo ideal [Ω]
R_{LIM}	Resistencia de limitación [Ω]
T	Temperatura de la juntura del semiconductor [$^{\circ}\text{C}$]
t_{off}	Tiempo de estado de apagado o abierto de un conmutador o señal
t_{OFF}	Tiempo OFF o de apagado en control por histéresis [s]
t_{on}	Tiempo de estado de encendido o cerrado de un conmutador o señal
t_{ON}	Tiempo ON o de encendido en control por histéresis [s]
T_S	Período de una señal PWM [s]
V_{BAT}	Voltaje de una fuente de tensión por batería [V]
V_i	Voltaje de entrada de un circuito electrónico [V]
V_{bias}	Voltaje de saturación de DC de un devanado auxiliar [V]
V_D	Voltaje del Diodo [V]
$v_{control}$	Señal de voltaje de control para un proceso PWM [V]
V_o	Voltaje de salida de un circuito electrónico [V]
V_{oN}	Voltaje de salida en el canal N [V]
V_{opp}	Valor pico de la tensión de salida [V]
V_{st}	Señal de voltaje pico moduladora en un proceso PWM [V]
V_{TH}	Voltaje de codo del diodo LED [V]
$V(\lambda)$	Función de sensibilidad del ojo humano
P	Potencia, ejemplo la potencia emitida por una fuente de luz [W]
P_{bias}	Potencia de pérdidas producidas es un devanado auxiliar [W]
P_D	Potencia del diodo semiconductor [W]
P_i	Potencia de entrada de un convertidor [W]
P_{max}	Potencia máxima [W]

P_o	Potencia de salida de un convertidor [W]
$P(\lambda)$	Distribución espectral de potencia
ΔI_L	Variación de intensidad de corriente en un inductor [A]
Δt	Tiempo de descarga del inductor [s]
Δt_x	Tiempo de corriente cero en un inductor [s]
λ	Longitud de onda [m]
η	Rendimiento
ϕ_{lum}	Flujo Luminoso
\mathfrak{R}	Reluctancia de un material
\emptyset	Flujo Magnético
\mathcal{F}	Fuerza Magnetomotriz
μ	Permeabilidad
μ_o	Permeabilidad del vacío
μ_r	Permeabilidad relativa del material magnético
\mathcal{P}	Permeabilidad

Acrónimos

AC	Corriente Alterna
AO	Amplificador Operacional
B-H	Curva Campo Magnético – Intensidad de Campo Magnético
CARE	Control Adaptativo de Recuperación de Energía
CCC	Conmutación de Corriente Cero
CFP	Control de Factor de Potencia
CM	Control Magnético
CMCE	Control por Modo de Conservación de Energía
CODP	Control Ordenado de Distribución de Potencia
DC	Corriente Continua
EECN	Edificio Energía Casi Nula
EI	Edificios Inteligentes
EMI	Interferencia Electromagnética
ERV	Elemento Reactivo Variable
FLC	Control de Lógica Difusa
GaAs	Gallium Arsenide.
GaAsP	Gallium Arsenide Phosphide.
GaN	Gallium Nitride.
GaSb	Gallium Antimonide.
Ge	Germanium.
GEI	Gases de Efecto Invernadero
GHG	Protocolo Green House Gas
HMI	Interface Hombre - Máquina
ICM	Bandas Industrial, Científica y Médica
IoT	Internet de las Cosas
IV	Inductor Variable
LRC	Longitud de Ruta Magnética
MCC	Modo de Conducción Continua

MCD	Modo de Conducción Discontinua
MEF	Máquina de Estado Finito
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo Metal-Oxido-Semiconductor
MT	Multiplexación de Tiempo
MUX	Multiplexor
OLED	LED Orgánico
PDS	Procesador Digital de Señales
PI	Control Proporcional Integral
PID	Control Proporcional Integral Derivativo
PMCC	Pseudo MCC
PMCD	Pseudo MCD
p-n	Unión Positiva-Negativa en Semiconductores
PWM	Modulación por Ancho de Pulso
RF	Radio Frecuencia
RGB	LED Rojo, Azul y Verde
RS	Reactor Saturable
SGE	Sistema de Gestión de Edificios o BMS
SGEE	Sistema de Gestión de Energía en Edificios o BEMS
SGS	Sistema de Gestión de Habitación/Sala o RMS
SIGEE	Sistema Inteligente de Gestión de Energía en Edificios
SIMO	Una Sola Entrada Múltiples Salidas
SiC	Silicon-Carburum
SiGe	Silicon-Germanium.
V-I	Característica Tensión versus Intensidad de Corriente

Capítulo 1

Introducción

Contenidos

1.	Introducción.....	2
1.1	Antecedentes	2
1.2	Marco referencial	7
1.3	Objetivos	7
1.4	Estructura del documento	8
1.4.1	Capítulo 1	8
1.4.2	Capítulo 2.....	8
1.4.3	Capítulo 3.....	8
1.4.4	Capítulo 4.....	9
1.4.5	Capítulo 5.....	9
1.4.6	Capítulo 6.....	9
1.4.7	Capítulo 7.....	10
1.5	Lista de Publicaciones	10
1.6	Referencias.....	12

1. Introducción

1.1 Antecedentes

El consumo de la energía en el mundo enfrenta retos cada vez más complejos de resolver y que están principalmente ligados al crecimiento de la población, desarrollo de nuevas infraestructuras para el transporte en las ciudades, crecimiento e innovación de los procesos productivos en la industria, así como un vertiginoso aumento de las edificaciones, nuevos entornos, entre otros factores, inclusive los relacionados al mismo cambio climático [1].

El programa de las Naciones Unidas de desarrollo sostenible [2] apunta en su objetivo número 7 ODS7 a “Garantizar el acceso a una energía asequible, segura, sostenible y moderna para todos”. Se considera que entre 1990 y 2010, el número de personas con acceso a la electricidad aumentó en 1700 millones. Sin embargo, una de cada siete personas aún no tiene acceso a la electricidad, siendo que la mayoría de ellos viven en áreas rurales del mundo en desarrollo.

El alto nivel de consumo de la energía es uno de los mayores contribuyentes al cambio climático, representando alrededor del 60% de las emisiones mundiales de gases de efecto invernadero (GEI). Por otro lado, estudios revelan que mejorar los estándares de eficiencia del consumo de la energía podría reducir el consumo global de electricidad de los edificios y la industria en un 14% [2][3].

Los edificios son uno de los actores principales en el consumo global de la energía, constituyendo el 30% de la energía global consumida en el planeta y el 60% de la energía eléctrica producida [3]. En ese sentido, los sistemas en un edificio, tales como el de climatización, iluminación, ascensores, seguridad, comunicaciones, entre otros, tienen un consumo energético que depende ciertamente del tipo de tecnología, las plataformas de control y del comportamiento de funcionalidad del sistema, su recinto y el comportamiento del usuario como factores internos, siendo factores externos los relacionados principalmente con los del clima.

La iluminación relacionada con los entornos residenciales y de trabajo, corresponde a un 20% del total del consumo de la energía producida y el 67% de la energía eléctrica consumida

en el edificio, el mismo que está asociado al tipo de lámpara, su eficiencia, modo de uso, entre otros.

El consumo energético de la iluminación en edificios de oficinas es aproximadamente del 20%, mientras que para el caso de hoteles es del 15%. Por otro lado, la calefacción y aire acondicionado llega hasta un 45% dependiendo del tipo de edificio [2][4]. El consumo energético es uno de los grandes gastos que tiene un edificio; el sistema de iluminación y de climatización representan en conjunto aproximadamente entre un 40% y un 60% del consumo energético, sin embargo, representan aproximadamente un 80% del consumo eléctrico [4].

La optimización del consumo de la energía de los sistemas de iluminación depende no sólo de cuan eficientes sean las tecnologías con las que se desarrollan las lámparas y de los elementos eléctricos que las componen, sino también de las técnicas asociadas a los controladores de estas lámparas.

Si no se conoce dónde y cuánto consume el edificio, es necesario seguir una guía de eficiencia energética que permita primero realizar una auditoría energética, medir los consumos energéticos, analizar la información para determinar el perfil de consumo exacto en tiempo real y determinar las estrategias de eficiencia energética, así como escoger el mejor sistema de automatización. En el caso del sistema de iluminación, en muchas ocasiones la energía se consume en exceso en áreas no necesarias y cuando no se necesita.

Por otro lado, también existen métodos de control asociados a la gestión de la energía de los edificios, así podemos encontrar sistemas que van desde el control automático para el encendido y apagado de circuitos de iluminación por sensor de movimiento, hasta sendas metodologías tales como las implementadas en los sistemas conocidos como BEMS (Building Energy Management Systems) [4] usadas para el control de los sistemas de iluminación en edificios inteligentes. Con estos servicios se alcanzan ahorros de energía de hasta un 30% en el consumo energético del edificio asociado al sistema de iluminación [2]-[4]. Actualmente es de gran importancia para los gobiernos a nivel mundial el impulso de edificios verdes, orientados a disponer de infraestructuras más eficientes en energía. Por ejemplo, en Singapore, la Autoridad de Edificios y Construcciones BCA (Building and Construction Authority) implementó la Norma Green Mark desde el año 2005 como

iniciativa para encaminar la industria de la construcción de Singapore hacia edificios verdes más amigables con el medio ambiente [5].

Los nuevos sistemas de iluminación LED (Light-emitting diode) se han convertido en una de las mejores fuentes de iluminación actualmente utilizada, debido a su alta eficiencia luminosa [3]. Por otro lado, los tres tipos de lámparas de iluminación en la industria actualmente son lámparas de luz incandescente, prácticamente ya en desuso salvo en aplicaciones muy específicas, luz fluorescente compacta, y las lámparas LED. Se ha encontrado también que las lámparas LED requieren de menos potencia comparadas con las incandescentes o fluorescentes [3][5].

La Tabla 1.1 muestra una comparación de una lámpara incandescente tradicional de 60W frente a las lámparas de energía más eficientes tales como las lámparas fluorescentes compactas y las lámparas LED [3].

Tabla 1.1 Comparación de LED con lámparas incandescente y fluorescente.

Parámetro de la Lámpara	Lámpara Incandescente 60W	Lámpara Incandescente 43W	Lámpara Fluorescente Compacta 15W	Lámpara LED 12W
Ahorro de energía (%)	-	25	75	75 a 80
Costo Anual de la energía (\$)	4.8	3.5	1.2	1.00
Tiempo de duración (horas)	1000	1000 a 3000	10000	25000
Eficacia (lm/W)	-	13	45	180

La tecnología LED también viene siendo utilizada en varias aplicaciones tales como en alumbrado público, pantallas de señalización y semáforos, letreros de mensajes, iluminación arquitectónica, lámparas de invernadero, lámparas vehiculares, accesorios, etc. [3]. Por ejemplo, la empresa de fabricación de vehículos de alta gama Audi, incluyó en el año 2004 nuevas lámparas delanteras usando dispositivos Lumileds Lighting de Luxeon. La Figura 1.1 muestra el caso de aplicaciones de iluminación en el ámbito de la iluminación en entornos de interiores y exteriores.



Figura 1.1 Aplicaciones de la Iluminación LED. (a) Alumbrado en carreteras, (b) iluminación de edificios, (c) alumbrado de túneles, (d) iluminación en ciudades.

Si se realiza una comparación con las lámparas fluorescentes compactas, las lámparas LED no poseen mercurio, lo cual las hace más sostenibles y amigables con el medio ambiente, teniendo adicionalmente tiempos de vida más largos [5]. En comparación con otro tipo de fuente de iluminación tradicional, los LEDs disponen de una sola estructura física, características ópticas y eléctricas, así como sus propias ventajas tales como [3]:

- Ahorro de energía, 40% de la electricidad se transforma en luz.
- Tiempo de duración, hasta 100 000 horas.
- Rápida respuesta, el tiempo de inicio de LEDs es en el nivel de los nanosegundos.
- Encapsulado de estado sólido.
- La temperatura de color varía en tres tonalidades: fría, cálida y neutra.
- Son amigables con el medio ambiente, no incluyen elementos nocivos tales como Plomo (Pb) y Mercurio (Hg).
- Índice de reproducción de color adecuado.

Además, con el desarrollo de los nuevos métodos y tecnologías de fabricación de LED tanto para el encapsulado, así como de su recubrimiento, los costes de éstos se han venido reduciendo dramáticamente, lo que los hace accesibles casi para todo tipo de aplicaciones. Sin embargo, se debe considerar que con la tecnología LED todavía existen algunas limitaciones y problemáticas asociadas específicamente al ámbito de aplicación, por ejemplo en drivers de iluminación, existe sobre calentamiento de los módulos LED, por lo que es necesario disponer sistemas de disipación cuando se construyen los controladores, lo cual incrementa el peso, el coste y en cierto sentido las líneas de fabricación tienen incidencia en los efectos de gases invernadero, debido al proceso de fabricación de todas las partes que constituyen un sistema de iluminación LED para aplicaciones de alumbrado del hábitat.

Por otro lado, se puede encontrar una extensa cobertura en líneas de investigación desarrolladas para el control de drivers de iluminación LED. Estos trabajos desarrollan técnicas sobre el fundamento de Convertidores AC-DC y Convertidores DC-DC [6]-[9], en las que se buscan optimizar el rendimiento de los drivers en función de parámetros como la corrección del factor de potencia (CFP), frecuencia de operación, ciclo de trabajo, control digital, control por elementos reactivos variables, control difuso, entre otros. En ese sentido, el enfoque de cada nuevo método y modelo de driver LED debe también estar centrado en ámbitos del uso o de la aplicación específica que tendrá un determinado controlador. Por ejemplo en el caso de drivers de iluminación LED, éstos pueden ser usados en controladores de sistemas de iluminación en edificios inteligentes, los cuales deben responder a criterios de diseño tales como regular los niveles de iluminación o la temperatura del color, en función de la luz exterior, luz natural, presencia o movimiento de los usuarios, programación horaria, etc. y hasta inclusive tener un determinado comportamiento de acuerdo a la respuesta a la demanda para aplicaciones de gestión distribuida de energía en edificios de energía casi nula o nZEB (Nearly Zero Energy Buildings) [4][10]-[12]. Es por ello que se evidencia que la tecnología LED, en todos sus ámbitos, y específicamente en el caso de drivers para iluminación LED, esta área de estudio aún se encuentra en amplio desarrollo y existe un espectro muy extenso de posibilidades de trabajos de investigación, por lo que el estudio de drivers de iluminación LED se constituye en un marco referencial de vanguardia y contribuye sustancialmente en los objetivos de tener sistemas tecnológicos orientados a la implementación de entornos inteligentes, sostenibles y saludables [10]-[12].

1.2 Marco referencial

La investigación desarrollada en esta disertación se enmarca en el ámbito de los convertidores DC-DC para el control de iluminación LED y sus usos en aplicaciones residenciales, edificios de oficinas y alumbrado público.

El estudio contempla tanto el análisis de los diferentes métodos que actualmente se emplean en drivers LED de alta eficiencia energética, así como los de alta densidad de potencia. Se enfatizará en los beneficios conseguidos al implementar drivers de iluminación con inductores variables para convertidores DC-DC en modo de conducción discontinua. La investigación se desarrolla dentro del Grupo de Investigación en Conversión Eficiente de Energía, Electrónica Industrial e Iluminación (CE3I2) del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Oviedo. Esta investigación se enmarca las siguientes áreas de investigación en iluminación.

- Iluminación LED.
- Estrategias de control por inductor variable.
- Convertidores DC-DC.

El trabajo de investigación está enmarcado dentro de diversos proyectos de investigación y contratos con empresas del Grupo de Investigación en Conversión Eficiente de Energía, Electrónica Industrial e Iluminación (CE3I2) de la Universidad de Oviedo.

1.3 Objetivos

Estudio de las técnicas de control aplicadas a drivers DC-DC con inductancia variable operando en modo de conducción discontinua para el control de elementos reactivos en circuitos no resonantes, aplicados a una red de control que incluyen sensores inteligentes para un sistema de control de iluminación en edificios inteligentes. Con este concepto integrador se desarrollarán pruebas experimentales, para lo cual se implementarán drivers DC-DC para el control de sistemas de iluminación LED, los mismos que se integrarán a una red de comunicaciones dentro del edificios para su gestión y monitoreo del comportamiento de consumo, de tal manera que se pueda verificar los índices de maximización de la energía consumida por sistemas de iluminación LED en casos de estudio de edificios de oficinas.

1.4 Estructura del documento

1.4.1 Capítulo 1

En este capítulo se realiza una presentación del ámbito de estudio del presente trabajo de investigación. Los antecedentes se centran en mostrar los factores relevantes del consumo energético en los edificios de trabajo y residencias, el impacto del consumo eléctrico de los sistemas de iluminación en los edificios y las oportunidades de investigación para la optimización del consumo enmarcados en el concepto de Edificios de Energía Casi Nula (EECN). El marco referencial aborda el estudio de las posibilidades de investigación en convertidores DC-DC utilizando elementos reactivos variables. También se presentan los objetivos planteados inicialmente en el plan de investigación. A continuación, se enlistan las publicaciones científicas derivadas del trabajo de investigación tanto del estado del arte, el desarrollo de prototipos, evaluaciones experimentales y la diseminación de resultados en congresos relevantes, así como las publicaciones conseguidas en revistas de alto impacto.

1.4.2 Capítulo 2

En este capítulo se presentan los fundamentos del Diodo Emisor de Luz - LED, fuentes de generación de color, el uso de fuentes de DC para iluminación LED, las técnicas de control utilizadas para la regulación de la corriente y el control de tensión. A continuación, se presentan los Convertidores DC-DC ampliamente utilizados para el control de Drivers de Iluminación LED. También se muestran las metodologías para la regulación de convertidores DC-DC y las técnicas de control emergentes.

1.4.3 Capítulo 3

El Control Magnético (CM) aplicado a Convertidores DC-DC se presenta en el Capítulo 3, el mismo que es el fundamento para el desarrollo del trabajo de investigación de aplicación de CM en drivers de iluminación LED. En esta sección de la tesis se presenta el uso de CM en Convertidores DC-DC con carga resistiva, para el caso de los convertidores reductor, elevador, reductor-elevador, flyback y forward, cuando están trabajando en modo de conducción discontinua (MCD). A continuación, se detallan los modelos teóricos y la evaluación experimental relacionados a un Convertidor DC-DC Reductor con CM para aplicaciones de drivers LED. A partir de los trabajos experimentales realizados se presenta

la primera contribución relacionada de aplicar CM en Convertidores DC-DC para el caso de carga LED.

1.4.4 Capítulo 4

En este capítulo primero se presenta una revisión de las técnicas de control utilizadas en Convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo para aplicaciones de Iluminación LED. De esta revisión se determina que hasta ahora no se había aplicado la técnica de CM a este tipo de convertidores. A continuación, en esta sección se presenta el modelo teórico de la aplicación de CM en un convertidor DC-DC Reductor SIMO de tres canales. También se muestran las simulaciones conseguidas empleando la herramienta LTSpice, los esquemas electrónicos del prototipo implementado, la evaluación experimental y los resultados obtenidos. Así mismo se presenta la contribución que se desprende de las evidencias encontradas del uso de CM en convertidores DC-DC SIMO para drivers LED debido a la condición MCD.

1.4.5 Capítulo 5

El Capítulo 5 presenta las posibilidades de aplicación la técnica de CM, desarrolladas en el Capítulo 3 y en el Capítulo 4, en Drivers de Iluminación LED para su implementación en redes de control en Edificios Inteligentes (EI). Para ello en esta sección se aborda el estado del arte enfocado en los sistemas de iluminación LED en edificios inteligentes y las metodologías de gestión de energía en sistemas de iluminación LED. También se revisan las tecnologías involucradas para la automatización de servicios en EI, las tecnologías de comunicaciones y su integración con redes de sensores de Internet de las Cosas (IoT) para el desarrollo de un Sistema Inteligente de Gestión de la Energía en Edificios (SIGEE) en Sistemas de Iluminación LED para EI.

1.4.6 Capítulo 6

En este capítulo se presentan las conclusiones principales encontradas del trabajo de investigación, así como también las contribuciones principales encontradas.

1.4.7 Capítulo 7

En este capítulo se presentan posibilidades de desarrollo de trabajos futuros tanto del uso de elementos reactivos variables, sistemas de iluminación LED para Edificios Inteligentes, así como de las posibilidades del uso de la metodología de Control Magnético en aplicaciones de Electrónica de Potencia.

1.5 Lista de Publicaciones

En este apartado se enlistan las publicaciones de los artículos científicos derivados del trabajo de investigación. Primero se muestran las publicaciones en revistas de alto impacto y a continuación las publicaciones en congresos internacionales de relevancia en el ámbito de estudio de la tesis.

Publicaciones en Revistas:

- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Using Magnetic Control of DC-DC Converters in LED Driver Applications”, IEEE Latin America Transactions, vol. 100. no. 1e, pp. 1-9, Sep. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, H. Ortiz T, “Smart LED Lighting Systems for Smart Buildings: A Review,” IET Smart Cities Journal, vol. 2, no. 3, pp. 126-134, Sep. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Using Magnetic Control of DC-DC SIMO Converters in LED Driver Applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, Submitted.
- J. Marcos Alonso, Héctor Chinchero, Guirguis Z. Abdelmessih, Yueshi Guan, Yijie Wang, “Investigation into Magnetic Control of Hard-Switching DC-DC Converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, Submitted.

Publicaciones en Congresos:

- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Revisión de las Técnicas de Control de Conversores DC-DC Aplicadas a Controladores de Iluminación LED”, VIII Jornadas Internacionales de Doctorado, Universidad de Oviedo, Mieres, España, Jul. 2019.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “A Review on Energy Management Methodologies for LED Lighting Systems in Smart Buildings”, IEEE 20th

International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC 2020), Madrid, Spain, Jun. 2020.

- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Aplicación de Control Magnético en Convertidores CC-CC para Alimentación de Lámparas LED”, 27th Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI 2020), Ciudad Real, España, Sep. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Revisión de Convertidores DC-DC SIMO en Configuración Paralelo para Control de Iluminación LED”, 27th Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI 2020), Ciudad Real, España, Sep. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Control Magnético de Convertidores DC-DC SIMO para Control de Iluminación LED”, 27th Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI 2020), Ciudad Real, España, Sep. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Review on DC-DC SIMO Converters with Parallel Configuration for LED Lighting Control,” IEEE ANDESCON 2020, Quito, Ecuador, Oct. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Magnetic Control of DC-DC Converters in LED Driver Applications,” Congreso Internacional de Tecnologías de la Información y Comunicación TICEC 2020, Quito, Ecuador, Nov. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, H. Ortiz T, “LED Lighting Systems for Smart Buildings: A Review,” IEEE Green Energy and Smart Systems Conference (IGESSC 2020), Long Beach, CA, USA, Nov. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, H. Ortiz T, “Revisión de Sistemas de Iluminación LED para Edificios Inteligentes,” VII Congreso Edificios Energía Casi Nula, Madrid, España, Nov. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, H. Ortiz T, “Sistema de Iluminación LED con Control Magnético e Integración de Sensores IoT para Edificios Inteligentes,” VII Congreso Edificios Energía Casi Nula, Madrid, España, Nov. 2020.

- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, “Using Magnetic Control of DC-DC SIMO Converters in LED Driver Applications,” IEEE Power Electronics Drives and Energy System PEDES2020, Rajasthan, India, Dec. 2020.
- Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, H. Ortiz T., “LED Lighting System with Magnetic Control and IoT Sensor Integration for Smart Buildings,” IEEE Power Electronics Drives and Energy System PEDES2020, Rajasthan, India, Dec. 2020.

1.6 Referencias

- [1] Architecture 2013. “Why the building Sector?” 2015. [Online]. Available: http://architecture2030.org/buildings_problem_why
- [2] United Nations, “The Sustainable Development Goals Report 2017” United Nations Publications, New York, NY, pp. 1-7, 2017.
- [3] Y. Wang, J.M. Alonso and X. Ruan, “A Review of LED Drivers and Related Technologies” 2017. IEE Trans. Industrial Electron., vol.64, no. 64, pp.5754-5765, Jul. 2017.
- [4] H. F. Chinchero, “Control de Iluminación en Edificios Inteligentes,” Cintelam Campos Inteligentes de América Cia. Ltda., Course Material, 2020.
- [5] M. Yu, T. Hui, W. Xian, K. Seng, “Review of High Efficiency Integrated LED lighting”, in IEEE PEDS 20017, pp. 93-97, Dec. 2017.
- [6] M. Arias, A. Vázquez, J. Sebastian, “An Overview of the AC-DC and DC-DC Converters for LED Lighting Applications”, in Automatika Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications Journal, vol. 53, no. 2, pp. 93-97, 2012.
- [7] J. M. Alonso, D. Gacio, F. Sichirolo, A. R. Seidel and M. A. Dalla Costa; “Modeling Single-Stage High-Power-Factor AC-DC Converters for LED Driving Applications,” Proc. of IEEE Industry Applications Soc. Meeting, Orlando, Florida, 2013.
- [8] R Osorio, JM Alonso, SE Pinto, G Martínez, N Vázquez, M Ponce-Silva, “Simplified electrical modelling of power LEDs for DC–DC converter analysis and simulation,” International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 45, no. 11, 1760-1772.
- [9] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, B. Lehman, “Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9177, 2017.
- [10] H. F. Chinchero, “Entornos Inteligentes, Sostenibles y Saludables,” Cintelam Campos Inteligentes de América Cia. Ltda., Course Material, 2020.
- [11] N.Y. Jadhav, “Green and Smart Buildings”, Springer Green Energy and Technology, pp. 9-93, 2016.

- [12] J.J. Lamb and B. G. Pollet, “Energy-Smart Buildings: Design, construction and monitoring of buildings for improved energy efficiency,” Iop Publishing, pp. 1-25, Jul. 2020.

Capítulo 2

Fundamentos del Diodo Emisor de Luz LED

Contenidos

2.	Fundamentos del Diodo Emisor de Luz LED	17
2.1	Descripción, Historia y Evolución.....	17
2.2	Principio de Funcionamiento	19
2.3	Características Eléctricas	19
2.4	Características Térmicas	23
2.5	Generación de Color en LEDs	25
2.5.1	Intensidad Luminosa.....	25
2.5.2	Flujo Luminoso.....	25
2.5.3	Iluminancia	25
2.5.4	Luminancia	25
2.5.5	Eficacia y Eficiencia Luminosa	26
2.6	Fuentes de DC para iluminación LED.....	27
2.6.1	Resistencia de Limitación de Corriente	28
2.6.2	Fuente de Corriente Lineal.....	29
2.6.3	Convertidor por Conmutación del Condensador	29
2.6.4	Convertidores de Potencia Conmutados	30
2.7	Dimming	30
2.7.1	Dimming Analógico.....	30
2.7.2	Dimming PWM.....	32
2.7.3	Mezcla de Color PWM LED.....	35
2.8	Control DC-DC para Iluminación LED.....	36
2.8.1	Control PWM.....	36
2.9	Convertidor DC-DC Reductor (Buck - Step Down).....	38
2.10	Convertidor DC-DC Elevador (Boost - Step Up)	41
2.11	Convertidor DC-DC Reductor-Elevador (Buck - Boost)	41
2.12	Convertidor DC-DC Flyback.....	42

2.13	Convertidor DC-DC Forward	43
2.14	Técnicas de Control de Convertidores DC-DC	46
2.14.1	Control por Modo de Tensión	47
2.14.2	Control por Modo de Corriente.....	49
2.14.3	Control por Modo de Corriente con Carga LED	50
2.14.4	Control por Histéresis	51
2.14.5	Control por Modo de Corriente con t_{OFF} Constante	52
2.14.6	Control por Modo de Corriente con t_{ON} Constante.....	53
2.14.7	Comparación de las Técnicas de Control.....	53
2.15	Métodos de Regulación en Convertidores DC-DC.....	55
2.15.1	Control PID.....	56
2.15.2	Control Difuso (Fuzzy).....	57
2.16	Métodos de Control Emergentes.....	59
2.16.1	Control de la Pequeña Señal	59
2.16.2	Control por Modo de Tensión de la Pequeña Señal.....	60
2.16.3	Control por Modo de Corriente de la Pequeña Señal	60
2.16.4	Modo de Control V^2 de la Pequeña Señal	60
2.16.5	Modo de Control V^2C de la Pequeña Señal.....	61
2.16.6	Modo Normalizado de la Pequeña Señal	62
2.16.7	Método de Control por Corriente Operando en MCD.....	64
2.16.8	Control Digital Predictivo de Corriente Programada.....	65
2.16.9	Método de Control Predictivo por Frecuencia Variable.....	67
2.17	Referencias.....	68

2. Fundamentos del Diodo Emisor de Luz LED

En este capítulo se aborda los fundamentos de la tecnología LED (Light-Emitting Diode) con un enfoque en los drivers de iluminación LED, el cual es el ámbito en el que se desarrolla la disertación. Se presenta la evolución histórica, principio de funcionamiento y características físicas. Adicionalmente se muestran los métodos de control usados en convertidores DC-DC para el diseño de drivers de iluminación LED.

2.1 Descripción, Historia y Evolución

El desarrollo de la tecnología LED aparece en el año 1907, cuando Henry Joseph Roud reporta el efecto de emisión de luz a través de la excitación de corriente en un semiconductor [13]. Este semiconductor fue llamado carborundum y actualmente es conocido como Carburo de Silicio. El reporte indica que al aplicar un potencial de 10 voltios entre dos puntos en un cristal de carborundum, el cristal entrega una luz amarillenta, a partir de aquí se utiliza las siglas SiC. Actualmente SiC es ampliamente utilizado en papel de lija y otras herramientas abrasivas [13]-[15].

En 1927, Oleg Losev presenta de manera real el primer LED en una revista de ciencia Rusa, Alemana e Inglesa, sin embargo al presentar una baja eficiencia luminosa, la tecnología LED no consiguió aplicaciones prácticas. En 1960 se desarrolla el actual LED, con aplicaciones reales para luz infrarroja, invisible para el ojo humano [13].

En 1962, Nick Holonyak desarrolla el primer LED con emisión de luz visible para la empresa General Electric, por lo cual se lo considera el precursor de la iluminación LED [13].

A continuación, en los años 70s, se desarrolla un período de innovación en tecnología LED, apareciendo el LED rojo, naranja y verde sucesivamente, desarrollados por el equipo de investigación de la compañía American Monsanto. En esta misma década se comienza a utilizar fosfato de galio (GaP) para desarrollar fuentes de iluminación con luz verde gris [13].

A principios de los años 90s, se consigue desarrollar LEDs rojo, naranja, amarillo y verde usando AlInGaP. Para 1994, Nakamura diseñó el LED azul de alto brillo basado en InGaN para la empresa Nichia. A partir de aquí, fueron viables los tipos de LEDs blancos por la mezcla de luz LED roja, verde y azul [13][15].

Actualmente existe una gran variedad de LEDs comerciales, los cuales se pueden clasificar de acuerdo a muchos estándares tales como nivel de potencia, colores y tipo de aplicación. En los últimos años se están desarrollando varios estudios acerca de LEDs que permiten realizar la combinación de colores rojo, azul y verde, denominado también como RBG (R - Red, B - Blue, G - Green) y LEDs Orgánicos (OLEDs) [13].

Los LEDs RGB están siendo usados en muchas aplicaciones tales como aparatos biomédicos, sistemas de detección, iluminación arquitectónica, LCD, etc. Como característica principal es que ofrecen una mejor flexibilidad de control de color, así como una gama de colores mayor a las conseguidas con otros métodos. Sin embargo, se debe considerar que la tensión de seguimiento de color rojo, azul y verde son diferentes, por lo que el reto para LEDs RGB está en el control de estos parámetros consiguiendo una rápida transición entre los diferentes colores de LED [13].

Entre los últimos desarrollos, encontramos a los LEDs orgánicos OLEDs, los cuales se basan en el principio de la electroluminiscencia emitida por semiconductores construidos con componentes orgánicos [13][15][17]. Esto se consigue al disponer una pequeña capa de un semiconductor orgánico entre dos electrodos. Al aplicar un campo eléctrico se produce la recombinación de electrones y espacios vacíos o huecos en el material semiconductor, emitiendo luz. El color emitido puede ser controlado mediante modificaciones químicas de la estructura molecular.

Actualmente, la tecnología OLED se enfrenta a muchos retos, entre ellos al coste elevado en el mercado de la iluminación, así como los desafíos en conseguir alta calidad y tecnologías de producción de bajo coste. Por otro lado, debido a su comportamiento específico, que difiere de los LEDs tradicionales, es necesario utilizar drivers dedicados para una determinada aplicación específica [13][17], tales como displays para paneles comerciales, matrices de LEDs para alumbrado y decoración de edificios, OLEDs para telefonía móvil, displays para televisores y computadoras, etc.

2.2 Principio de Funcionamiento

El diodo LED se basa en una unión abrupta de un material positivo p y otro negativo n, conocida como unión p-n, con una concentración de donadores de carga denominada como N_D y una concentración de receptores de carga denominada como N_A .

Todos los dopajes se asumen que están completamente ionizados, de modo que la concentración de electrones libres está dada por $n=N_D$ y la concentración de espacios vacíos o huecos por $p=N_A$. Se asume que no ocurre compensación de los dopajes por impurezas y defectos intencionales. En las cercanías de la unión neutra p-n, los electrones que se originan de los donadores en la región tipo n se difunden sobre la región tipo p, donde se puede encontrar muchos huecos con los cuales se pueden recombinar. Como resultado, una región cercana a la unión p-n se agota de acarreadores libres. Esta región es conocida como la región de agotamiento.

2.3 Características Eléctricas

Algunas características I-V de semiconductor para el diodo se realizan a partir de diferentes materiales, como lo muestra la Figura 2.1, el análisis de las características se realiza de acuerdo a la banda de energía “gap” E_g de estos materiales. Se muestra también las tensiones límite experimentales, así como una comparación con sus bandas de energía gap [15].

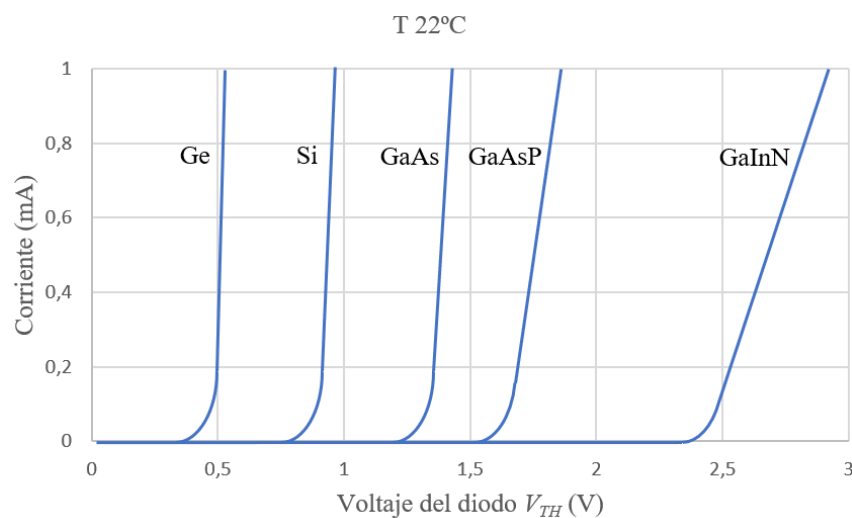


Figura 2.1 Características I-V del diodo LED.

A continuación, se muestran los valores de la banda de energía gap E_g para los diodos LED ilustrados [15].

$$\text{Ge} \quad E_g \approx 0.7 \text{ eV}$$

$$\text{Si} \quad E_g \approx 1.1 \text{ eV}$$

$$\text{GaAs} \quad E_g \approx 1.4 \text{ eV}$$

$$\text{GaAsP} \quad E_g \approx 2.0 \text{ eV}$$

$$\text{GaInN} \quad E_g \approx 2.9 \text{ eV}$$

Las características teóricas esperadas de una unión p-n son dadas por la ecuación I-V de Shockley [15], que describen experimentalmente las características medidas como:

$$I_D = I_s e^{\frac{eV_D}{n_{ideal}kT}} \quad (2.1)$$

Donde n_{ideal} es el factor ideal del diodo. Para un diodo perfecto, el factor ideal de diodo es igual a uno. Para diodos reales, este factor toma valores típicamente entre $n_{ideal} = 1.1 - 1.5$. Sin embargo, se han encontrado valores altos del factor ideal para diodos de fosfato y arsénico donde $n_{ideal} = 2.0$. Para diodos de GaN/GaInN se presentan valores de $n_{ideal} = 7.0$.

El resto de los parámetros de la ecuación se definen como:

- I_s , es la corriente de saturación
- V_D , es la tensión del diodo
- k , es la constante de Boltzmann (1.3807×10^{-23} J/K)
- e , es la carga del electrón (1.6022×10^{-19})

A menudo los diodos tienen resistencias parásitas no deseadas [15]. La Figura 2.2, muestra el efecto que producen resistencias en serie y en paralelo.

Una resistencia parásita en serie se puede producir por una resistencia de contacto excesivo o por resistencias de regiones neutras.

Las resistencias parásitas paralelas se pueden causar por alguna región defectuosa en la unión p-n, o debido a imperfecciones en la placa.

Al considerar las resistencias parásitas, R_p es la resistencia paralela al diodo ideal y R_s es la resistencia en serie con el diodo ideal, de modo que la ecuación de Shockley se modifica y presenta la siguiente característica de diodo I-V:

$$I - \frac{(V_D - IR_s)}{R_p} = I_s e^{(V_D - IR_s)/(n_{ideal}kT)} \quad (2.2)$$

Donde V_D es la tensión del diodo y para que esta ecuación sea reducida, se considera que:

$$R_p \rightarrow \infty \text{ y } R_s \rightarrow 0.$$

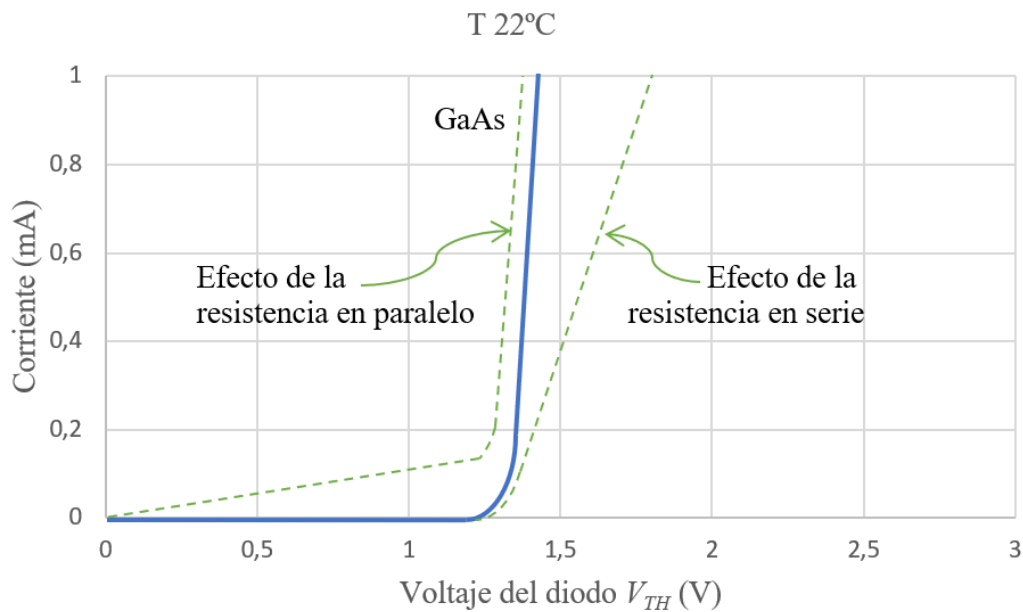


Figura 2.2 Efectos de las resistencias parásitas R_p y R_s en la gráfica I-V.

La energía de los fotones emitidos por un semiconductor con brecha de energía E_g es proporcionada por la energía de banda prohibida, es decir:

$$hf \approx E_g \quad (2.3)$$

Donde h es la constante de Planck, cuyo valor es de 6.626×10^{-23} J.s; y f la frecuencia de radiación electromagnética (EM). En un diodo ideal, cada electrón inyectado en la región activa generará un fotón. Para conservar la energía se requiere que la energía con la que se inyecta un electrón sea igual a la energía del fotón. Esta conservación de energía implica que:

$$eV \approx hf \quad (2.4)$$

Es por ello que la tensión aplicado al LED multiplicado por la carga elemental es igual a la energía del fotón representada por hf .

Por otro lado, la energía de un electrón inyectado se convierte en energía óptica a partir de recombinación electrón-hueco. La conservación de la energía requiere que la tensión conocida como tensión de activación o tensión directa de un dispositivo emisor de luz sea igual a la banda de energía gap dividido entre la carga elemental.

De esta manera la tensión del diodo se expresa como:

$$V = \frac{hf}{e} \approx \frac{E_g}{e} \quad (2.5)$$

El modelo eléctrico estándar del diodo LED establece como elementos mínimos que componen a un LED a la resistencia asociada al material, llamada resistencia dinámica R_D , la corriente que circula por el diodo I_D , la tensión límite conocida también como tensión de ruptura V_{TH} y tensión del diodo LED V_D [13]-[17]. La Figura 2.3 muestra el esquema general utilizado en el modelo eléctrico del diodo LED.

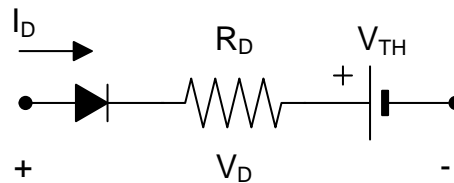


Figura 2.3 Modelo eléctrico del diodo LED.

La corriente del diodo LED para el caso de un semiconductor GaAsP es expresada como sigue:

$$I_D = I_s e^{\frac{eV_D}{nkT}} \quad (2.6)$$

Y la resistencia dinámica se puede expresar como:

$$R_D = \frac{\partial V_D}{\partial I_D} = \frac{nkT}{e} \cdot \frac{1}{I_D} \quad (2.7)$$

2.4 Características Térmicas

La temperatura crítica que se analiza en diodos LED es la temperatura de la región de juntura. Este parámetro es relevante primero porque la eficiencia de quantum depende de la temperatura de la juntura, y en segundo lugar porque cuando el LED opera a altas temperaturas en la juntura, se acorta el tiempo de vida del semiconductor [14][15]. La Figura 2.4 muestra el efecto producido por el incremento de la temperatura en la juntura.

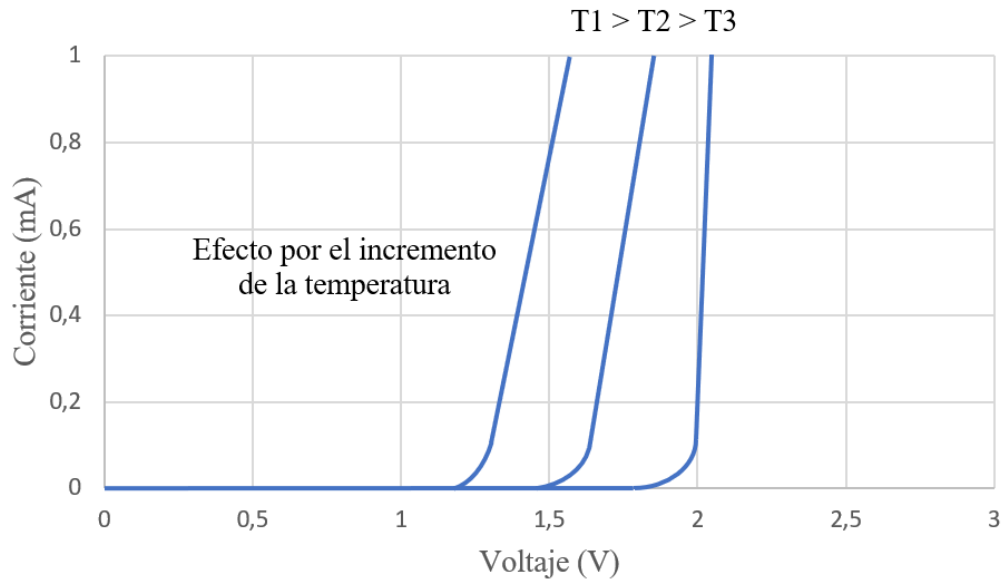


Figura 2.4 Comportamiento de la juntura de un diodo por la variación de temperatura.

Para el análisis del comportamiento del LED en función de la temperatura se debe aplicar la derivada a la ecuación de Shockley, de modo que se puede encontrar la siguiente expresión:

$$\frac{dV_D}{dT} = \frac{eV_D - E_g}{eT} + \frac{1}{e} \frac{dE_g}{dT} - \frac{3k}{e} \quad (2.8)$$

La energía de la banda bandgap con dependencia de la temperatura se puede expresar por la ecuación de Varshni como sigue:

$$E_g = E_{go} - \frac{\alpha T^2}{T + \beta} \quad (2.9)$$

Donde α y β son valores de cálculo conocidos como parámetros de Varshni [14][15].

Por lo que al reemplazar el valor de E_g la ecuación anterior, queda la expresión de la derivada como sigue:

$$\frac{dV_D}{dT} = \frac{V_D}{T} - \frac{E_{go}}{eT} + \frac{\alpha T^2}{eT(T + \beta)} - \frac{\alpha T(T + 2\beta)}{e(T + \beta)^2} - \frac{3k}{e} \quad (2.10)$$

Generalmente se considera un coeficiente constante para el diseño de drivers LED, donde cada fabricante especifica este valor en las hojas técnicas del dispositivo como λ [14].

$$\frac{dV_D}{dT} = \lambda < 0 \quad (2.11)$$

El comportamiento del LED, de acuerdo a las especificaciones de cada fabricante también puede variar por efectos del mismo proceso de fabricación. Esta variación puede estar entre valores máximos y mínimos, que se deben considerar al momento de diseñar lámparas que utilicen múltiples LEDs [14].

Los parámetros de Varshni utilizados para algunos semiconductores fueron aglutinados por Ioffe (2004) y se muestran en la Tabla 2.1 [14].

Tabla 2.1 Parámetros Varshni para semiconductores comunes.

Semiconductor	E_g a 0 K (eV)	α (10^{-4} eV/K)	β (K)	Rangos validados
AlN	6.026	18.0	1462	$T \leq 300\text{K}$
GaN	3.470	7.70	600	$T \leq 600\text{K}$
GaP	2.340	6.20	460	$T \leq 1200\text{K}$
GaAs	1.519	5.41	204	$T \leq 1000\text{K}$
GaSb	0.813	3.78	94	$T \leq 300\text{K}$
InN	1.994	2.45	624	$T \leq 300\text{K}$
InP	1.425	4.50	327	$T \leq 800\text{K}$
InAs	0.415	2.76	83	$T \leq 300\text{K}$
InSb	0.240	6.00	500	$T \leq 300\text{K}$
Si	1.170	4.73	636	$T \leq 1000\text{K}$
Ge	0.744	4.77	235	$T \leq 700\text{K}$

2.5 Generación de Color en LEDs

En el ámbito de la iluminación es importante determinar adecuados niveles de iluminación, así como la temperatura del color de acuerdo a la necesidad específica de utilización. La generación del color está estrictamente asociada a la percepción de luz del ojo humano [14]. Para parametrizar la sensación de luz y color por el ojo humano, se establecen las unidades fotométricas [13]-[15].

2.5.1 Intensidad Luminosa

La intensidad luminosa es medida en candelas (cd). Se establece que una fuente monocromática de luz emitiendo una potencia óptica de $(1/633)$ watt a 555 nm en un ángulo sólido de 1 estero radian (sr) tiene una intensidad luminosa de 1 candela.

2.5.2 Flujo Luminoso

El flujo luminoso representa la potencia de luz de una fuente que es percibida por el ojo humano. Su unidad es el lumen (lm). Donde $cd = lm/sr$.

2.5.3 Iluminancia

La iluminancia es el flujo luminoso incidente por área. Esta unidad se mide en lux, de modo que una conversión de unidades se consigue por $lux = lm/m^2$.

2.5.4 Luminancia

Luminancia es la relación de la intensidad luminosa emitida en una dirección dividida entre el área del plano proyectado en esa dirección. El área del plano proyectado atiende a la ley de coseno, donde el ángulo es el que se encuentra entre la dirección de proyección y la normal del área proyectada. La intensidad luminosa de LEDs con modelo de emisión lamberiana, depende de este ángulo.

En el caso de los LEDs se busca maximizar la intensidad luminosa y el flujo luminoso mientras se mantiene un área del chip mínima. De esta manera la luminancia es una medida de cuan eficientemente se ha usado el área de un semiconductor para alcanzar una intensidad luminosa.

2.5.5 Eficacia y Eficiencia Luminosa

Para realizar conversiones entre las unidades fotométricas y radiométricas se desarrolló el modelo función de eficiencia luminosa, conocida también como función de sensibilidad del ojo, $V(\lambda)$. Los modelos han ido variando desde 1931 hasta 1978 como estándares de corriente fotométrica [14].

Una cromaticidad deseada se puede obtener con una variedad infinita de distribución espectral de potencia $P(\lambda)$, donde una de las posibles distribuciones tendrá la mejor eficacia luminosa. El límite se obtiene de una sola manera, siendo la mezcla de intensidades emitidas por las fuentes monocromáticas. A este método se lo denomina modelo MacAdam [14] y se muestra en la Figura 2.5.

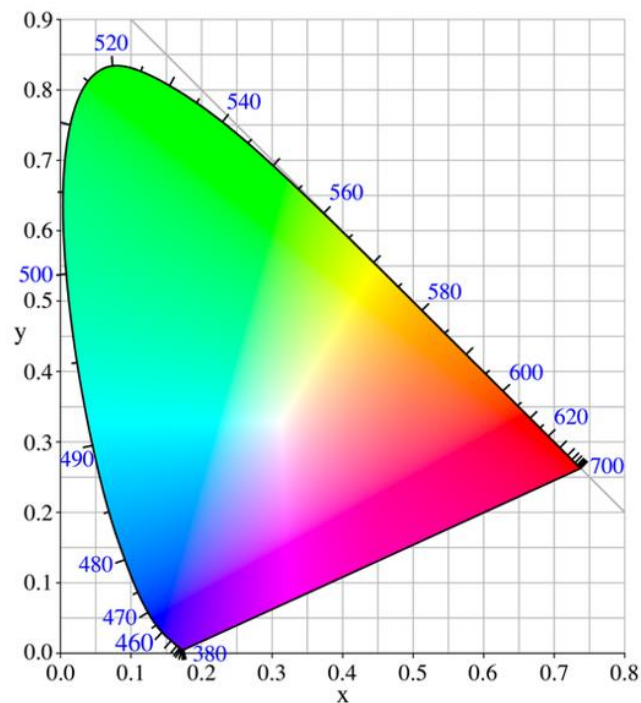


Figura 2.5 Diagrama de cromaticidad x,y MacAdam.

Por ejemplo, la eficacia luminosa máxima de una luz blanca, que depende de la temperatura de color; esto es alrededor de 420 lm/W para una temperatura de color de 6500 K puede exceder hasta 500 lm/W para temperaturas bajas de color. El valor exacto depende del punto exacto en el área de color blanco del diagrama de cromaticidad.

El flujo luminoso, se obtiene de la potencia de luz radiométrica mediante la siguiente ecuación:

$$\Phi_{lum} = 633 \frac{\text{lm}}{\text{W}} \int_{\lambda} V(\lambda)P(\lambda)d\lambda \quad (2.12)$$

Donde $P(\lambda)$ es la densidad espectral de potencia. La Potencia total se obtiene mediante:

$$P = \int_{\lambda} P(\lambda)d\lambda \quad (2.13)$$

Por otro lado, la eficacia luminosa de radiación óptica conocida también como función de luminosidad, se mide en lúmenes por watio de potencia óptica, y se define como:

$$\text{Eficacia luminosa} = \frac{\Phi_{lum}}{P} \quad (2.14)$$

Para fuentes de luz multicolor, especialmente para fuentes de luz blanca, se requiere la integración de todas las formas de onda.

La eficacia luminosa de una fuente de luz se mide en lm/W es el flujo luminoso de la fuente de luz dividido para la potencia eléctrica.

$$\text{Eficacia luminosa} = \frac{\Phi_{lum}}{(IV)} \quad (2.15)$$

En la comunidad de la iluminación, la eficiencia luminosa a menudo se refiere como eficacia luminosa de la fuente.

Por otro lado, la Eficiencia luminosa es la relación de la potencia radiada frente a potencia consumida.

2.6 Fuentes de DC para iluminación LED

La alimentación de tensión en un diodo LED se consigue aplicando una tensión entre sus terminales V_{LED} . Para un correcto funcionamiento de un diodo LED, es importante limitar la corriente que circula por el semiconductor debido a que el mismo exhibe una resistencia interna muy baja. Se debe considerar también que una pequeña variación en la tensión de entrada aplicada al LED podría producir una gran variación en la corriente del LED [14].

2.6.1 Resistencia de Limitación de Corriente

Este método utiliza una fuente de alimentación de DC y una resistencia conectada en serie al diodo LED, tal como lo muestra la Figura 2.6. Aunque es una técnica bastante sencilla, de bajo coste y no produce interferencia electromagnética (EMI), es muy poco eficiente debido a las pérdidas de potencia que se producen en la resistencia en serie. Debido a su baja eficiencia tampoco se utiliza para altas potencias. Respecto a la regulación de LED, tiene un comportamiento pobre frente a cambios de tensión de entrada y variaciones de temperatura [14].

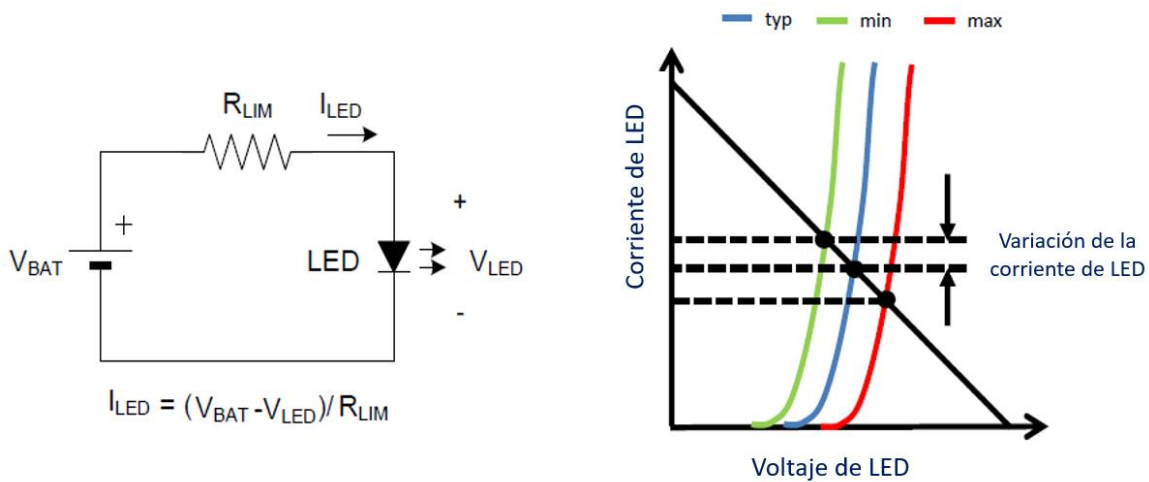


Figura 2.6 (a) Limitación de corriente por resistencia. (b) Gráfica V-I.

La Figura 1.8 (a) muestra el diagrama electrónico del método de limitación de corriente, donde la corriente que circula por el diodo se expresa como:

$$I_{LED} = \frac{V_B - V_{LED}}{R_{LIM}} \quad (2.16)$$

Donde I_{LED} es la corriente que circula por el diodo LED, V_B es la tensión de la fuente, para este caso se hace referencia a una batería con un nivel constante de DC, V_{LED} es la tensión en los extremos del diodo semiconductor y R_{LIM} la resistencia de limitación de corriente para proteger al diodo.

El comportamiento de la variación de corriente frente la tensión del diodo V-I se muestra en la Figura 2.6 (b). Como se puede observar se produce un comportamiento no óptimo de acuerdo con la variación de corriente en el LED.

2.6.2 Fuente de Corriente Lineal

La fuente de corriente lineal permite realizar la regulación de corriente del diodo LED, siendo uno de los métodos más simples, de bajo costo y pocos componentes. No tiene generación de EMI, sin embargo, es poco eficiente. La Figura 2.7 muestra el diagrama del circuito de la fuente de corriente lineal, donde se controla el paso de la corriente de acuerdo con una señal de control que actúa sobre la base de un transistor que opera en la región activa [14].

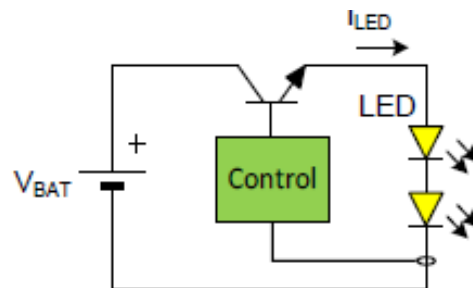


Figura 2.7 Fuente de corriente lineal.

2.6.3 Convertidor por Conmutación del Condensador

Este método de regulación se considera eficiente y se utiliza ampliamente en aplicaciones de convertidores reductores y elevadores. Presenta un buen comportamiento para bajos valores de corriente y genera bajos niveles de EMI [14]. La figura 2.8 muestra el circuito para un convertidor por conmutación del condensador, que se consigue al realizar el proceso de carga y descarga del condensador de acuerdo a una señal de control que constantemente mide la tensión de salida para aumentar el ciclo de trabajo del conmutador.

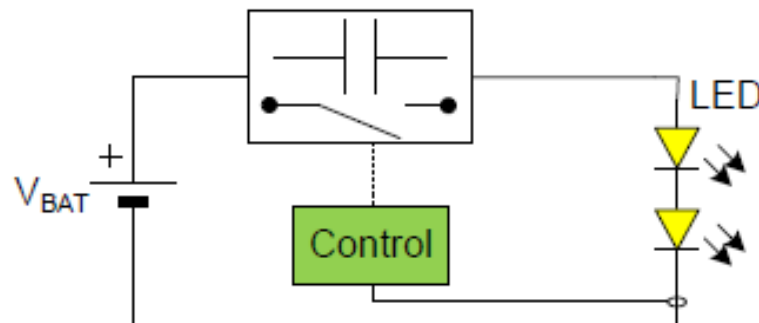


Figura 2.8 Convertidor por conmutación de condensador.

2.6.4 Convertidores de Potencia Conmutados

Este método se utiliza para la regulación y control de corriente de LED, se incluyen más cantidad de componentes y por ende tiene un coste más elevado. Es uno de los convertidores más ampliamente utilizados para construir convertidores reductores, elevadores, reductores-elevadores, etc. Presenta alta eficiencia y pocas pérdidas de potencia. La desventaja principal es que presenta generación de EMI, sin embargo, es muy eficiente en aplicaciones de Dimming LED [14][15].

La Figura 2.9 muestra el circuito para el convertidor de potencia reductor, donde se busca controlar la corriente de circulación del inductor asociado y que incidirá sobre la corriente de circulación del LED.

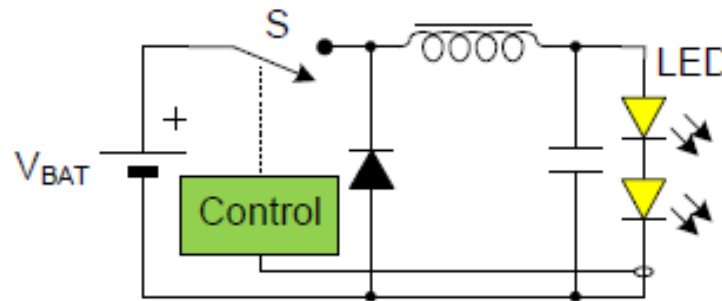


Figura 2.9 Convertidor de potencia Reductor.

2.7 Dimming

Para obtener un determinado valor de corriente de circulación en el diodo LED, y por ende modificar su comportamiento se utilizan métodos de control conocidos como Dimming. El proceso Dimming permite de esta manera controlar el flujo luminoso, así como el brillo, lo cual permite adaptar niveles de iluminación para una aplicación específica [13]-[15].

Existen dos métodos básicos empleados que son Dimming Analógico y Dimming PWM [2].

2.7.1 Dimming Analógico

En este proceso se busca regular el valor de la fuente de alimentación que entrega una tensión V_B , lo cual permite regular la intensidad de corriente de circulación por un diodo

LED, tal como muestra la Figura 2.10. Donde R es la resistencia de protección del LED e I_{LED} es la corriente que circula por el semiconductor y la resistencia [14].

Esta implementación es muy básica y tiene pérdidas de potencia considerables, sobre todo en la resistencia de limitación de circulación de corriente. La potencia en el diodo se determina utilizando la siguiente expresión:

$$P_D = V_{TH}I_D + R_D I_D^2 = V_D I_D \quad (2.17)$$

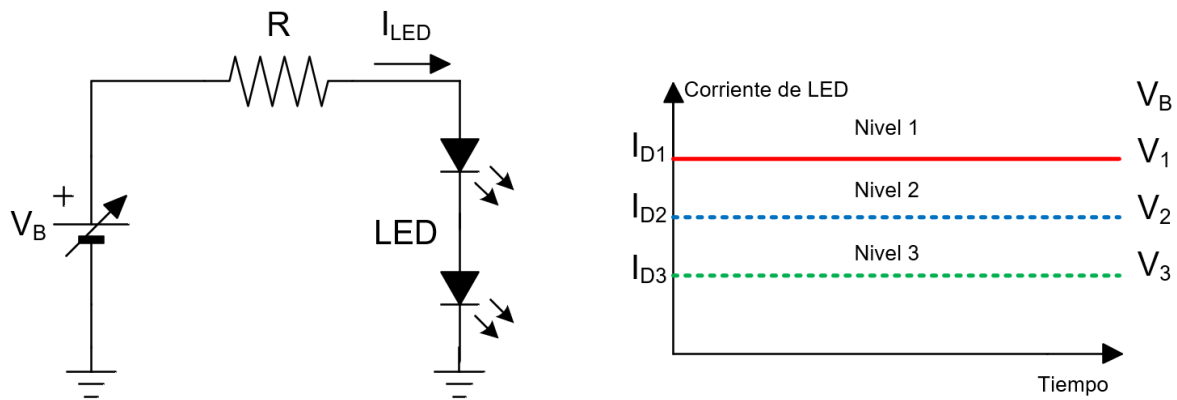


Figura 2.10 Dimming Analógico.

Al analizar el efecto de este proceso en el espectro de potencia se encuentra que las coordenadas de cromaticidad son muy influenciadas por el nivel de regulación debido al cambio relativo en el espectro. Adicionalmente, los cambios en el color y en la temperatura de color son las esperadas tal como lo muestra el comportamiento de cada nivel en la Figura 2.11.

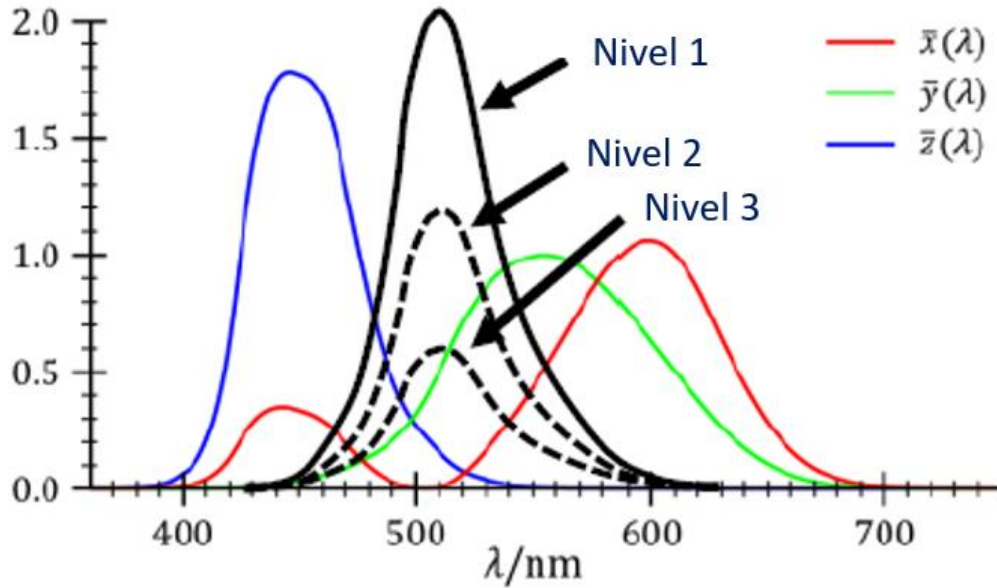


Figura 2.11 Efecto de Dimming Analógico en el espectro de potencia.

Las coordenadas de cromaticidad quedan establecidas mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 X_1 &= K_m \int_{380}^{780} P(\lambda) \bar{x}(\lambda) d\lambda \\
 Y_1 &= K_m \int_{380}^{780} P(\lambda) \bar{y}(\lambda) d\lambda \\
 Z_1 &= K_m \int_{380}^{780} P(\lambda) \bar{z}(\lambda) d\lambda
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Donde K_m es el factor de normalización de eficacia luminosa de visión fotópica, visión escotópica o visión mesópica, medido en lm/W .

2.7.2 Dimming PWM

Entre los métodos de control de regulación más tradicionales encontramos el PWM Dimming, que es un proceso ampliamente utilizado para controlar el tanto el flujo luminoso, así como el brillo de LED de manera más eficiente y reduciendo las pérdidas de potencia. La Figura 2.12 muestra el método Dimming PWM [14].

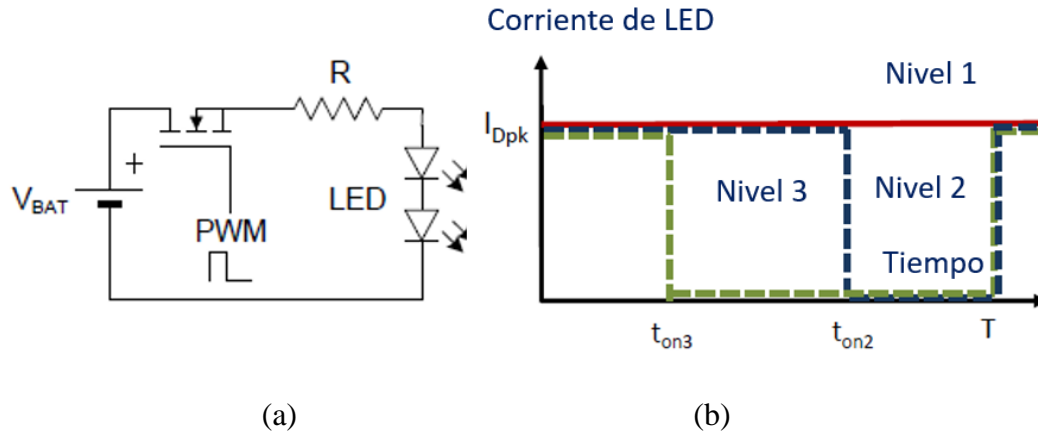


Figura 2.12 Dimming PWM.

En este proceso se regula la cantidad de corriente de circulación del LED mediante la generación de una señal PWM que conmuta en un estado abierto o cerrado de acuerdo al ciclo de trabajo establecido en los tiempos de encendido o apagado del conmutador.

La Figura 2.12 (a) muestra un circuito LED puramente resistivo controlado por una señal PWM que actúa sobre el MOSFET para generar la intensidad de corriente del diodo. La Figura 2.12 (b) muestra los niveles de la intensidad de corriente que están en función del ciclo de trabajo de la señal PWM.

La Figura 2.13 (b) muestra el comportamiento en el espectro cromático para tres niveles diferentes del ciclo de trabajo de la señal PWM.

Si consideramos una combinación de los colores básicos RGB (Rojo=Red, Green=Verde y Blue=Azul), los vectores del espectro cromático se establecen como:

$$\begin{aligned}
 X_1 &= K_m \int_{380}^{780} P(\lambda) \bar{x}(\lambda) d\lambda \\
 Y_1 &= K_m \int_{380}^{780} P(\lambda) \bar{y}(\lambda) d\lambda \\
 Z_1 &= K_m \int_{380}^{780} P(\lambda) \bar{z}(\lambda) d\lambda
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

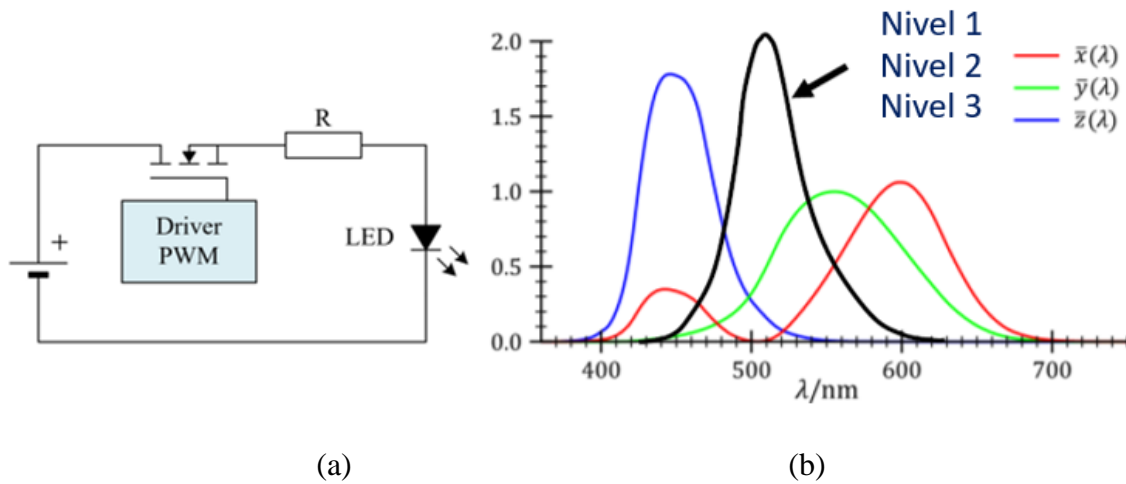


Figura 2.13 Efecto de PWM Dimming en el espectro LED.

Respecto al flujo luminoso, el método PWM Dimming presenta un comportamiento totalmente lineal [14]. La Figura 2.14 muestra la linealidad del flujo luminoso mientras varía el ciclo de trabajo de la señal PWM.

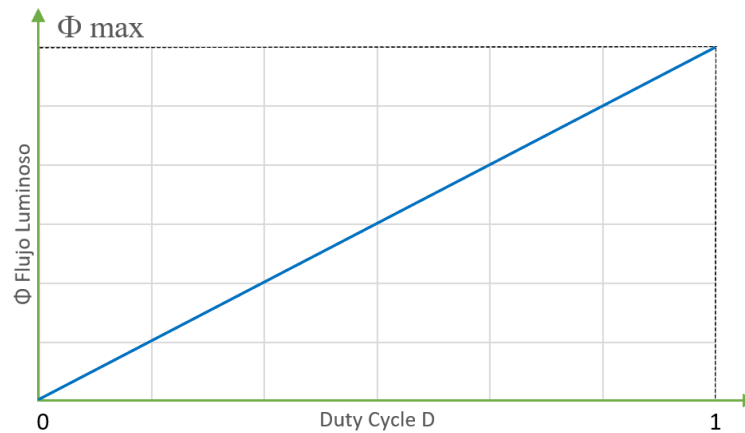


Figura 2.14 Efecto de PWM Dimming en el flujo luminoso LED.

Donde el valor de la potencia del diodo y el flujo luminoso está en función del ciclo de trabajo D .

$$P_D = V_{TH} I_{D_{avg}} + R_D I_{D_{rms}}^2$$

$$P_D = (V_{TH} I_{D_{pk}} + R_D I_{D_{pk}}^2) \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.20)$$

$$P_D = P_{max} \cdot D \quad \text{donde, } D = \frac{t_{on}}{T_s}$$

2.7.3 Mezcla de Color PWM LED

En el proceso de mezcla de color en diodos LED, se utiliza la técnica PWM asumiendo que se disponen de tres LEDs de color rojo, verde y azul con picos de longitud de onda λ_r , λ_g , λ_b , y coordenadas de color (X_r, Y_r, Z_r) , (X_g, Y_g, Z_g) , (X_b, Y_b, Z_b) respectivamente [14].

La Figura 2.15 muestra el esquema de la mezcla de color utilizando los tres colores básicos.

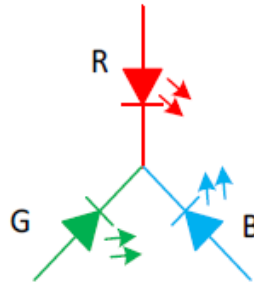


Figura 2.15 Esquema de mezcla de color con diodo LED rojo, verde y azul.

En este método cada LED puede emitir una potencia radiante máxima P_r , P_g , P_b , que puede ser controlada utilizando PWM con ciclos de trabajo D_r , D_g , D_b respectivamente.

Donde las coordenadas de color de la mezcla de luz puede establecerse como:

$$\begin{aligned} X &= \bar{x}(\lambda_r)K_m P_r D_r + \bar{x}(\lambda_g)K_m P_g D_g + \bar{x}(\lambda_b)K_m P_b D_b = X_r D_r + X_g D_g + X_b D_b \\ Y &= \bar{y}(\lambda_r)K_m P_r D_r + \bar{y}(\lambda_g)K_m P_g D_g + \bar{y}(\lambda_b)K_m P_b D_b = Y_r D_r + Y_g D_g + Y_b D_b \\ Z &= \bar{z}(\lambda_r)K_m P_r D_r + \bar{z}(\lambda_g)K_m P_g D_g + \bar{z}(\lambda_b)K_m P_b D_b = Z_r D_r + Z_g D_g + Z_b D_b \end{aligned} \quad (2.21)$$

El sistema puede también expresarse como matriz:

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_r & X_g & X_b \\ Y_r & Y_g & Y_b \\ Z_r & Z_g & Z_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_r \\ D_g \\ D_b \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} D_r \\ D_g \\ D_b \end{bmatrix}$$

2.8 Control DC-DC para Iluminación LED

Para controlar la iluminación LED, se emplean circuitos controladores que juegan un papel significativo para conseguir altos niveles de eficiencia energética, lo que significa que la eficiencia de un sistema de iluminación LED puede ser mejorado usando circuitos de control apropiados, así como utilizando las técnicas más óptimas y eficientes para realizar la transferencia de energía de la entrada hacia la salida.

Los sistemas de iluminación LED tradicionales están basados en controladores de un estado o de dos estados. El control de un solo estado es un convertidor DC-DC con corriente de salida constante que puede o no obtener corrección de factor de potencia (CFP), mientras que un controlador de dos estados consiste de un circuito CFP a un convertidor DC-DC. Debido a las propias características de LEDs, es necesario incluir un lazo de corriente de realimentación en el estado DC-DC con el objetivo de conseguir control de corriente constante [13] en función del comportamiento o bien de la entrada o de la salida del circuito.

2.8.1 Control PWM

Existen métodos de control conocidos como Convertidores DC-DC que permiten establecer un valor estable de corriente en la salida en función de una tensión de DC de entrada, sea esta tensión de entrada V_i fija o variable, así como también dependiendo de señales de control que permiten modificar el flujo de corriente en la salida, sin que la señal de la salida se vea afectada o por cambios en la tensión de entrada o por las variaciones de carga en la salida.

El principio de funcionamiento se basa en el tiempo abierto (t_{on}) y tiempo cerrado (t_{off}) de las señales de control [14][16]. Un ejemplo para entender el concepto se muestra en la Figura 2.16. donde la tensión promedio de salida V_o , dependerá de los tiempos abierto o cerrado del conmutador de control.

Uno de los métodos más usados emplea una conmutación a una frecuencia constante, de modo que el período de conmutación está dado por $T_s = t_{on} + t_{off}$. Si variamos el valor de duración t_{on} también variará el valor de la tensión de salida V_o . A este método se lo conoce como Modulación por Ancho de Pulso o PWM (Pulse Width Modulation), donde la relación

de tiempo de duración t_{on} respecto al período de conmutación T_s , se conoce como el ciclo de trabajo D [14][16].

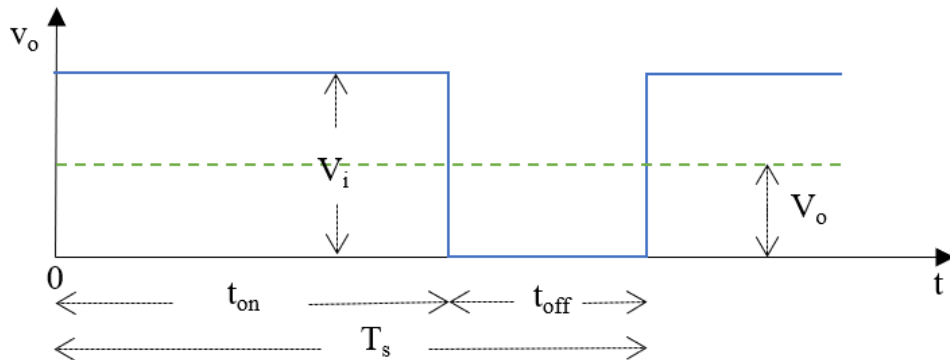


Figura 2.16 Comportamiento de V_o vs V_i con Señal PWM.

En PWM la señal de control de los interruptores que controlan el estado de encendido y apagado, se genera comparando una señal moduladora de tensión con una señal periódica de control cuya amplitud y frecuencia se mantienen constantes.

La señal moduladora se obtiene amplificando el error, o la diferencia entre la tensión medida de salida y el valor deseado. Por otro lado, la señal de control es una señal tipo diente de sierra cuya frecuencia determina la frecuencia de conmutación de los semiconductores.

El ciclo de trabajo se expresa en función de la tensión pico de la señal moduladora V_{st} y de la tensión de la señal moduladora $v_{control}$. Por lo tanto, siendo T_s el período se tiene:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{\widehat{V}_{st}} \quad (2.23)$$

Los convertidores DC-DC puede ser clasificados en:

- Convertidor Reductor (Buck - Step Down)
- Convertidor Elevador (Boost - Step Up)
- Convertidor Reductor - Elevador (Buck-Boost / Step Up-Down)
- Convertidor Flyback
- Convertidor Forward
- Convertidor Cuk

Adicionalmente existen técnicas de control aplicadas a este tipo de convertidores, puesto que cada vez se desarrollan nuevas metodologías que buscan optimizar la transferencia de potencia de entrada a la salida, así como conseguir que los sistemas sean más eficientes para un determinado propósito de aplicación. El convertidor Reductor (Buck - Step Down), es el circuito convertidor de potencia más sencillo de desarrollar y es ampliamente utilizado en muchas aplicaciones de gestión energética y de regulación de tensión, tales como drivers de iluminación, sistemas de carga para vehículos eléctricos, control de motores, etc.

2.9 Convertidor DC-DC Reductor (Buck - Step Down)

Este tipo de convertidor, conocido también como Buck o Step-Down, es uno de los modelos más comúnmente utilizados en el control de corriente de salida de drivers para sistemas de iluminación LED. La tensión de salida de un circuito reductor es menor que el valor del pico de la tensión de entrada [14].

La topología básica del circuito Convertidor DC-DC Reductor se muestra en la Figura 2.17. que se compone de un conmutador controlado S implementado con un transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor o también conocido como MOSFET, un Diodo D , un inductor L , un condensador C y una carga resistiva R .

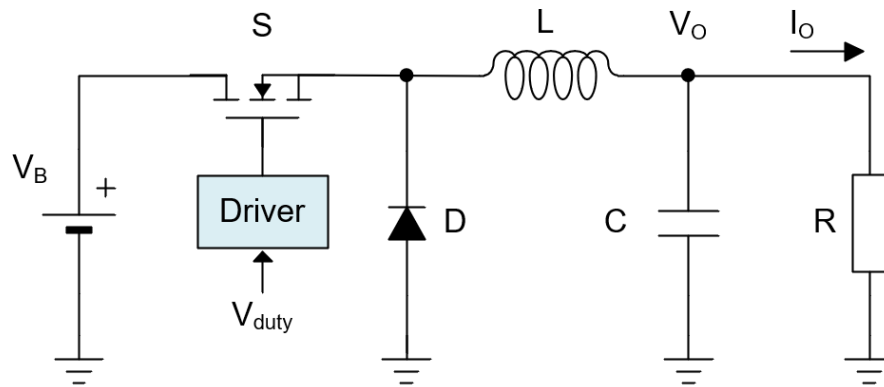


Figura 2.17 Convertidor DC-DC Reductor (Buck) con carga resistiva.

Asumiendo un conmutador ideal S , una tensión de entrada instantánea constante V_B , y una carga puramente resistiva, la tensión instantánea de salida V_o tendría la forma de onda mostrada en la Figura 2.25a, como una señal en función de la posición del conmutador [16].

La tensión promedio de salida V_o , puede ser calculado en función del ciclo de trabajo D del conmutador.

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_s} V_B = D V_B \quad (2.24)$$

En esta técnica es importante analizar la corriente que circula por el inductor, de modo que la ecuación de cálculo de la variación de la corriente del inductor ΔI_L para un convertidor reductor queda expresada como:

$$\Delta I_L = \frac{V_B - V_o}{L f_s} \cdot D \quad (2.25)$$

Donde L es el valor del inductor y f_s la frecuencia del conmutador.

El valor del condensador necesario C para el arreglo del convertidor reductor se calcula usando la siguiente expresión:

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 f_s V_{opp}} \quad (2.26)$$

Donde V_{opp} es el valor pico de la tensión de salida.

En los apartados relacionados al estudio de convertidores DC-DC controlados por elementos reactivos variables, se utilizará principalmente el convertidor reductor como base para el desarrollo experimental, por lo que a continuación se muestra la función de transferencia de manera ampliada en referencia a la Figura 2.17, considerando inicialmente una carga puramente resistiva.

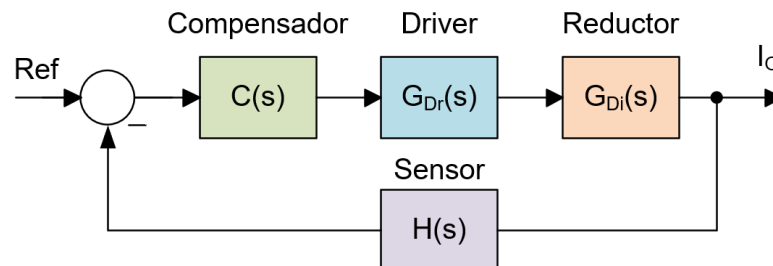


Figura 2.18 Diagrama del sistema de control de lazo cerrado.

La función de transferencia para el Convertidor DC-DC Reductor con carga puramente resistiva queda expresada como:

$$G_D(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{D} \cdot \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}S + 1} \quad (2.27)$$

La Figura 2.19 muestra el esquema del convertidor reductor para el caso de carga LED, donde el modelo de LED contempla V_{TH} como la tensión de ruptura del diodo LED y R_D como resistencia dinámica interna del semiconductor.

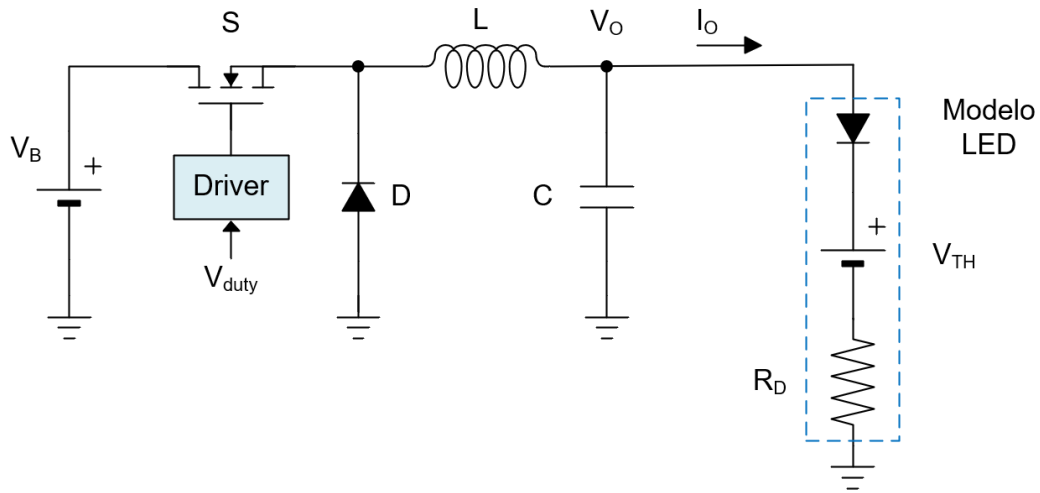


Figura 2.19 Convertidor DC-DC Reductor con carga LED.

La función de transferencia para el Convertidor DC-DC Reductor con carga LED queda expresada por las siguientes ecuaciones [14]:

$$\begin{aligned} v_o(s) &= R_D i_o(s) \\ G_{Di}(s) &= \frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{v_o}{d(s)R_D} = \frac{G_D(s)}{R_D} \\ G_{Di}(s) &= \frac{V_o}{DR_D} \cdot \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{V_o/I_o}S + 1} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Donde V_o es la tensión de salida del convertidor e I_o es la corriente de salida que circula por el diodo LED.

2.10 Convertidor DC-DC Elevador (Boost – Step Up)

El Convertidor DC-DC Elevador, conocido también como Boost o Step Up, es ampliamente utilizado en aplicaciones donde se requiere que la tensión de salida sea más alta que la tensión de la fuente de entrada [14][17]. La Figura 2.20 muestra el diagrama del circuito para el convertidor elevador.

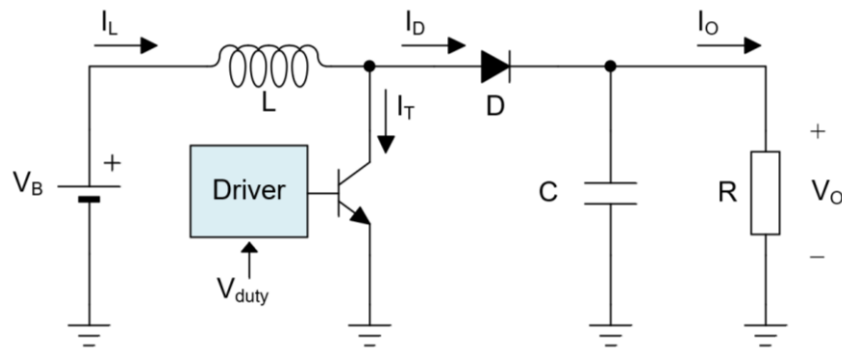


Figura 2.20 Controlador Elevador (Boost).

El modelo matemático establece las siguientes ecuaciones básicas de diseño [15].

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_B \frac{1}{(1 - D)} \\
 L &= \frac{V_B D}{\Delta I_L f_s} \\
 C &= \frac{I_o D}{V_{opp} f_s}
 \end{aligned}
 \tag{2.29}$$

Donde V_{opp} es la tensión pico pico de salida y f_s es la frecuencia de la señal PWM.

2.11 Convertidor DC-DC Reductor-Elevador (Buck-Boost)

El Convertidor DC-DC Reductor-Elevador (Buck-Boost) es normalmente utilizado en aplicaciones donde se requiere regular la tensión de salida entre valores mayores o menores respecto la tensión de entrada [14][17].

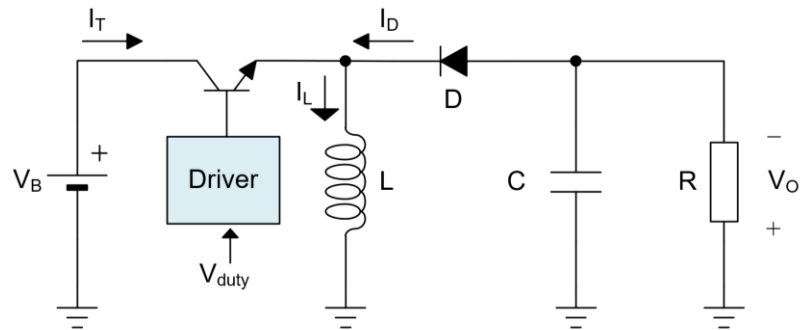


Figura 2.21 Convertidor DC-DC Reductor-Elevador (Buck-Boost).

La Figura 2.21, muestra el circuito básico de un Convertidor DC-DC Reductor-Elevador [14]. Normalmente es utilizado cuando se requiere obtener una salida de polaridad negativa respecto al terminal común de la tensión de entrada [16]. Una práctica estándar es implementar un lazo de corriente de entrada para limitar la corriente de salida, así como proteger al conmutador.

Las ecuaciones de diseño básicas se establecen que la tensión de salida sea mayor o menor que la tensión de entrada en función del valor del ciclo de trabajo D [14]:

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_B \frac{1}{(1-D)} \\
 L &= \frac{V_B D}{\Delta I_L f_s} \\
 C &= \frac{I_o D}{V_{opp} f_s}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

2.12 Convertidor DC-DC Flyback

El control Flyback es una topología ampliamente usada como circuito para el CFP. Debido a su estructura aislada dispone de alta seguridad y confiabilidad. Sin embargo, la corriente pico y promedio en este convertidor es relativamente alta, por lo que se deben considerar las pérdidas en el interruptor de potencia [13]. La Figura 2.22 muestra el diagrama de la topología para el Convertidor DC-DC Flyback [14].

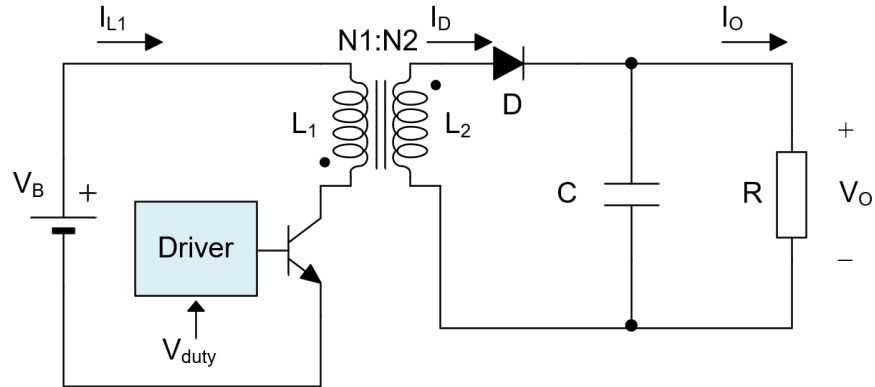


Figura 2.22 Convertidor DC-DC Flyback.

Las ecuaciones de diseño básicas indican que la tensión de salida está en función del devanado tanto principal, así como secundario del transformador $N_1:N_2$, así como también de acuerdo al valor del ciclo de trabajo D [14]:

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_B \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{(1-D)} \\
 L_2 &= \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_{L_2} f_s} \\
 L_1 &= \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot L_2 \\
 C &= \frac{I_o D}{V_{opp} f_s}
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

Donde L_1 y L_2 son los valores de las inductancias del transformador y ΔL_2 es la variación de la intensidad de corriente en el inductor implementado en el devanado secundario.

2.13 Convertidor DC-DC Forward

La topología de un Convertidor DC-DC Forward se muestra en la Figura 2.23. En esta metodología se busca regular la tensión de salida a un valor requerido de acuerdo a diferentes ciclos de trabajo. El esquema considera un transformador ideal conectado a un devanado auxiliar para aprovechar el proceso de carga de tanque implementado. Q es un interruptor ideal, el cual está controlado en función del ciclo de trabajo D [14].

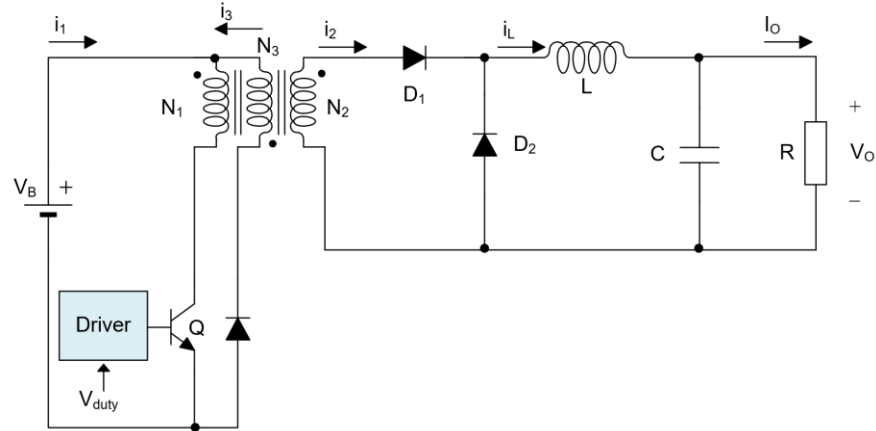


Figura 2.23 Convertidor DC-DC Forward.

Los estados de operación del Convertidor DC-DC Forward se muestran en la Figura 2.24.

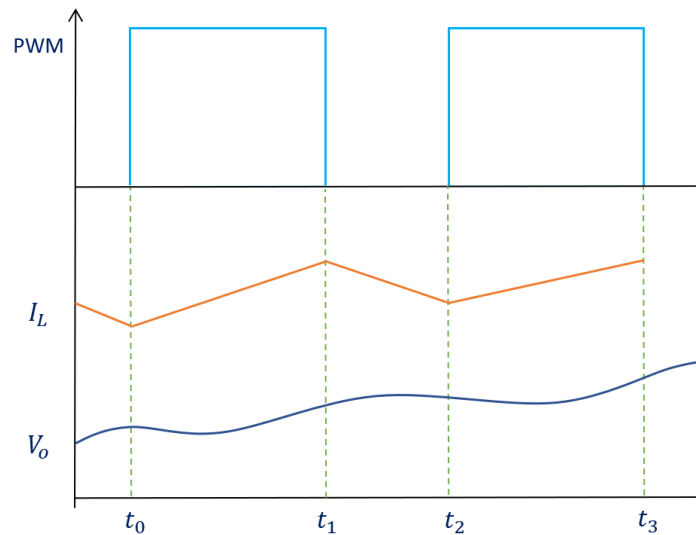


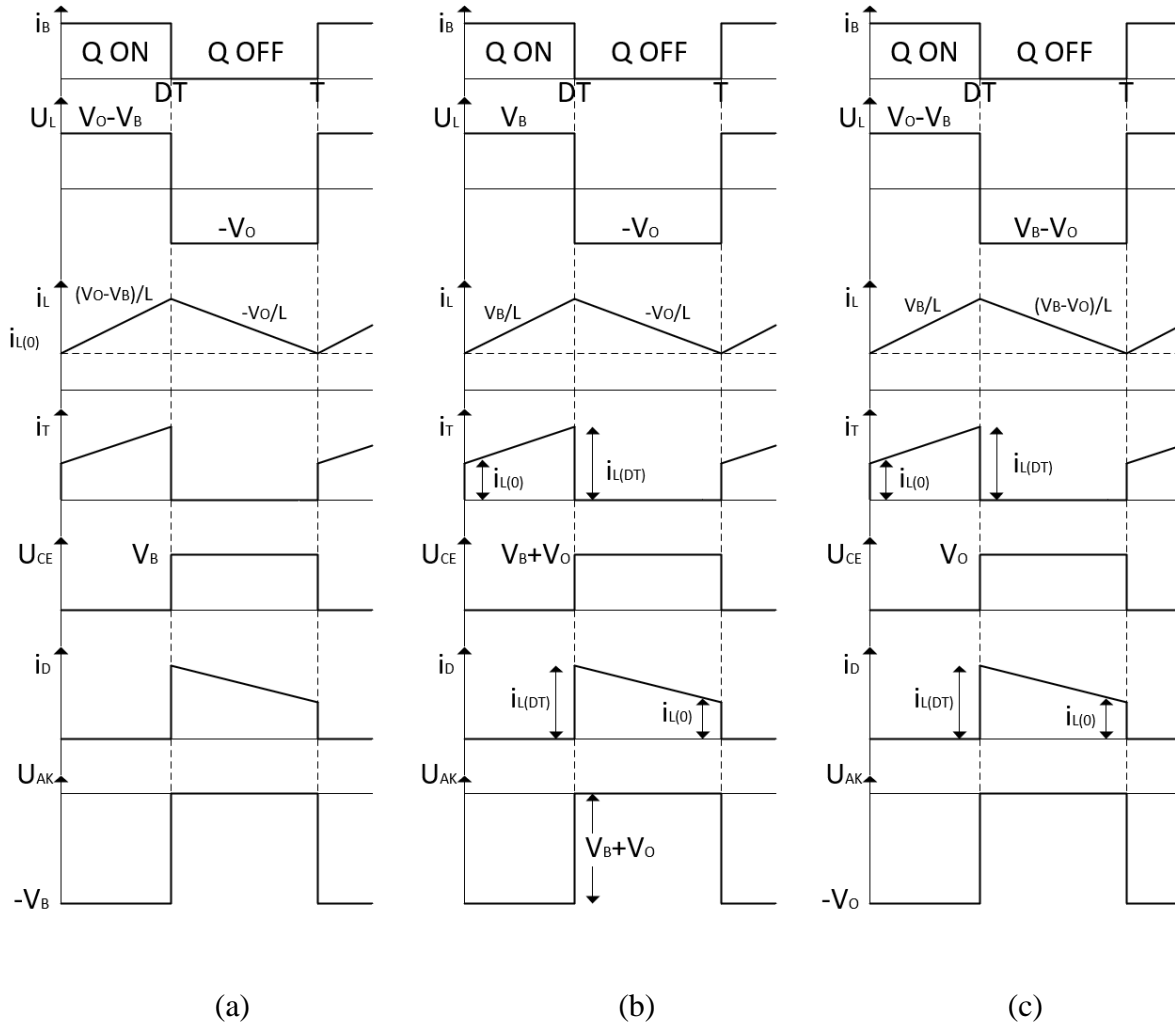
Figura 2.24 Diagrama de estados del Convertidor DC-DC Forward.

Las ecuaciones de diseño se establecen a continuación [14]:

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_B \frac{N_2}{N_1} \cdot D \\
 L &= \frac{nV_B - V_o}{\Delta I_L f_s} \cdot D \\
 C &= \frac{\Delta I_L}{8f_s V_{opp}}
 \end{aligned}
 \tag{2.32}$$

$$\frac{N_1}{N_3} > \frac{D}{1-D}$$

La Figura 2.25 muestra una relación del comportamiento de la corriente y la tensión en los convertidores DC-DC más utilizados para aplicaciones de iluminación LED [14].



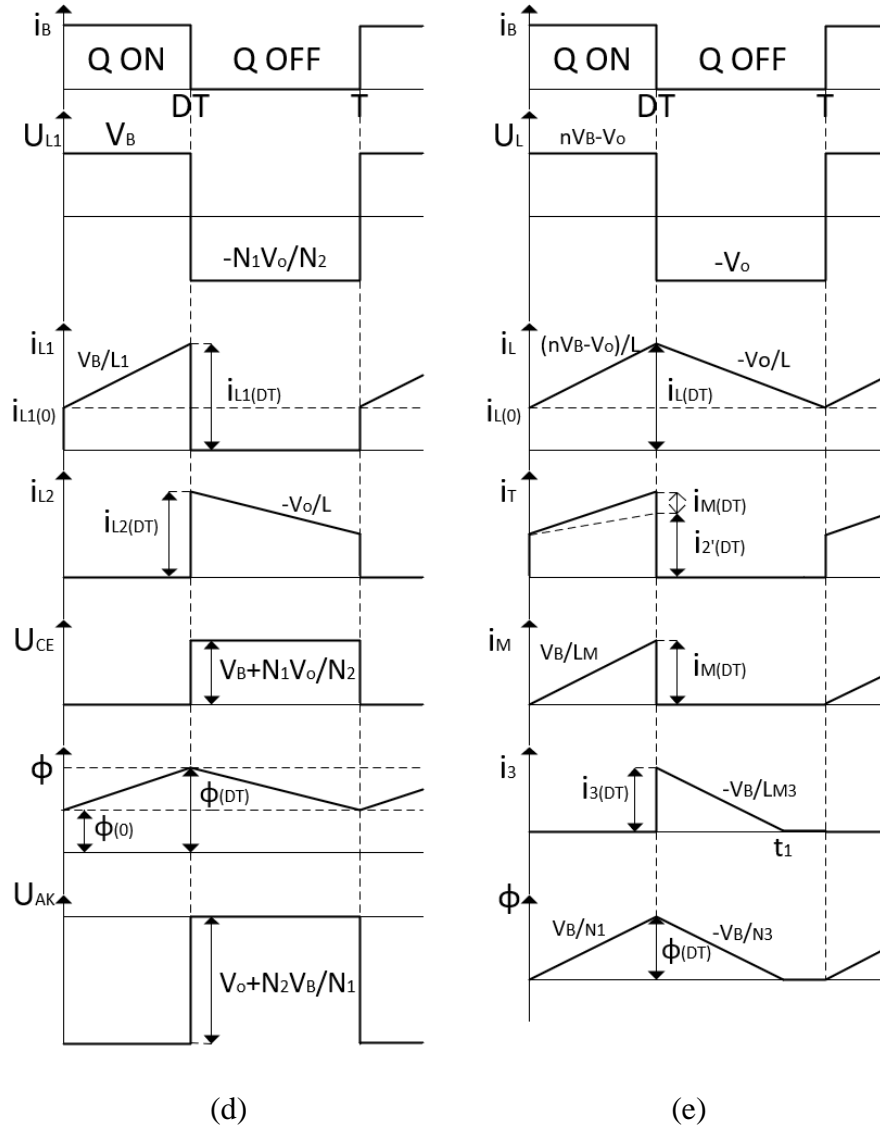


Figura 2.25 Formas de onda (a) Reductor (b) Elevador (c) Reductor-Elevador (d) Flyback (e) Forward.

2.14 Técnicas de Control de Convertidores DC-DC

Las técnicas más utilizadas para regular la tensión o corriente de salida de convertidores DC-DC son:

- Control en Modo de Tensión (CMT), y
- Control en Modo de Corriente (CMC).

Estos tipos de control son dos técnicas tradicionales y especialmente útiles para conversión de niveles bajos de tensión y baja potencia.

Los circuitos de los convertidores generalmente incluyen un lazo de realimentación conocido también como “*feedback*”, el cual implementa un método de control de la función de transferencia y del controlador asociado con el fin de mantener una tensión de salida apropiada, independientemente de la tensión de entrada o de la carga en la salida [18].

La respuesta transitoria del control CMT es lenta debido a una sola señal de realimentación que es la señal de tensión de salida. Por otro lado, el control CMC, que también es conocida como control por corriente inyectada o control por corriente programada, mejora las características de la respuesta transitoria puesto que no solo incluye la realimentación de la tensión de entrada sino también realimenta la corriente del inductor [19].

Otra técnica propuesta hace pocos años es conocida como control V^2 , la cual tiene dos lazos de realimentación de la tensión de salida, similar al CMC. El lazo de salida lenta es responsable de regular la precisión de la tensión de salida, y el lazo rápido de entrada es responsable de la respuesta transitoria con variación de carga.

Adicionalmente, también se ha propuesto la técnica V^2C la cual incluye una realimentación de corriente en el método V^2 . V^2C tiene una rápida respuesta transitoria en circuitos con variación de la carga de salida o en la tensión de entrada, así como tiene habilidad favorable anti-interferencia [19].

2.14.1 Control por Modo de Tensión CMT

El modo de control por tensión CMT, corresponde al arreglo de la tensión del lazo de realimentación aplicado a convertidores DC-DC. Este método de control es de bajo coste, fácil de diseñar e implementar, así como también tiene buena tolerancia a las variaciones en la tensión de entrada [14][18].

Este método, que es mostrado en [14] trabaja en operación por frecuencia constante. La Figura 2.26. muestra el esquema del circuito de control por CMT para una aplicación de convertidor DC-DC reductor con carga LED.

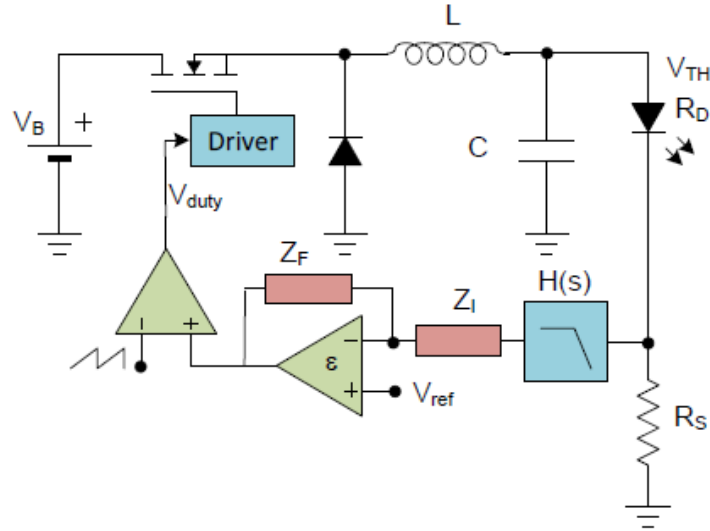


Figura 2.26 Control CMT de un convertidor DC-DC reductor con carga LED.

El interruptor de potencia es controlado por un circuito driver, el mismo que establece el ciclo de trabajo de conmutación de acuerdo a un lazo de realimentación que implementa control PWM. Esto se consigue mediante una tensión de control denominada V_{duty} en función de la tensión de salida en el condensador y una señal de referencia V_{ref} . Para medir la corriente de salida se utiliza una resistencia en serie con la carga R_S . Se considera que el valor de la tensión de salida en el condensador es igual a la tensión de salida del convertidor V_o en el LED. [18].

La Figura 2.27 muestra el diagrama de bloques del modelo dinámico derivado del convertidor reductor con carga LED controlado por CMT.

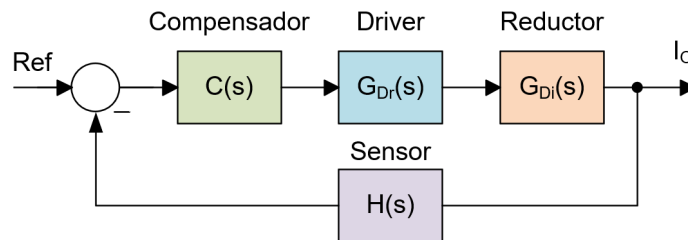


Figura 2.27 Diagrama de bloques del modelo dinámico del convertidor reductor con carga LED.

La función de transferencia para el control CMT se establece mediante la siguiente ecuación:

$$G_{D_i}(s) = \frac{i_o(s)}{d(s)} \frac{V_o}{DR_D} \cdot \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{V_o/I_o}S + 1} \quad (2.33)$$

$$C(s) = k \frac{(1 + s\tau_1)}{s(1 + s\tau_2)} \quad G_{D_r}(s) = \frac{1}{V_{pp}} \quad H(s) = \frac{i_o(s)}{v_s(s)}$$

Donde $C(s)$ es la ganancia del compensador, $G_{D_r}(s)$ es la ganancia del controlador del interruptor de potencia, $G_{D_i}(s)$ la ganancia del convertidor reductor y $H(s)$ la ganancia de la red de realimentación.

2.14.2 Control por Modo de Corriente

El control por modo de corriente (CMC) es otra de las técnicas ampliamente utilizadas para Convertidores DC-DC. Este método tiene dos lazos de realimentación. Un lazo de realimentación de corriente y otro lazo de realimentación de tensión. Para este caso, la corriente que circula por el inductor es utilizada como estado de realimentación [14][18].

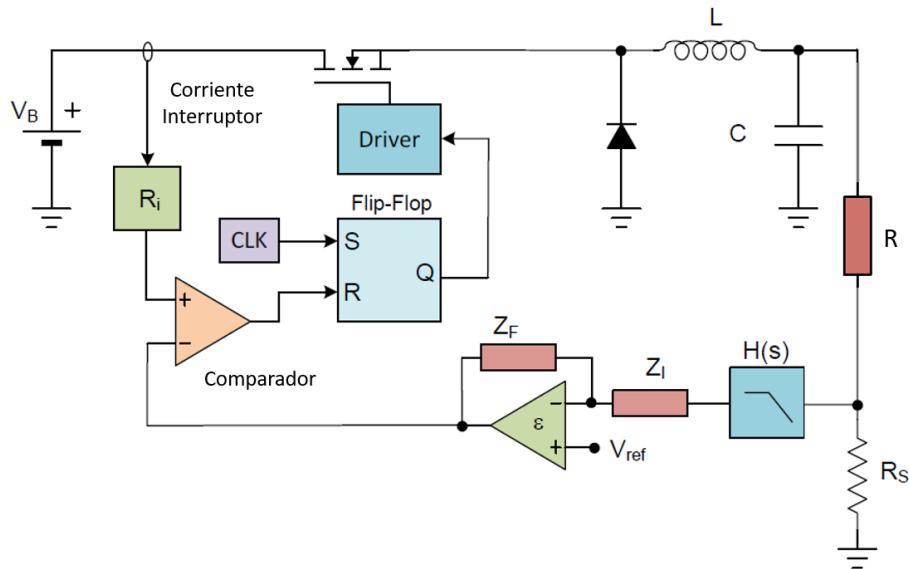


Figura 2.28 Control por Modo de Corriente CMC.

La Figura 2.28, muestra el esquema del circuito de un Convertidor Reductor DC-DC con carga resistiva controlado por CMC. En el inicio del ciclo de conmutación, la señal de reloj denominada CLK establece el valor del Flip-Flop $Q=1$, de manera que el interruptor se activa

o presenta el estado ON a través del MOSFET implementado. La corriente del interruptor, que es igual a la del inductor durante este intervalo, se incrementa linealmente.

A continuación, la corriente del inductor i_L es comparada con la señal de control i_{ref} que proviene del controlador. Cuando i_L es un poco más grande que i_{ref} , la salida del comparador tiende a un valor alto y resetea el Flip Flop con $Q=0$, lo cual hace que el interruptor se desactive o presente el estado OFF. El interruptor presenta el estado ON nuevamente en el nuevo ciclo de la señal de reloj y el mismo proceso se vuelve a repetir continuamente.

Las características de comportamiento de esta técnica de control reflejan que la operación se realiza para frecuencias de operación constante. Este método se utiliza para aplicaciones sensibles a EMI y es fácil de estabilizar debido a su dinámica simple respecto al control por CMT. Como desventaja, este método es más sensible al ruido y es inherentemente inestable para ciclos de trabajo mayores a 0.5, por lo que para valores de $D > 0.5$ es necesario utilizar un estabilizador de rampa.

2.14.3 Control por Modo de Corriente con Carga LED

En esta técnica de control, en el circuito del convertidor con control CMC se conecta una carga tipo LED en la salida. En este caso se debe considerar una resistencia R_s en la rama de salida para medir la corriente de salida y realizar la realimentación al sistema, tal como lo muestra la Figura 2.29 [14].

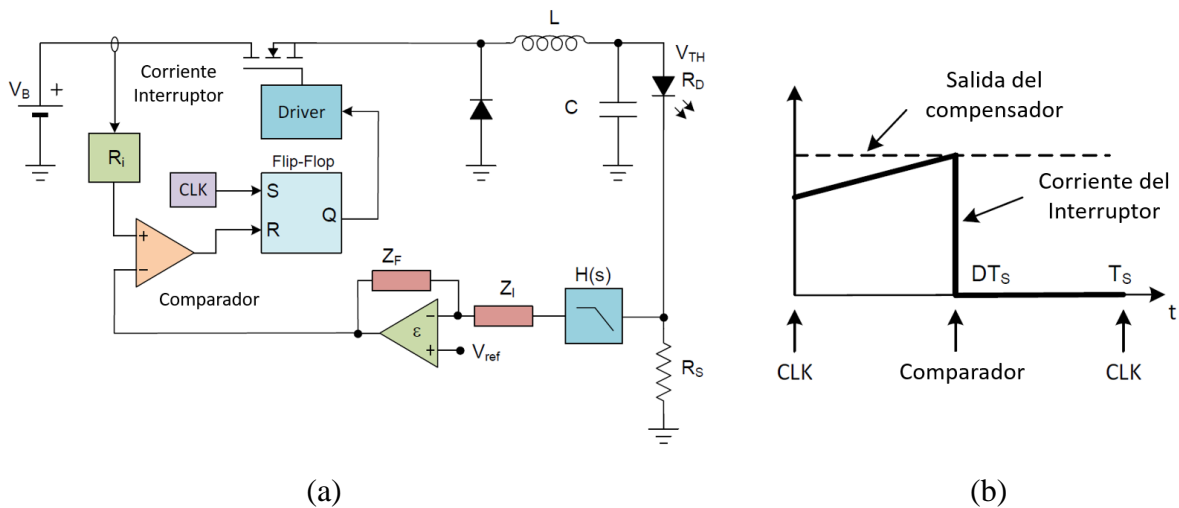


Figura 2.29 Control CMC con carga LED. (a) Diagrama del circuito. (b) Corriente de conmutación.

Ventajas [14]:

- Frecuencia de operación de conmutación constante.
- Utilizado en aplicaciones sensibles a EMI.
- Dinámica simple comparada con el método de control por tensión.
- Es fácil de estabilizar.
- La protección de corriente es fácil de implementar, limitando la referencia de corriente máxima.

Desventajas [14]:

- Es más sensible al ruido
- Es inherentemente inestable para $D > 0.5$.
- Se necesita una rampa estabilizadora para $D > 0.5$.

2.14.4 Control por Histéresis

La técnica de control por histéresis se aplica principalmente en el Convertidor DC-DC Reductor, siendo una de las técnicas más simples de implementar y de bajo costo [14]. La Figura 2.30 muestra el esquema del control por histéresis. Como se puede observar, la intensidad de corriente del inductor variará entre dos valores de histéresis, conocidos como I_{TH+} e I_{TH-} . Este método no requiere lazo de control de estabilización y existen muchos circuitos integrados comerciales bien desarrollados, inherentemente estables. Sin embargo, no se recomienda para aplicaciones sensibles a EMI [14].

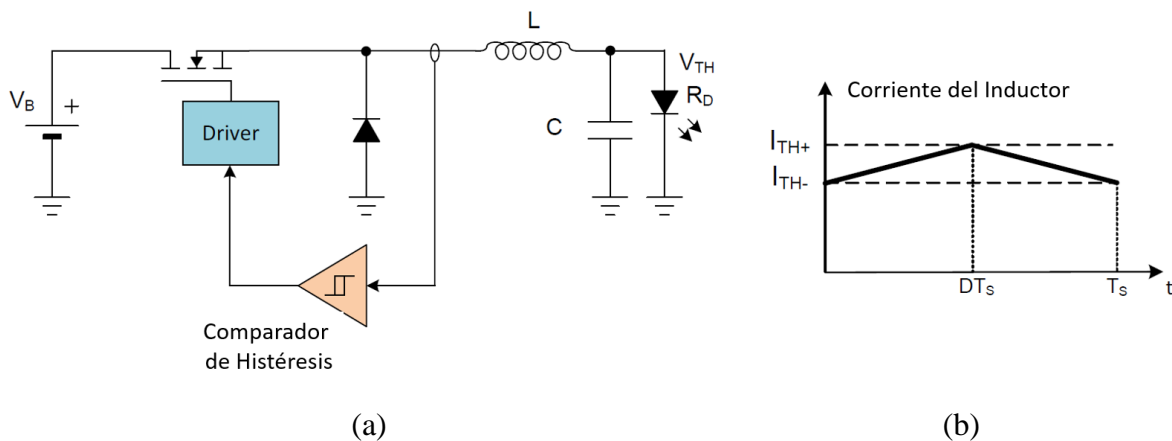


Figura 2.30 Control por Histéresis. (a) Diagrama del circuito con carga LED. (b) Corriente del inductor.

La característica de respuesta rápida a transitorios, lo hace ideal para casos de control PWM Dimming. Adicionalmente puede ser usado sin condensador de salida para un amplio rango de aplicaciones de dimming.

2.14.5 Control por Modo de Corriente con t_{OFF} Constante

Este método se emplea para implementar el método de control por modo de corriente manteniendo el tiempo de apagado t_{OFF} constante. Este método es útil para aplicaciones con el Convertidor DC-DC Reductor sin compensación por lazo cerrado, puesto que inherentemente compensa las perturbaciones. Así mismo, esta técnica es práctica para aplicaciones que trabajan con frecuencia variable de operación. Por otro lado, es inherentemente inmune a las oscilaciones subarmónicas y no requiere compensación de rampa [14].

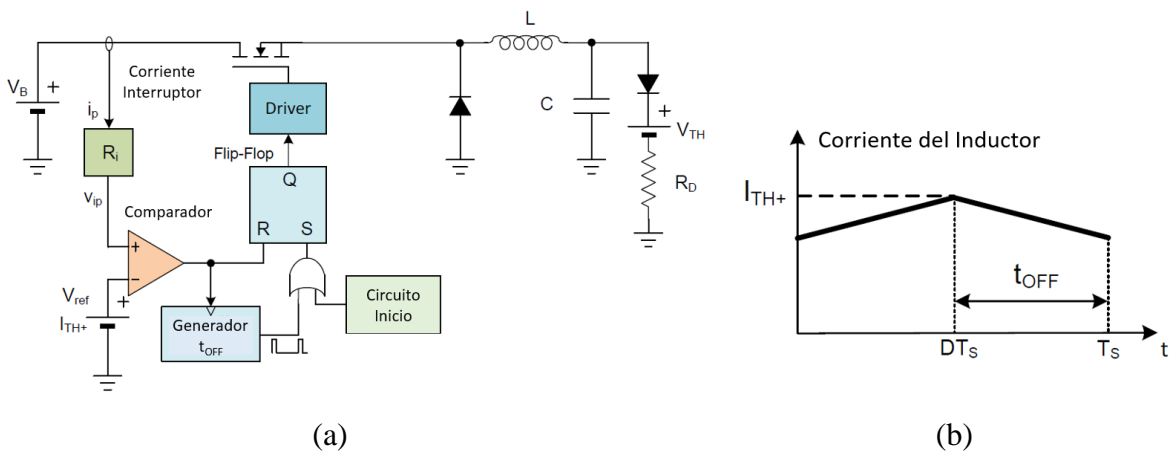


Figura 2.31 Control por modo de corriente con t_{OFF} constante. (a) Diagrama del circuito con carga LED. (b) Corriente del inductor.

El comportamiento del convertidor establece las siguientes ecuaciones en relación al convertidor reductor presentado en la Figura 2.31:

$$V_o = DV_B$$

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{1 + \frac{t_{OFF}}{t_{ON}}} \quad (2.34)$$

$$t_{ON} = \frac{\Delta I \cdot L}{V_B - V_o}$$

2.14.6 Control por Modo de Corriente con t_{ON} Constante

Este es un método de control aplicado normalmente al control por histéresis, conocido también como control Quasi Histéresis. La Figura 2.32 muestra el esquema de este método de control aplicado a un Convertidor DC-DC Reductor [14].

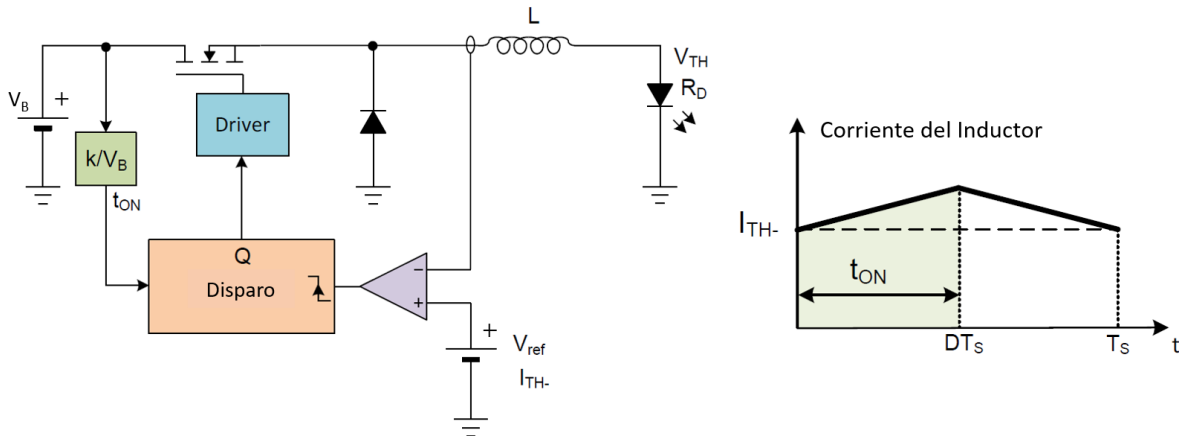


Figura 2.32 Control por modo de corriente con t_{ON} constante. (a) Diagrama del circuito con carga LED. (b) Corriente del inductor.

La corriente del inductor está en función del tiempo t_{ON} , donde este tiempo t_{ON} es generado por un circuito monostable y el tiempo t_{OFF} se controla por un comparador.

La frecuencia de operación es casi constante. Como ventaja principal es que tiene rápida respuesta transitoria, lo cual es ideal para aplicaciones PWM dimming.

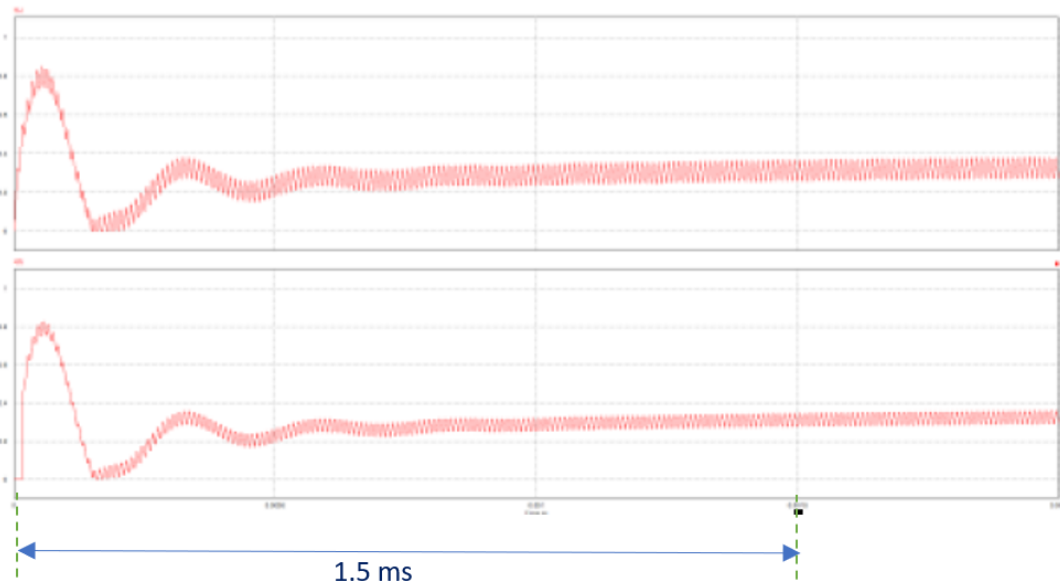
El tiempo t_{ON} es controlado inversamente respecto de la tensión de entrada, por lo que la corriente de salida puede ser regulada de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 V_o &= DV_B \\
 D &= \frac{t_{ON}}{T_S} \\
 t_{ON} &= \frac{V_o T_S}{V_B} = \frac{I_o R_{EQ} T_S}{V_B} = \frac{k}{V_B}
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

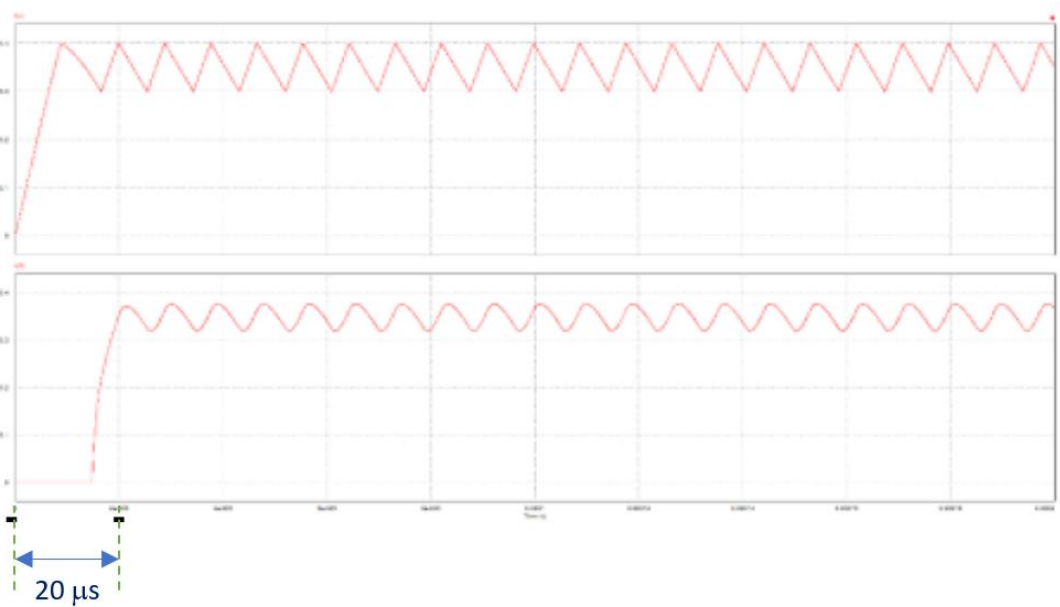
2.14.7 Comparación de las técnicas de control

Se puede analizar de manera individual y comparar cada técnica frente a otra, a manera de ejemplo la Figura 2.33 (a) muestra la respuesta del convertidor reductor controlado por un

lado usando la técnica de modo de control por tensión y por otro, la Figura 2.33 (b) muestra la técnica de control por histéresis [14].



(a)



(b)

Figura 2.33 Control por modo de tensión vs control por histéresis.

Como se puede observar, el tiempo de respuesta del método de control por histéresis que está en el orden de los microsegundos en la Figura 2.33 (a), es más rápido frente al método de control por tensión que entra al rango de los milisegundos Figura 2.33 (b).

Estudios también demuestran que, al analizar las características de comportamiento y los requerimientos del sistema de control para los métodos analizados en el apartado anterior, los métodos de control tienen un desempeño adecuado para aplicaciones de drivers de iluminación LED. La Tabla 2.2 presenta una comparación de las técnicas de control para convertidores DC-DC [14].

Tabla 2.2 Comparación de las técnicas de control para convertidores DC-DC.

Método de control	Lazo de control	Frecuencia constante	Compensación Slope	Desempeño PWM	Topologías
Tensión	Si	Si	No	Pobre	Cualquiera
Corriente	Si	Si	Si	Pobre	Cualquiera
Histéresis	No	No	No	Buena	Reductor
Control t_{OFF}	No	No	No	Buena	Cualquiera
Control t_{ON}	Si	Si	No	Buena	Reductor

2.15 Métodos de Regulación en Convertidores DC-DC

Las técnicas de control tradicionales para la regulación del lazo de realimentación en Convertidores DC-DC se diseñan con el objetivo de proveer características lineales al sistema. Sin embargo, los Convertidores DC-DC exhiben características no lineales. Las razones de la no linealidad de los Convertidores DC-DC, se deben principalmente a una estructura variable con un único período de conmutación, inductancias saturadas, tensión de sujeción, variaciones en la tensión de entrada y cambios en las características de tensión y corriente de salida en las cargas, etc. [20]. Estas técnicas se realizan utilizando compensadores basados en diseños convencionales, métodos combinados de control robusto y hasta control usando microcontroladores, procesadores digitales de señales, etc.

2.15.1 Control PID

El control PID es una de las técnicas clásicas de control utilizadas para Convertidores DC-DC. Utiliza los tipos de control Proporcional (P), Proporcional Derivativo (PD), Proporcional Integral (PI) y Proporcional Integral Derivativo (PID).

Las diferentes combinaciones establecen varias vías para regular la potencia de salida. El control PID es ampliamente utilizado para aplicaciones industriales de electrónica de potencia. La Figura 2.34 muestra un esquema del modelo de control PID. Con este método se puede fácilmente optimizar los parámetros proporcional, integral y derivativo para conseguir un rendimiento deseado del lazo de control [21].

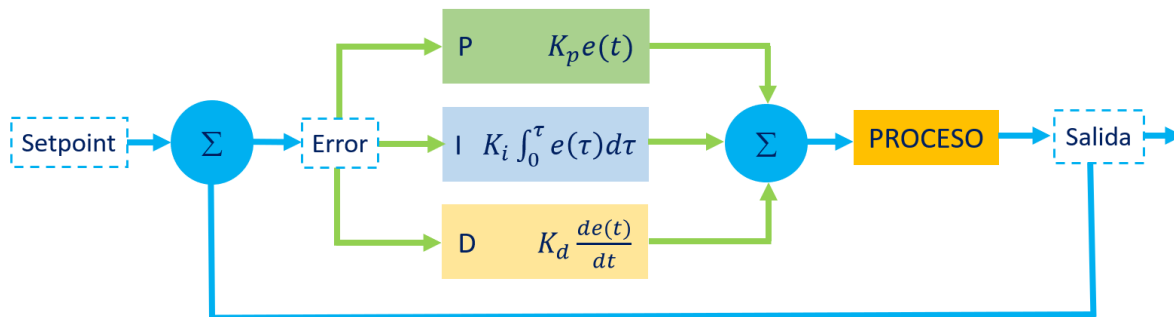


Figura 2.34 Modelo de control PID.

Estudios de aplicación de control PID a Convertidores DC-DC, establecen las siguientes ventajas y desventajas [9].

Ventajas:

- Es fácil y simple de implementar.
- Fácil de estudiar.
- Confiable para sistemas lineales.

Desventajas:

- No es confiable y satisfactorio en sistema no lineales.
- Muestra un largo tiempo de rizado cuando la variación en la tensión de salida decrece.
- Tiene respuesta dinámica y produce variaciones lo cual afecta la regulación de la tensión de salida del convertidor.

Por otro lado, cuando se produce algún cambio en el sistema, si varía algún parámetro o aun con variaciones de carga, la técnica de control PID tiende a ser ineficiente [20][21]; entonces se deben desarrollar controladores no lineales para controlar sistemas no lineales de manera satisfactoria.

2.15.2 Control Difuso (Fuzzy)

Cada vez se desarrollan nuevas técnicas de control que utilizan términos de lenguaje humano y sentido común sobre controladores basados en lógica difusa conocida como FLC (Fuzzy Logic Control). El principal problema con FLC es que no existe un procedimiento sistemático para diseñar un controlador difuso [22].

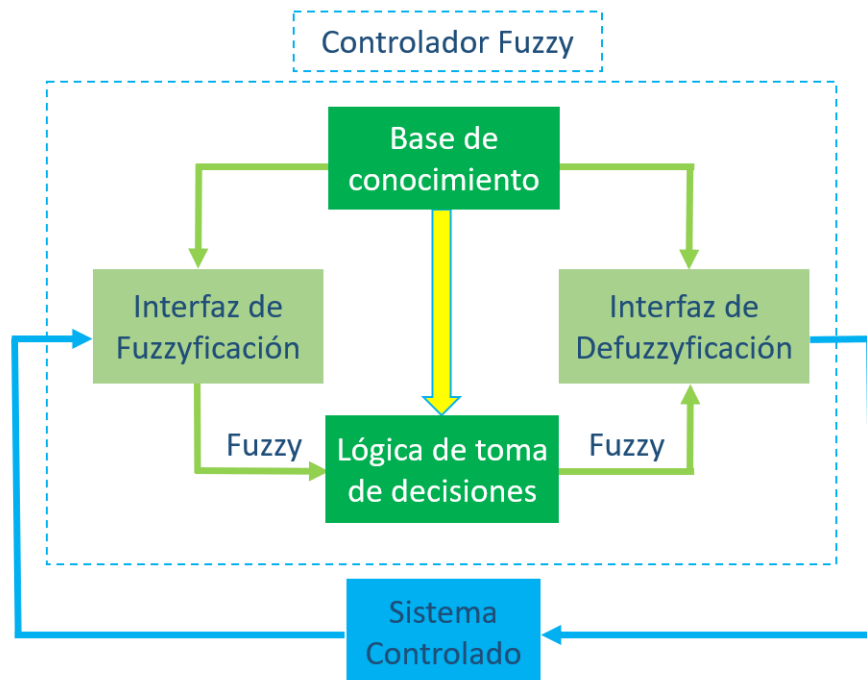


Figura 2.35 Modelo del Controlador Fuzzy.

FLC contempla cuatro componentes principales tal como lo muestra la Figura 2.35 [23].

- Interfaz de Fuzzyficación, que convierte los datos de entrada en valores lingüísticos adecuados.
- Base de conocimiento, que consiste de una base de datos con las definiciones lingüísticas necesarias y también un conjunto de reglas de control.

- Lógica de toma de decisiones, que simula un proceso humano, infiere la acción de control difuso de acuerdo al conocimiento de las reglas de control y la definición de las variables lingüísticas.
- Interfaz de Defuzzyficación, que produce una acción de control no difusa a partir de una acción de control difusa inferida.

El aspecto más importante en FLC es que un valor numérico no debe ser Fuzzyficado usando una función. Las funciones varían entre Triangular, Gaussiana, Campana generalizada y Sigmoidal.

La base de reglas es la columna vertebral de FLC [21], donde la base de reglas es:

- El propósito de la base de reglas es controlar la variable de salida.
- Una regla Fuzzy es una regla simple IF-THEN implementada en algoritmos con una condición y conclusión específicas, representada por una tabla matriz.
- Las variables error y cambio en el error, son las dos variables tomadas a lo largo de los ejes, y las conclusiones están en la tabla.

Las ventajas del control por FLC [21], establecen que:

- Bajo costo de implementación, baja resolución en el convertidor análogo a digital.
- Este sistema puede ser fácilmente actualizado incrementando nuevas reglas para mejorar el comportamiento o aumentando nuevas características de control.
- El Control Fuzzy puede ser utilizado para mejorar sistemas de control tradicionales.
- Provee un comportamiento robusto sobre variación de parámetros y cambios de carga.
- Tiene amplio rango de condiciones de operación comparado con el control PID.
- Puede operar con ruido y variaciones de diferente naturaleza.
- Desarrollar controladores Fuzzy es más barato que desarrollar modelos basados en otros controladores para el mismo fin.

2.16 Métodos de Control Emergentes

2.16.1 Control de la Pequeña Señal

En esta técnica se combina las metodologías usadas para la pequeña señal de control por modo de tensión, control por modo de corriente, control V^2 y control V^2C , donde las señales de realimentación de entrada principales son la tensión de entrada del convertidor v_g , tensión de salida v_o y la corriente del inductor i_L . La Figura 2.36 muestra un diagrama de bloques normalizado de estas cuatro técnicas de control, donde v_c es la tensión de control producido por un amplificador de error, F_g es el coeficiente de tensión realimentada, que determina la influencia de la variación de la tensión de entrada en la tensión de salida, F_v es el coeficiente de realimentación de la tensión de salida atrasada, que puede recuperar la tensión de salida por la regulación del ciclo de trabajo rápidamente con variación de la tensión de salida, F_i es el coeficiente de realimentación de la corriente del inductor, que puede restringir la corriente de la carga y realizar la protección de sobre corriente [19].

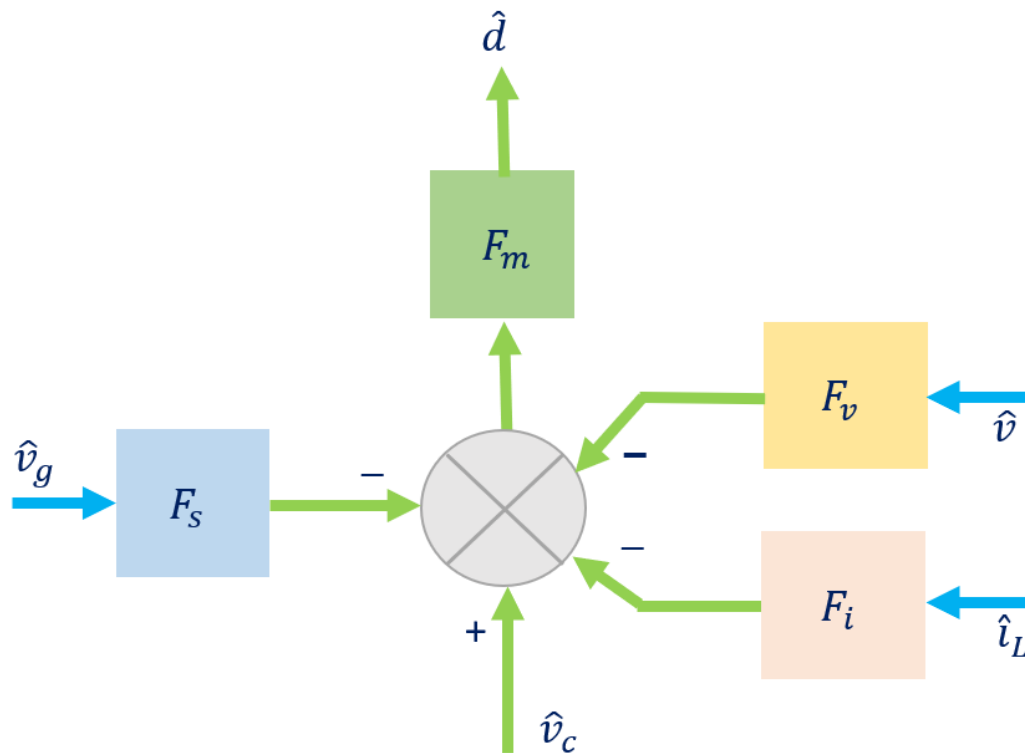


Figura 2.36 Diagrama normalizado de control de la pequeña señal.

2.16.2 Control por Modo de Tensión de la Pequeña Señal

La técnica de control por modo de tensión de la pequeña señal se implementa en un convertidor DC-DC reductor, donde la tensión de salida se compara con la tensión de referencia, la diferencia es amplificada a través del amplificador de error. Adicionalmente una señal de ancho de pulso modulada es generada mediante la comparación de la tensión de error con una señal diente de sierra. [19].

Los coeficientes del control por modo de tensión de la pequeña señal para un convertidor DC-DC reductor pueden obtenerse como:

$$F_v = 0, \quad F_i = 0, \quad F_g = 0, \quad F_m = \frac{1}{V_p} \quad (2.36)$$

Donde V_p es el valor pico de la tensión de la señal diente de sierra utilizada.

2.16.3 Control por Modo de Corriente de la Pequeña Señal

La técnica de control por modo de corriente de la pequeña señal es aplicada a un convertidor DC-DC reductor, donde se reemplaza la señal de rampa en el método de control por modo de tensión, por una señal medida de la corriente del inductor [19], tal como se muestra en la Figura 2.37.

Como se puede observar en el sistema propuesto en la Figura 2.36, el control de la pequeña señal puede ser transformado al modelo de control por modo de corriente de la pequeña señal, si se establecen los correspondientes coeficientes como:

$$F_v = -\frac{DR_s}{KR}, \quad F_i = R_s, \quad F_g = \frac{DR_s}{KR}, \quad F_m = \frac{KRD}{nD'VR_s} \quad (2.37)$$

2.16.4 Modo de Control V^2 de la Pequeña Señal

Al comparar el control V^2 frente al control por modo de corriente, se determina que, reemplazando la realimentación interior de corriente del control por modo de corriente con el rizo de tensión de salida, se obtiene el control V^2 [19]. La figura 2.36 muestra el esquema del método de control V^2 para un convertidor reductor.

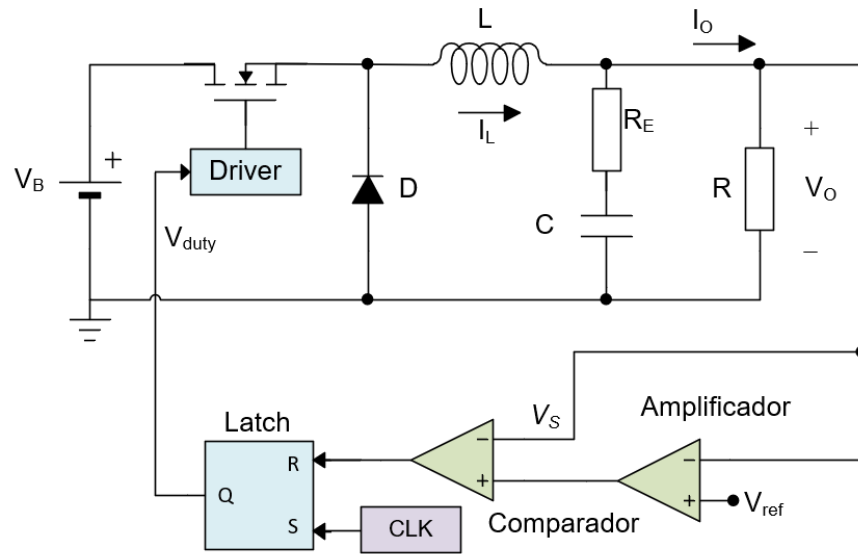


Figura 2.37 Control V^2 para un convertidor reductor.

Los coeficientes del modelo de control V^2 para una pequeña señal son:

$$F_m = \frac{KRD}{nD'VR_E}, \quad F_g = \frac{K_v R_E D}{KR}, \quad F_v = K_v \left(1 - \frac{R_E D}{KR}\right) \quad (2.38)$$

donde

$$n = 1 + \frac{2M_c}{M_1}, \quad K = \frac{2L}{RT_s} \quad (2.39)$$

Para esta técnica K_v es la ratio del sensor de tensión interior.

2.16.5 Modo de Control V^2C de la Pequeña Señal

El control V^2C dispone de tres lazos de realimentación, tal como lo muestra la Figura 2.38. Esto se puede obtener aumentando una realimentación de tensión interior en el modo de control por corriente o incrementando una realimentación de corriente interior en el control V^2 [19].

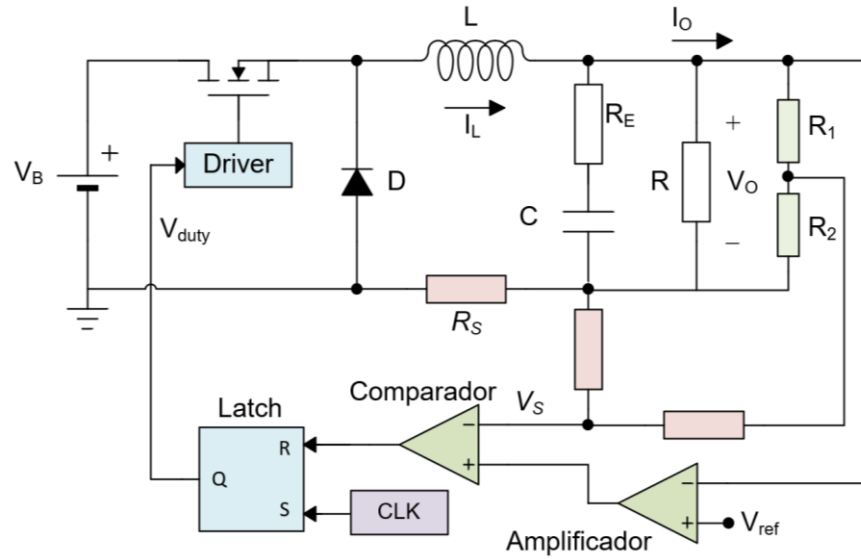


Figura 2.38 Control V^2C para un convertidor reductor.

Los coeficientes para este modelo son:

$$F_m = \frac{KRD}{nD'V(K_vR_E + R_s)},$$

$$F_g = \frac{(K_vR_E + R_s)D}{KR},$$

$$F_v = K_v - \frac{(K_vR_E + R_s)D}{KR}$$
(2.40)

donde

$$n = 1 + \frac{2M_c}{M_1}, \quad K = \frac{2L}{RT_s}$$
(2.41)

2.16.6 Modo Normalizado de la Pequeña Señal

Los coeficientes del modelo normalizado de pequeña señal para el modo de control por tensión, modo de control por corriente, control V^2 y control V^2C se muestran en la Tabla 2.3. Se puede observar que V^2C puede ser convertido en modo de control por corriente si el valor de $K_v = 0$, y puede ser también convertido en el modelo de control V^2 si $R_s = 0$ [19].

La Figura 2.39 muestra un diagrama de bloques para el modelo normalizado de pequeña señal para un convertidor controlado por estas cuatro técnicas. Donde v_e es la salida del

amplificador de error, Z_o es la impedancia de salida de lazo abierto del convertidor, G_{vd} , G_{id} , G_{vg} , G_{ig} son las funciones de transferencia de lazo abierto del convertidor [7].

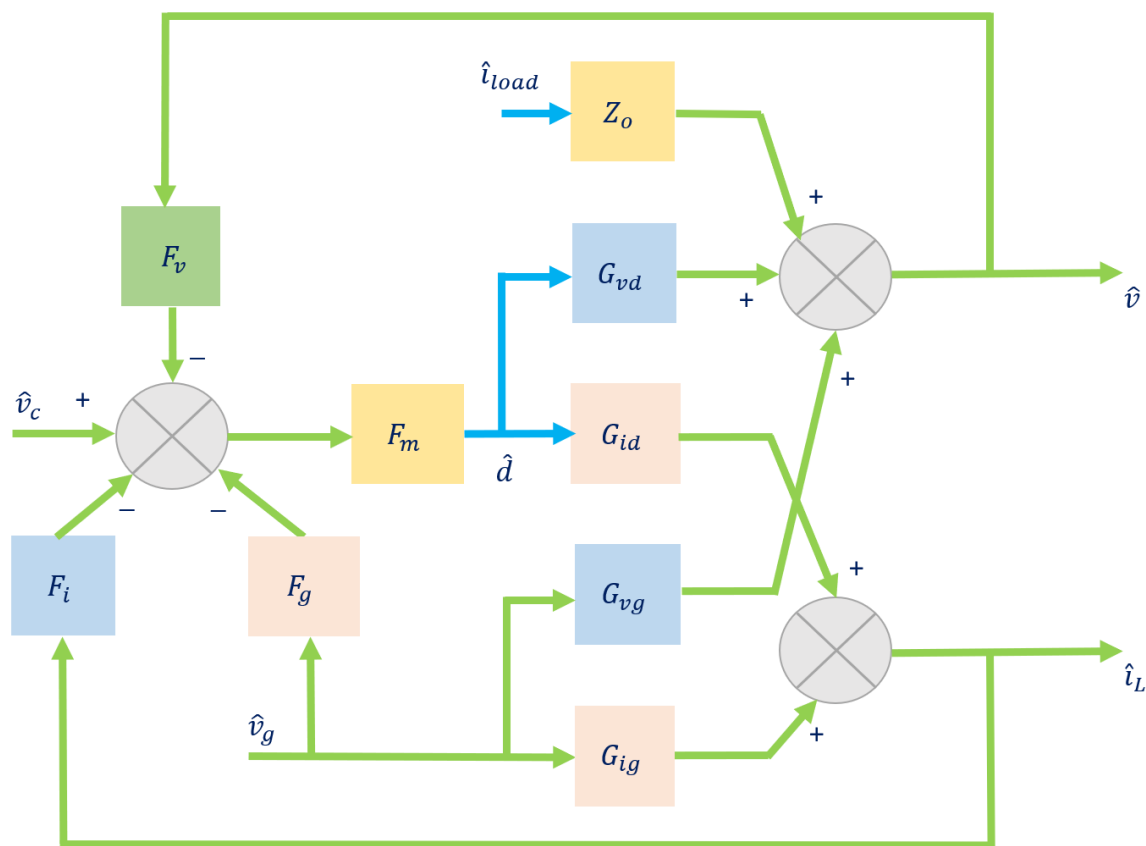


Figura 2.39 Diagrama normalizado de control de pequeña señal.

Tabla 2.3 Coeficientes del modelo normalizado de pequeña señal [19].

Coeficientes	Tensión	Corriente	V^2	V^2C
F_v	0	$-\frac{DR_s}{KR}$	$K_v \left(1 - \frac{R_E D}{KR}\right)$	$K_v - \frac{(K_v R_E + R_s)D}{KR}$
F_i	0	R_s	0	R_s
F_g	0	$\frac{DR_s}{KR}$	$\frac{K_v R_E D}{KR}$	$\frac{(K_v R_E + R_s)D}{KR}$
F_m	$\frac{1}{V_p}$	$\frac{KRD}{nD'VR_s}$	$\frac{KRD}{nD'VR_s}$	$\frac{KRD}{nD'V(K_v R_E + R_s)}$

2.16.7 Método de Control por Corriente Operando en MCD.

Esta es una técnica de control digital para Convertidores DC-DC. Este método es básicamente una técnica estimativa de la técnica de control por corriente. El estudio se realiza en un convertidor reductor operando en modo de conducción discontinua (MCD). De esta manera se asegura que se producirá una variación en la corriente de salida promedio del convertidor, considerando que éste provee una conmutación con corriente cero en los elementos activos durante un tiempo en un ciclo de trabajo determinado.

Este método es analizado en [24] y puede ser fácilmente implementado usando un Procesador Digital de Señales (PDS) para integrarlo en el control de Convertidores DC-DC. La Figura 2.40 muestra las formas de onda de la corriente en un convertidor DC-DC elevador cuando está operando en MCD.

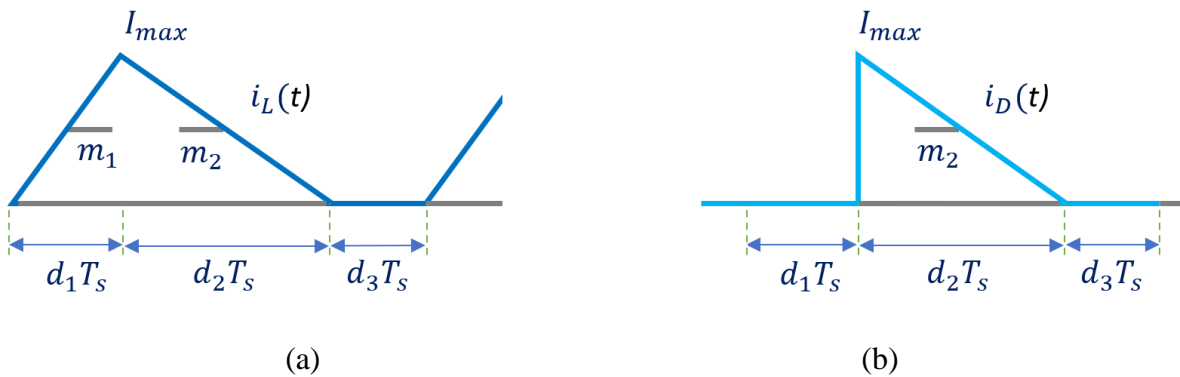


Figura 2.40 Forma de onda de corriente típicas para un convertidor elevador operando en MCD (a) corriente en el inductor y (b) corriente en el diodo.

Considerando que en MCD existen tres ciclos de trabajo d_1 , d_2 y d_3 , tal como lo muestra la Figura 2.40 (a), se tiene que:

$$d_1 + d_2 + d_3 = T_s \quad (2.42)$$

Las formas de onda del inductor y del diodo se realizan asumiendo que, la variación de la tensión de entrada es despreciable comparado con la frecuencia de conmutación del convertidor, así como también que el filtro de salida es lo suficientemente grande y se pueden omitir las pérdidas por la variación de la tensión de salida.

De acuerdo a la forma de onda del diodo mostrada en la Figura 2.40 (b), se tiene que:

$$I_{max} = d_1 T_s m_1$$

$$d_2 T_s = \frac{I_{max}}{m_2} \quad (2.43)$$

En el caso de un convertidor elevador $m_1 = V_{in}/L$, $m_2 = (V_o - V_{in})/L$ y T_s es el período de conmutación. De las ecuaciones anteriores se puede obtener la corriente promedio en un ciclo de trabajo completo, la misma que pasa a ser la corriente promedio de la carga. Por otro lado, se puede obtener también d_1 como:

$$d_1 = \sqrt{\frac{2L}{T}} \cdot \frac{1}{V_m} \cdot \sqrt{i_{D(av)}(V_o - V_m)} \quad (2.44)$$

Como se puede observar claramente, d_1 depende V_o , V_{in} e $i_{D(av)}$, donde $i_{D(av)}$ es la corriente promedio del diodo para un convertidor dado. Se asume, que el período de tiempo es constante y el valor del inductor no cambia apreciablemente. Con este método, por lo tanto, se puede utilizar un nuevo enfoque para encontrar el tiempo t_{on} del conmutador, debido a que la corriente promedio del diodo sigue la señal de referencia deseada, que puede ser la salida del circuito compensador de tensión.

2.16.8 Control Digital Predictivo de Corriente Programada.

El método de control digital predictivo de corriente programada trabaja con el principio de predecir el ciclo de trabajo del siguiente ciclo de conmutación basado en los valores obtenidos de los ciclos preliminares. En [24] los valores de tensión de entrada y salida son muestreados para calcular el siguiente ciclo de trabajo.

La Figura 2.41 muestra las formas de onda del control digital predictivo de corriente programada. Usando este método es factible determinar los factores relacionados como el valle de control predictivo, pico de control predictivo y promedio de control predictivo.

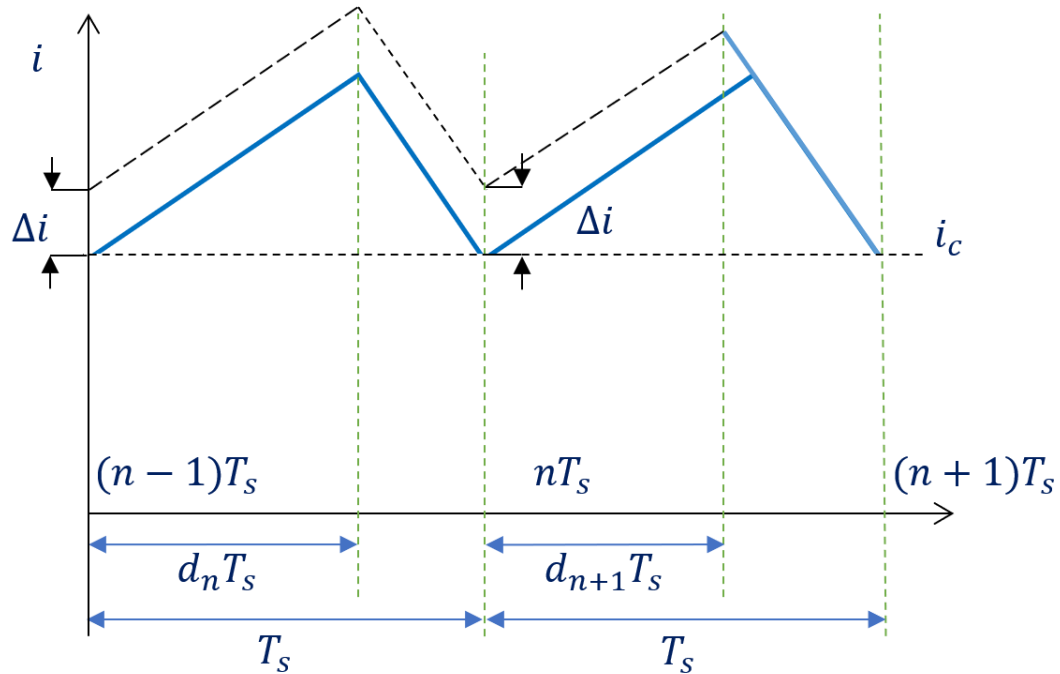


Figura 2.41 Control digital predictivo de corriente programada

El objetivo de este método es que el valle de la corriente del inductor siga la referencia de la señal i_c . La corriente del inductor muestreada $i(n)$ puede ser escrita en función de corrientes muestreadas previamente $i(n-1)$ y el ciclo de trabajo $d(n)$. Se asume que la tensión de entrada y de salida, la inductancia y el período de conmutación están determinados y se conocen, por lo que las ecuaciones de control digital predictivo quedan de la siguiente manera:

$$i(n) = i(n-1) + \frac{V_{in}d(n)T_s}{L} - \frac{(V_{in} - V_o)d'(n)T_s}{L} \quad (2.45)$$

donde $d' = 1 - d$.

$$i(n) = i(n-1) + \frac{V_{in}T_s}{L} - \frac{V_o d'(n)T_s}{L} \quad (2.46)$$

Entonces la expresión de la corriente precedida queda como:

$$i(n+1) = i(n-1) + \frac{2V_{in}T_s}{L} - \frac{V_o d'(n)T_s}{L} - \frac{V_o d'(n+1)T_s}{L} \quad (2.47)$$

Para un ciclo de trabajo predecido $d(n+1)$ se obtiene la ecuación:

$$d[n+1] = 2 - d[n] - \frac{L}{V_o T_s} [i_s[n] - i_c] - 2 \frac{V_{in}}{V_o} \quad (2.48)$$

donde $i_s[n]$ es la corriente muestreada $i(n-1)$ e i_c es la señal de corriente a ser conseguida.

Como se puede ver, existe una serie de aplicaciones donde se puede aplicar esta metodología, entre ellas la aplicación en la regulación del lazo de realimentación para drivers de iluminación LED. Para la implementación de esta técnica será necesario utilizar microcontrolador o PDS, los mismos que en sus características deben garantizar la disponibilidad de salidas digitales PWM.

Aunque la necesidad de incluir un circuito integrado (CI) en la etapa de control puede incrementar el coste, peso e incluso las pérdidas que pueden afectar en cierta manera al rendimiento del driver, esta metodología emergente está siendo usada extensamente.

2.16.9 Método de Control Predictivo por Frecuencia Variable

En este método se realiza una predicción del valor de corriente usando frecuencia variable, por lo que se requiere de dos a tres ciclos de trabajo para conseguir la corriente esperada. Este método se puede aplicar a convertidores operando en Modo de Conducción Continuo (MCC) y MCD [24] tal como muestra la Figura 2.42.

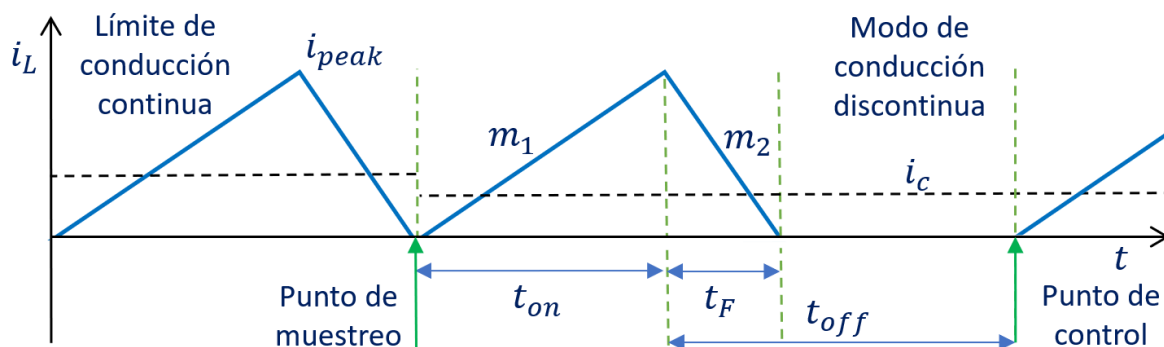


Figura 2.42 Control predictivo por frecuencia variable.

Para el control se mantiene constante el tiempo t_{on} , por lo que se puede utilizar la siguiente expresión:

$$i[n] + m_1 t_{on} - m_2 t_{off} = i[n + 1] = i_c \quad (2.49)$$

Donde $i[n]$ es la corriente muestreada, i_c es la corriente de referencia, m_1 y m_2 son las pendientes de las formas de onda de corriente durante los tiempos t_{on} y t_{off} . Entonces t_{off} se puede calcular como:

$$t_{off}[n] = \frac{i[n] - i_c + m_1 t_{on}}{m_2} \quad (2.50)$$

Este método es aplicable para todos los tipos de convertidores DC-DC [24], por lo que puede ser utilizado en un amplio espectro de control para drivers de iluminación LED.

2.17 Referencias

- [13] T. Q. Khan, P. Bodrogi, Q. T. Vinh, H. Winkler, "LED Lighting: Technology and Perception," Wiley-VCH, pp. 7-44, 2015.
- [14] J. M. Alonso; "LED Lighting and Drivers," Amazon KDP, 2019.
- [15] E. Schubert, "Light Emitting Diodes", 2006. pp. 62-107, 2006.
- [16] N. Mohan, T.M. Underland and W. P. Robbins, "Power Electronics" 1995. pp.161-199, Jul. 2017.
- [17] Vinod Kumar Khanna, "Fundamentals of Solid-State Lighting: LEDs, OLEDs, and Their Applications in Illumination and Displays," CRC Press, 2014.
- [18] A. Ioinovici, "Power Electronics and Energy Conversion Systems: Fundamentals and Hard-switching Converters," Wiley, 2013.
- [19] F. Wang, J. Xu and B. Wang, "Comparison Study of Switching DC-DC Converter Control Techniques," 2006 International Conference on Communications, Circuits and Systems, Guilin, pp. 2713-2717, 2006.
- [20] Ron Lenk, Carol Lenk, "Practical Lighting Design with LEDs", Wiley-IEEE Press, 2017.
- [21] S. Verma, S. Singh, A.Rao, "Overview of control techniques for dc-dc converters", Res. J.Engineering Sci., pp. 18-21, vol. 2(8), Aug. 2013.
- [22] T. Govindaraj, "Development of fuzzy logic controller for dc-dc buck converters", Int. J. Engg. Techsci., vol. 2(2), pp. 192-198, 2011.

- [23] V. S. C. Raviraj and P. C. Sen, "Comparative Study of Proportional–Integral, Sliding Mode, and Fuzzy Logic Controllers for Power Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, March/April 1997.
- [24] J. Chen, A. Prodic, R. Erickson, D. Maksimovic, "Predictive digital current programmed control", in *IEEE Trans. Power Electronics.*, vol. 18, no. 1, pp 411-418, Jan. 2003.

Capítulo 3

Control de Drivers DC-DC para Iluminación LED Utilizando Elementos Reactivos Variables ERV

Contenidos

3. Control de Drivers DC-DC para Iluminación LED Utilizando Elementos Reactivos Variables ERV.....	73
3.1 Fundamentos de Magnetismo	73
3.1.1 Campo Magnético.....	74
3.1.2 Intensidad de Campo Magnético	74
3.1.3 Permeabilidad	74
3.1.4 Flujo Magnético.....	74
3.1.5 Fuerza Magnetomotriz.....	74
3.1.6 Reluctancia.....	75
3.1.7 Inductancia.....	75
3.1.8 Materiales Magnéticos.....	78
3.1.9 Estructuras de Núcleos Magnéticos	79
3.2 Inductor Variable	80
3.2.1 Inductor Variable con Estructura Doble-E	80
3.2.2 Reluctancia Equivalente del IV con Estructura Doble-E.....	85
3.2.3 Reluctancia Equivalente – Operación DC	88
3.2.4 Reluctancia Equivalente – Operación AC	90
3.3 Control Magnético de Convertidores de DC-DC.....	92
3.4 Control Magnético de Convertidores DC-DC en MCD	94
3.4.1 Convertidores DC-DC en MCD con Control Magnético	94
3.4.2 Análisis Estático del Convertidor Reductor con Control Magnético.....	100
3.4.3 Convertidor DC-DC Reductor con Control Magnético para Carga LED...	101
3.4.4 Análisis Estático del Convertidor Reductor con Control Magnético para Carga LED.....	102

3.4.5	Esquema de Control del Convertidor Reductor con Control Magnético para Carga LED.....	102
3.4.6	Modelo Dinámico del Convertidor Reductor con Control Magnético para Carga LED.....	103
3.4.7	Implementación del Prototipo.....	107
3.4.8	Verificación Experimental.....	112
3.5	Conclusiones.....	125
3.6	Referencias.....	126

3. Control de Drivers DC-DC para Iluminación LED Utilizando Elementos Reactivos Variables ERV.

Se considera como elemento reactivo variable (ERV) a un componente eléctrico que cambia por ejemplo su impedancia inductiva y/o capacitiva en función de un parámetro de control. Este parámetro de control puede ser la variación de corriente o de voltaje que a su vez produzca una variación sobre las propiedades del material del ERV. Un ejemplo de dispositivo con ERV es un reactor saturable (RS) [25]-[9], que es un dispositivo electromagnético cuyo mecanismo de conmutación se basa en el cambio de la impedancia inductiva de un devanado puesto alrededor de un núcleo magnético saturable. El RS fue inventado en el siglo XIX en EEUU y utilizado principalmente en el control de la iluminación en teatros. Años más adelante, se utilizó como elemento tecnológico en el programa de desarrollo de Alemania, los RSs fueron utilizados durante y después de la segunda guerra mundial como elementos de control en varias aplicaciones, especialmente sobre naves y barcos para el control de activación principal, equipos auxiliares como estabilizadores de armas, radares y equipos de sonar [4].

Actualmente se están empleando como ERV a los inductores variables, que básicamente son dispositivos que son capaces de proporcionar una inductancia que puede ser controlada por una corriente de DC inyectada en uno o más bobinados auxiliares. Los inductores variables han sido extensamente estudiados en literaturas preliminares [25]-[9].

Otro ejemplo de ERV son los capacitores dependientes de voltaje, los cuales varían el valor de su capacitancia en función del cambio de un voltaje auxiliar o de la frecuencia de trabajo del circuito de control, ejemplos de uso de este método se detallan en [10]-[12].

3.1 Fundamentos de Magnetismo

Para abordar este capítulo es necesario hablar de conceptos básicos de magnetismo. Considerando el circuito de la Figura 3.1, en el que a través de un hilo conductor circula una corriente de DC I , se produce una fuerza de magnetización circulatoria H y un campo magnético B alrededor del conductor [37].

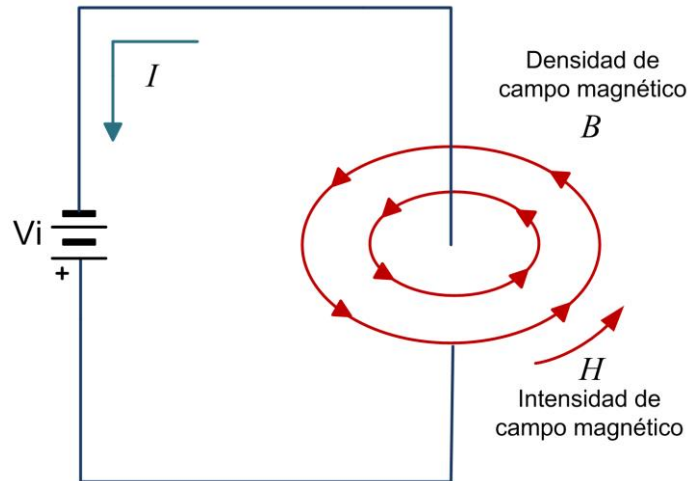


Figura 3.1 Campo magnético producido en un conductor.

3.1.1 Campo Magnético

El campo magnético B , también conocido como densidad de campo magnético, se produce alrededor de un conductor cuando una corriente eléctrica I pasa a través del mismo [37]. Su unidad es el Tesla [T].

3.1.2 Intensidad de Campo Magnético

Es la fuerza de magnetización H que se produce en un conductor cuando por éste circula una corriente eléctrica I [37].

3.1.3 Permeabilidad

La permeabilidad μ , es la relación entre la densidad de campo magnético B y la fuerza de magnetización H [37].

3.1.4 Flujo Magnético

El flujo magnético Φ representa el conjunto de líneas de fuerza que atraviesan la superficie de un cuerpo sometido a la acción de un campo magnético B [37].

3.1.5 Fuerza Magnetomotriz

Es la fuerza \mathcal{F} requerida para producir un flujo magnético Φ entre dos puntos de un circuito magnético. [37].

3.1.6 Reluctancia

La reluctancia \mathfrak{R} es la resistencia de un material al flujo magnético Φ producido por una fuerza magnetomotriz \mathcal{F} [37].

3.1.7 Inductancia

La inductancia L , es una medida de la oposición a un cambio de corriente de un inductor o bobina, llamado también devanado, que almacena energía cuando existe un campo magnético. Se define como la relación entre el flujo magnético Φ y la intensidad de corriente eléctrica I que circula por la bobina y el número de vueltas N del devanado [37].

$$L = \frac{N \Phi}{I} \quad (3.1)$$

De acuerdo a los estudios presentados en investigaciones anteriores [4][37] y en base a las unidades indicadas, la densidad de flujo magnético B en un material magnético depende de la habilidad de conducción magnética del material, llamada permeabilidad μ y de la intensidad de campo magnético H .

$$B = \mu H = \mu_r \mu_o H \quad (3.2)$$

Cualquier cambio en la densidad de flujo en el material, se puede observar en la línea de curva $B(H)$, donde μ_o es la permeabilidad del vacío, una constante igual a $4\pi * 10^{-7}$ H/m, y μ_r es la permeabilidad relativa del material magnético. Para el caso del aire y de conductores eléctricos μ_r es constante e igual a 1.

La relación entre la densidad de campo magnético B y la intensidad de campo magnético H se muestra en la Figura 3.2. La línea de curva $B(H)$ es caracterizada por tres regiones diferentes: la región no saturada A, la región de transición conocida también como la rodilla de la curva B, y la región saturada C. La línea de permeabilidad tangente a la curva en su rodilla desde el origen, es llamada permeabilidad máxima (μ_m). Por otro lado la permeabilidad inicial ($\mu_i = B_o/H_o$) se considera para un valor mínimo de una densidad de flujo [4][37].

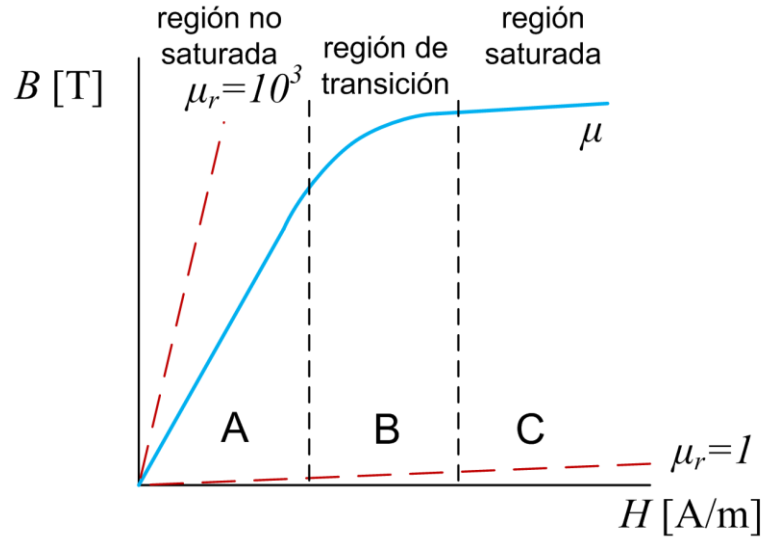


Figura 3.2 Curva de magnetización típica de un material magnético.

De acuerdo a las leyes fundamentales de magnetismo, un cambio en el tiempo de flujo $\Phi(t)$ que circula a través de un lazo cerrado de un cable crea un voltaje inducido en el cable.

La relación entre el voltaje inducido $v_i(t)$ y el flujo magnético $\Phi(t)$ es proporcionada por la Ley de Faraday [4]. Si en un devanado, el cable dispone de múltiples vueltas y cada uno enlaza la misma cantidad de flujo, el flujo total puede ser considerado como sigue:

$$v_i(t) = N \frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (3.3)$$

donde N es el número de vueltas del cable y $\frac{d\psi(t)}{dt}$ es la derivada en el tiempo del enlace de flujo.

La intensidad de campo magnético H , se define por la Ley de Ampere, que indica que la integral del vector \vec{H} alrededor de un camino cerrado de longitud l , es igual a la corriente total que atraviesa el interior de la longitud del camino [4][37].

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = Ni \quad (3.4)$$

donde i es la corriente en cada vuelta y $d\vec{l}$ es el elemento infinitesimal de la longitud del camino.

El valor escalar del flujo magnético Φ que atraviesa una superficie S , se relaciona con la densidad de flujo magnético como:

$$\Phi = \oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (3.5)$$

donde el vector \vec{B} es la densidad de la sección del flujo magnético y $d\vec{S}$ es el vector con dirección normal al elemento de superficie dS y con magnitud igual al área de dS . Si la densidad de flujo es uniforme y perpendicular a toda el área de la superficie A , entonces se puede escribir:

$$\Phi = BA \quad (3.6)$$

El flujo producido en un material dado por una fuerza magnetomotriz también depende de la resistencia del material al flujo, conocida como reluctancia del material \mathfrak{R} , o permeabilidad \mathcal{P} , la cual es la inversa de la reluctancia [4].

La reluctancia depende de la composición del material y de sus dimensiones físicas. La reluctancia asociada a un camino magnético de sección transversal constante A , considerando un material magnético homogéneo, puede ser obtenida como sigue:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (3.7)$$

donde l es la longitud del camino magnético.

Un inductor almacena energía en un campo magnético, por ejemplo en un lazo de una vuelta de un alambre conductor o bobina. La inductancia es el coeficiente que caracteriza la bobina [4][37]. Entonces el término de inductancia puede ser definida en diferentes maneras respecto a la curva $B(H)$. La definición general indica que la inductancia L es la relación del enlace total de flujo con la corriente del devanado, por lo que la expresión de L es la siguiente:

$$L = \frac{\psi(t)}{i(t)} = \frac{N\phi}{i} = \frac{NBA}{i} = \frac{N\mu HA}{Hl/N} = \frac{N^2\mu A}{l} \quad (3.8)$$

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = N^2\mathcal{P} \quad (3.9)$$

3.1.8 Materiales Magnéticos

Existen algunos materiales, como el hierro, el níquel, el cobalto y sus aleaciones que tienen altas permeabilidades, a veces llegando a los cientos de miles. Estos materiales y sus aleaciones se utilizan como base para la construcción de núcleos magnéticos. Por otro lado, la mayoría de los materiales como el aire, el papel y la madera son malos conductores del flujo magnético, ya que tienen poca permeabilidad. La Figura 3.3 muestra el esquema de un devanado alrededor de un núcleo magnético, donde se presenta el flujo magnético [37].

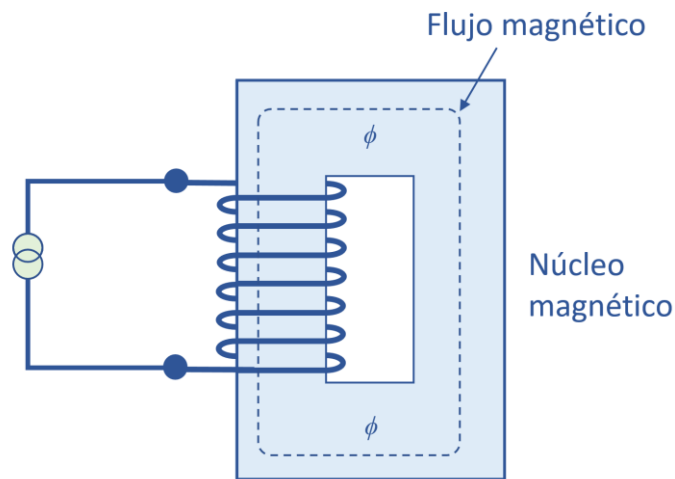


Figura 3.3 Campo magnético producido en un núcleo magnético.

El propósito de un núcleo es contener el flujo magnético y crear una ruta predecible bien definida para el mismo. Esta ruta de flujo y la distancia media cubierta por el flujo dentro del material magnético se define como la Longitud de Ruta Magnética (LRM). La selección del material de un núcleo y la geometría se basan en requerimientos como el tamaño, peso, subida de temperatura, densidad de flujo, pérdidas del núcleo y frecuencia de operación [37].

Los núcleos magnéticos están hechos de tres materiales básicos. El primero es metal a granel, el segundo es materiales en polvo, y el tercero es material de ferrita. Los metales a granel se procesan del horno en lingotes. Luego, el material se pone en un proceso de calentamiento y laminado en frío. El proceso de laminación produce una lámina de material que se procesa en núcleos de cinta, como núcleos tipo C, núcleos tipo E y toroides [37].

Los núcleos en polvo, como los materiales de molypermalloy en polvo y los de hierro en polvo, son prensados en toroides, núcleos EE o lingotes [37].

Las ferritas altamente utilizadas en la fabricación de núcleos magnéticos, son materiales cerámicos de óxido de hierro, aleados con óxidos o carbonatos de manganeso, zinc, níquel, magnesio o cobalto. En este tipo de materiales, las aleaciones se seleccionan y mezclan en función de la permeabilidad requerida del núcleo [37].

3.1.9 Estructuras de Núcleos Magnéticos

Las estructuras de núcleos magnéticos están disponibles en decenas de formas y tamaños diferentes. La mayoría de estructuras que han existido desde siempre son las EI, EE, FF, UI, LL y QUAD-U como se muestra en la Figura 3.4 [37].

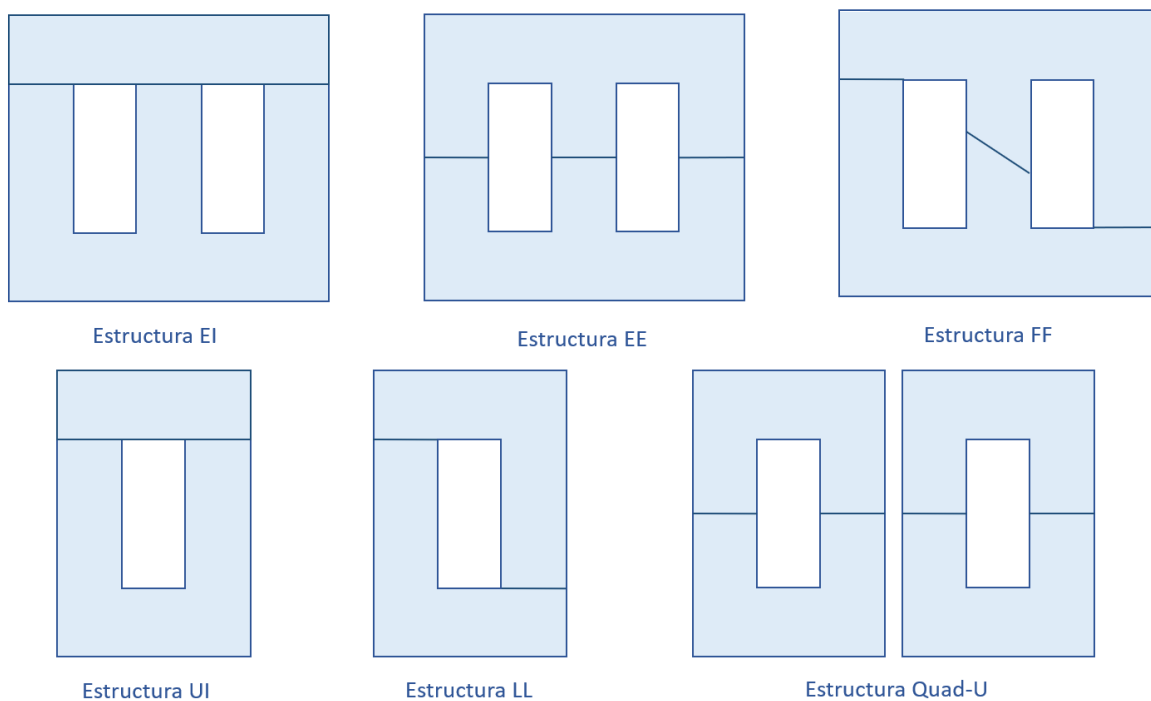


Figura 3.4 Tipos de estructuras de núcleos magnéticos.

Las estructuras difieren entre sí por la ubicación del corte en la longitud del camino magnético. Este corte introduce un espacio de aire, lo que resulta en la pérdida de permeabilidad y de acuerdo al uso, se selecciona el núcleo que presenta menos pérdidas [37], mejor comportamiento en frecuencia, forma y dimensiones geométricas, entre otros aspectos.

3.2 Inductor Variable

El inductor variable (IV), como ERV es un componente magnético, cuya variación de inductancia es esencialmente lineal y el valor puede ser controlado electrónicamente en límites muy grandes [6][31]. Básicamente, se trata de un devanado que puede ser toroidal o en otras configuraciones de acuerdo a la estructura del núcleo magnético, en el cual la inductancia depende de los parámetros geométricos y de la permeabilidad del material con el cual es construido. En contraste con otros ERV, el nivel de potencia de un inductor variable no se limita lo cual lo hace útil en circuitos de alimentación y conversión de potencia.

3.2.1 Inductor Variable con Estructura Doble-E

En la estructura doble-E del inductor variable planteado en [31] y que se muestran en la Figura 3.5, se considera que los devanados 1 y 2 son idénticos y están enrollados en núcleos separados, preferiblemente toroidales de material ferromagnético. El devanado 3 se enrolla sobre ambos núcleos y se obtiene un solo componente magnético. Los devanados 1 y 2 están conectados en serie para producir flujos opuestos en el devanado 3. Esta conexión en serie representa el inductor y el devanado 3 es el devanado de control.

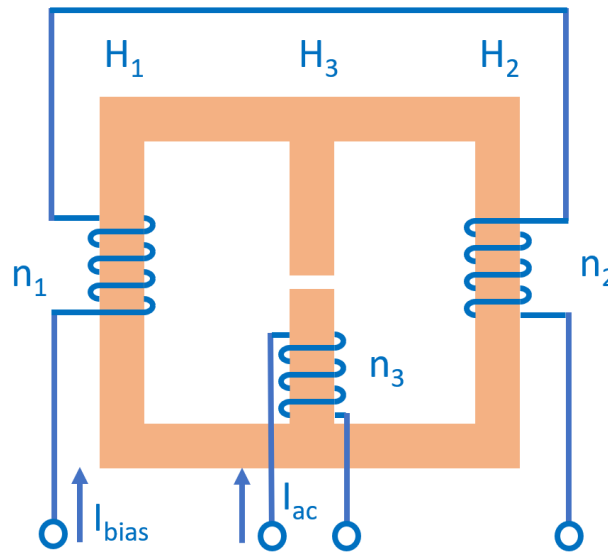


Figura 3.5 Esquema de un IV con estructura doble-E controlado por corriente.

En el caso ideal, el acoplamiento entre el inductor y los devanados de control es igual a cero. Esto significa que los bobinados del inductor variable no influyen en el bobinado de control, así como tampoco influye cualquier impedancia a través de éste, incluida su capacitancia parásita.

El análisis del circuito magnético se basa en las siguientes relaciones básicas de acuerdo a las características magnéticas y geométricas de los núcleos [31].

$$H_1 l_1 - H_3 l_3 - H_g l_g = n_1 i_1 - n_3 i_3 \quad (3.10)$$

$$H_3 l_3 + H_2 l_2 + H_g l_g = n_2 i_2 + n_3 i_3 \quad (3.11)$$

$$\phi_1 + \phi_3 = \phi_2 \quad (3.12)$$

donde:

H_1 – Fuerza del campo magnético en el brazo izquierdo $\left[\frac{A}{m}\right]$

H_2 – Fuerza del campo magnético en el brazo derecho $\left[\frac{A}{m}\right]$

H_3 – Fuerza del campo magnético en el brazo central $\left[\frac{A}{m}\right]$

H_g – Fuerza del campo magnético en el espacio de aire $\left[\frac{A}{m}\right]$

l_1 – Longitud de la trayectoria magnética en el brazo izquierdo $[m]$

l_2 – Longitud de la trayectoria magnética en el brazo derecho $[m]$

l_3 – Longitud de la trayectoria magnética en el brazo central $[m]$

l_g – Longitud de la trayectoria magnética del espacio de aire $[m]$

ϕ_1 – Flujo magnético en el brazo izquierdo $[Wb]$

ϕ_2 – Flujo magnético en el brazo derecho $[Wb]$

ϕ_3 – Flujo magnético en el brazo central $[Wb]$

n_1 – Número de vueltas en el pie izquierdo del núcleo

n_2 – Número de vueltas en el pie derecho del núcleo

n_3 – Número de vueltas en el pie central del núcleo

$$H = \frac{\phi}{\mu A} \quad (3.13)$$

$$\mathfrak{R} = \frac{ni}{l} \quad (3.14)$$

donde:

\mathfrak{R} – Reluctancia

A_1 – Área del brazo izquierdo [m^2]

A_2 – Área del brazo derecho [m^2]

A_3 – Área del brazo central del núcleo [m^2]

Para propósitos de cálculos en [31], se asume que $l_1 = l_2$, $A_1 = A_2$, $n_1 = n_2$. Adicionalmente, se considera la inductancia de un inductor enrollado en un núcleo ferromagnético expresada como:

$$\frac{1}{L} = \frac{n\phi}{i} \quad (3.15)$$

De modo que en [31] la expresión general de la inductancia queda expresada como:

$$\frac{1}{L_{ac}} = \frac{1}{L_1 + L_2 + L_p} + \frac{1}{L_3} + \frac{1}{L_g} \quad (3.16)$$

donde:

L_1 – Inductancia de la trayectoria magnética en el brazo izquierdo [H]

L_2 – Inductancia de la trayectoria magnética en el brazo derecho [H]

L_3 – Inductancia de la trayectoria magnética en el brazo central [H]

L_g – Inductancia del espacio de aire [H]

L_p – Inductancia de fuga real en el aire [H]

μ_i – Permeabilidad inicial del núcleo

Sin una corriente en el devanado de control, la inductancia es simplemente el doble de la inductancia de los devanados individuales.

Una corriente de control produce un campo de polarización H, que desplaza el punto de operación de los núcleos a lo largo de sus curvas de histéresis tal como lo muestra la Figura 3.6 [31].

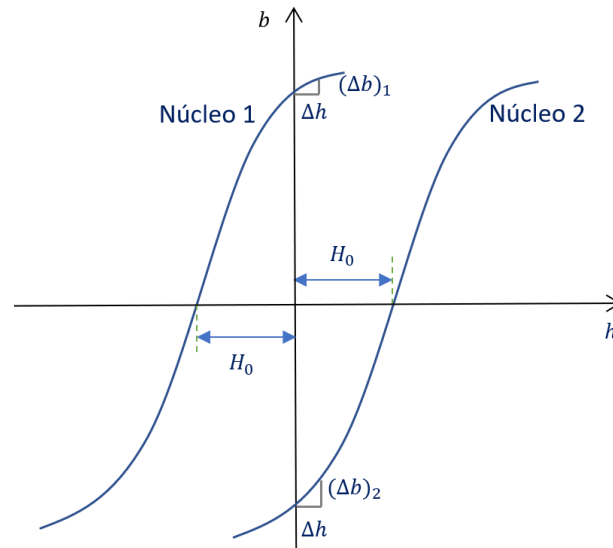


Figura 3.6 Puntos de operación de los núcleos.

Para aplicaciones prácticas en [31] se utiliza como ejemplo de demostración práctica un material de ferrita para operar en altas frecuencias dado por el fabricante Philips con modelo ETD34-EF3, en el que se establece:

$$H_{bias} = \frac{(n_1 + n_2)I_{bias}}{2l_1} \quad (3.17)$$

En el desarrollo práctico para el IV propuesto en [31] utiliza los valores de $l_1 = 30.2 \text{ mm}$, $l_3 = 29.9 \text{ mm}$, $l_g = 220 \text{ mm}$, $n_{dc} = 2 \times 90$, $n_3 = 10$, consiguiendo la relación de variación de inductancia en función de la corriente de bias de acuerdo a la Figura 3.7.

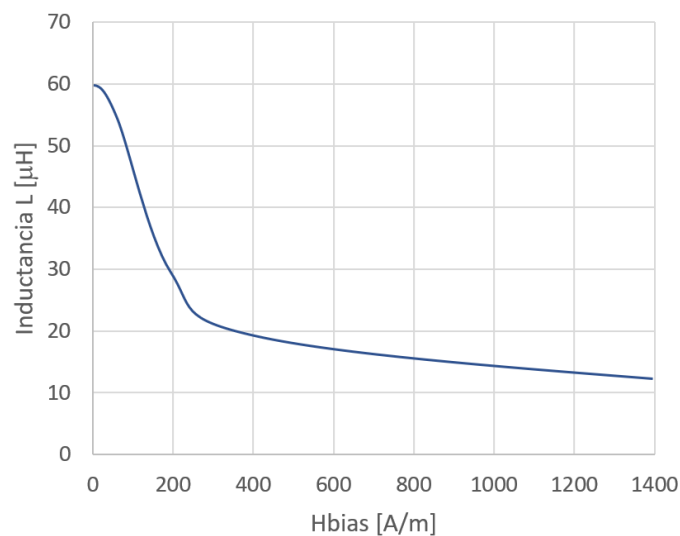


Figura 3.7 Modelo de inductor variable.

Considerando la corriente de polarización, el IV es un componente magnético y su inductancia efectiva puede controlarse por medio de una variable eléctrica, es decir, una corriente de polarización de DC aplicada a través de un devanado auxiliar [6][32].

La corriente de polarización DC o corriente de bias, crea una densidad de flujo magnético DC de bias ϕ_{dc} dentro del material magnético, modulando así la permeabilidad del material magnético ajustando el punto de operación alrededor de la rodilla de la curva B – H. El flujo magnético DC de bias ϕ_{dc} modifica así mismo la reluctancia \mathcal{R} variable del material, el mismo que produce cambios en la inductancia del devanado principal.

La Figura 3.8 representa la variación de la inductancia frente a la corriente DC de bias en un IV.

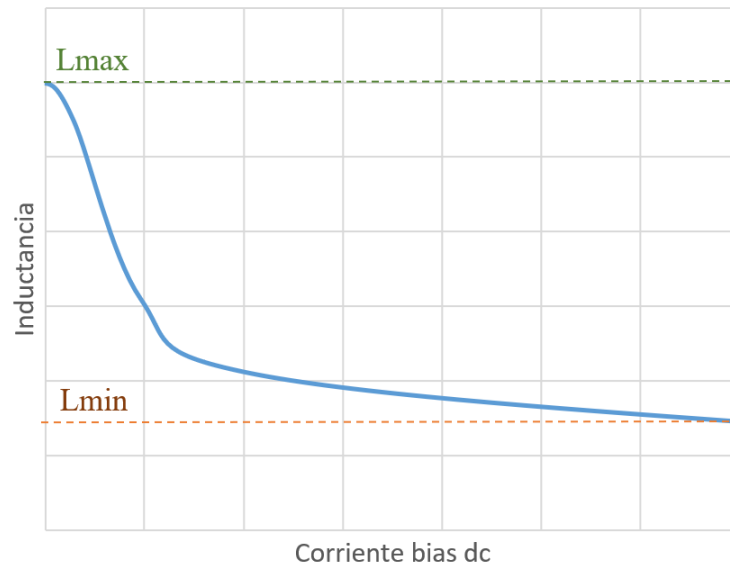


Figura 3.8 Característica del inductor variable frente a la corriente DC de bias.

Para una corriente DC de bias de cero, la inductancia asociada al devanado principal se encuentra en su valor máximo, L_{max} . Si la corriente de bias aumenta, este valor disminuye progresivamente hasta obtener un valor mínimo, L_{min} . Si el núcleo está completamente saturado, habrá un valor límite bajo para esta inductancia. En estas circunstancias, aumentar aún más la corriente de control casi no tendrá efecto en el valor de inductancia [4].

Como se puede observar, el uso de un IV en convertidores de potencia permite al diseñador emplear un grado de libertad adicional para el control y la optimización del convertidor.

3.2.2 Reluctancia Equivalente del IV con Estructura Doble-E

El análisis de la reluctancia equivalente se realiza de acuerdo a la Figura 3.9, que ilustra un IV basado en una estructura doble-E. El devanado central está ubicado en el brazo central con un número de vueltas definido por N_{ac} . Los devanados auxiliares están ubicados en los brazos laterales de la estructura con un número de vueltas N_{dc} en cada uno [38].

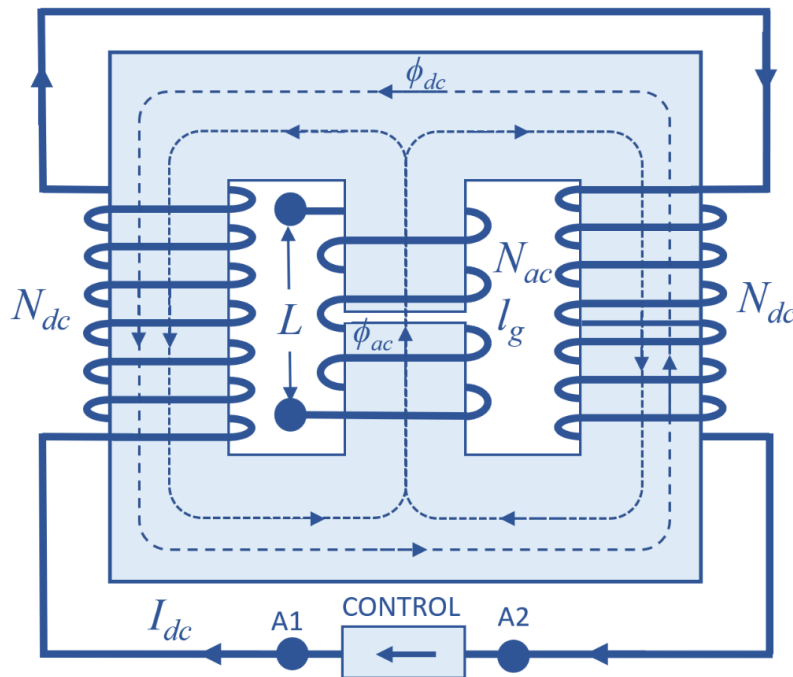


Figura 3.9 Reluctancia equivalente del IV con estructura doble-E.

En el análisis se debe considerar que el devanado principal produce solo flujo magnético AC sin componente DC, así como los devanados auxiliares manejan solo una corriente de DC, la cual genera un flujo de DC usado para polarizar el flujo magnético del núcleo. Usualmente se dispone de un espacio de aire conocido como “gap” en brazo central de la estructura para limitar la amplitud máxima de la densidad de flujo AC. Sin embargo, no es recomendable incluir espacios de aire en los brazos laterales de la estructura, puesto que se puede producir el efecto negativo de requerir mayor cantidad de corriente de DC para conseguir el mismo nivel de flujo de DC, lo que incrementaría las pérdidas en los devanados auxiliares y disminuiría la eficiencia [38].

El flujo magnético en cualquier elemento del núcleo tendrá una componente AC (ϕ_{ac}) y una componente DC (ϕ_{dc}). Al cambiar la corriente DC en el devanado auxiliar, la densidad

de flujo DC puede manejarse ajustando su valor alrededor del codo de la curva $B - H$ del material, disminuyendo la permeabilidad e incrementando la reluctancia. De esta manera, es posible controlar la inductancia efectiva (L_{ac}) de la estructura [38].

Las dimensiones geométricas más relevantes de la estructura doble-E utilizada para el análisis del IV se muestran en la Figura 3.10 y se definen como sigue:

l_c – Longitud de la trayectoria magnética en el brazo central

l_e – Longitud de la trayectoria magnética en los brazos laterales

l_{gc} – Longitud de la trayectoria magnética en el espacio de aire del brazo central

l_{ge} – Longitud de la trayectoria magnética en el espacio de aire de los brazos laterales

A_c – Área del brazo central

A_e – Área de los brazos laterales

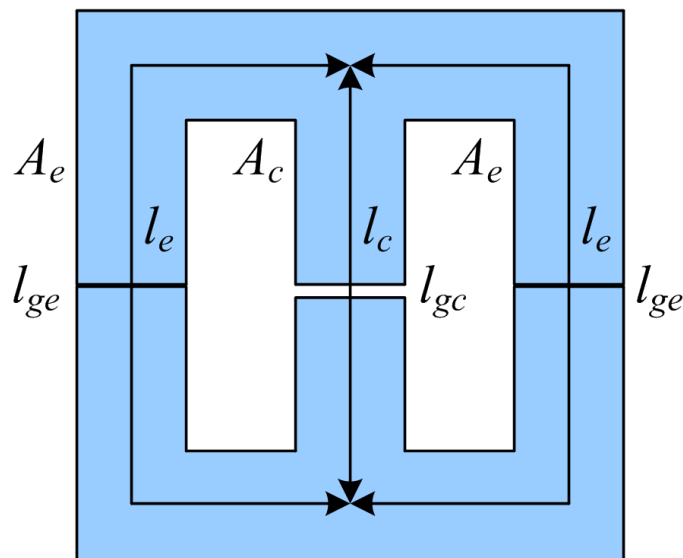


Figura 3.10 Dimensiones de la estructura doble-E.

Para los espacios de aire del brazo central y de los brazos laterales, se deben considerar factores de fuga v_c y v_e para considerar el flujo magnético que escapa fuera del entrehierro. De manera general se debe evitar espacios de aire en los brazos laterales, puesto que incrementa la intensidad de campo DC requerida para controlar la inductancia. Sin embargo, pequeños espacios de aire en los brazos laterales son inevitables debido al proceso de

construcción del IV, elementos residuales, manipulación y hasta incluso debido al deterioro físico de las partes constitutivas del IV [38].

El circuito de reluctancia equivalente es mostrado en la Figura 3.11, donde \mathfrak{R}_c , \mathfrak{R}_e , \mathfrak{R}_{gc} y \mathfrak{R}_{ge} representan las reluctancias del brazo central, brazos laterales, espacio de aire del brazo central y espacio de aire de los brazos laterales respectivamente.

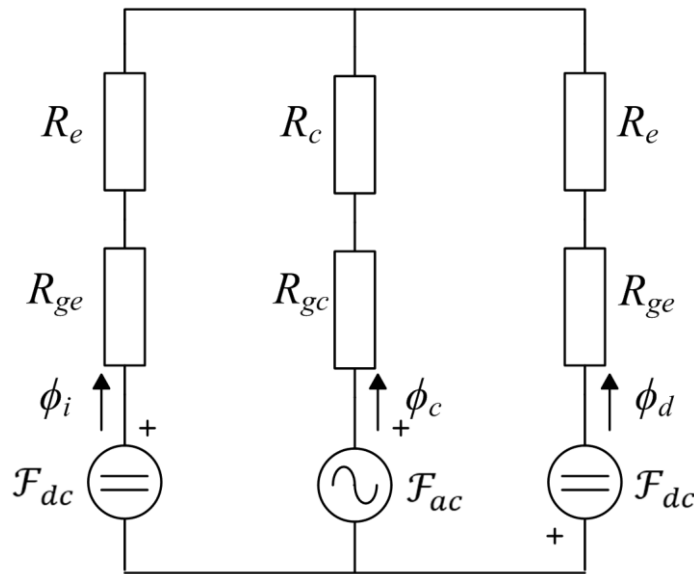


Figura 3.11 Circuito de reluctancia equivalente del IV con estructura doble-E.

Las expresiones de los valores de cada una de las reluctancias asociadas al circuito equivalente son:

$$\begin{aligned}\mathfrak{R}_c &= \frac{l_c}{\mu(B)A_c} \\ \mathfrak{R}_e &= \frac{l_e}{\mu(B)A_e} \\ \mathfrak{R}_{gc} &= \frac{l_{gc}}{\mu_o v_c A_c} \\ \mathfrak{R}_{ge} &= \frac{l_{ge}}{\mu_o v_e A_e}\end{aligned}\tag{3.18}$$

donde se debe considerar que $\mu(B)$ representa la permeabilidad del material en función de la densidad de flujo magnético y μ_o es la permeabilidad del vacío [38].

Por otro lado \mathcal{F}_{ac} y \mathcal{F}_{dc} son las fuerzas magnetomotrices creadas por el devanado central y los devanados laterales respectivamente y se expresan como:

$$\mathcal{F}_{ac} = N_{ac}I_{ac} \quad (3.19)$$

$$\mathcal{F}_{dc} = N_{dc}I_{dc}$$

Los flujos magnéticos que se producen en la estructura se establecen como ϕ_c , ϕ_d y ϕ_i que representan al flujo magnético del brazo central, brazo derecho y brazo izquierdo respectivamente [38].

Para modelar el material magnético, en [38] se emplean las ecuaciones de Brauer que relacionan la intensidad de campo magnético H y la densidad de campo magnético B :

$$H(B) = (k_1 e^{k_2 B^2} + k_3)B \quad (3.20)$$

Adicionalmente en [38] la permeabilidad total definida como la relación entre B y H (μ_t), y la permeabilidad diferencial dada por dB/dH (μ_d) se expresan como:

$$\mu_t(B) = \frac{B}{H} = [k_1 e^{k_2 B^2} + k_3]^{-1} \quad (3.21)$$

$$\mu_d(B) = \frac{dB}{dH} = [k_1(1 + 2k_2 B^2)e^{k_2 B^2} + k_3]^{-1}$$

donde k_1 , k_2 y k_3 son los parámetros de Brauer del material magnético.

3.2.3 Reluctancia Equivalente – Operación DC

Para el análisis de la operación del IV con estructura doble-E se considera que la estructura está operando con una componente pequeña de señal AC superpuesta al nivel de DC, por lo que es posible utilizar la ley de superposición [38]. La Figura 3.12 muestra los niveles de DC del flujo magnético en el interior de la estructura, obteniéndose los siguientes valores:

$$\phi_{c-dc} = 0 \quad (3.22)$$

$$\phi_{i-dc} = -\phi_{d-dc} = \frac{\mathcal{F}_{dc}}{\mathfrak{R}_e + \mathfrak{R}_{ge}}$$

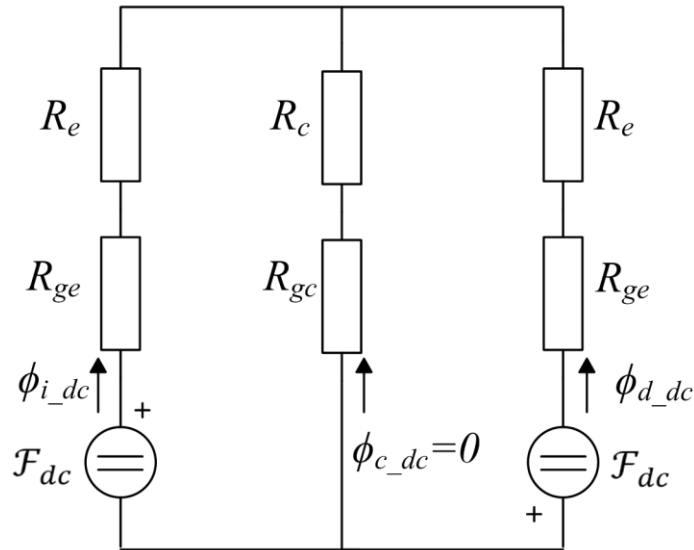


Figura 3.12 Circuito de reluctancia equivalente de DC del IV con estructura doble-E.

Como se puede observar debido a la simetría de la estructura, no existe flujo magnético de DC circulando por el brazo central. Este efecto se da aún si el espacio de vacío central es cero. Por lo tanto, solo existe flujo de DC circulando por los brazos laterales de la estructura, lo cual produce una densidad de flujo magnético DC que se expresa como:

$$B_{dc} = \frac{\phi_{i_dc}}{A_e} \quad (3.23)$$

Utilizando el valor de la permeabilidad total μ_t que relaciona los componentes de DC de B y H , la ecuación para determinar B_{dc} es la siguiente:

$$B_{dc} - \frac{N_{dc}I_{dc}}{l_e(k_1 e^{K_2 B_{dc}^2} + k_3) + \frac{l_{ge}}{\mu_0 \nu_e}} = 0 \quad (3.24)$$

Una vez que la componente de DC de la densidad de flujo magnético es encontrada, es posible obtener la inductancia vista desde los devanados auxiliares, los cuales al estar en serie y generar flujo en la misma dirección, las inductancias se suman [38], por lo que la expresión de la inductancia total se expresa como:

$$L_{dc} = 2 \frac{N_{dc} \phi_{dc}}{I_{dc}} = \frac{2N_{dc} B_{dc} (I_{dc}) A_e}{I_{dc}} \quad (3.25)$$

Es importante también considerar que la inductancia en los devanados auxiliares también depende del punto de operación de DC. Así mismo como la corriente de control DC varía para modificar la inductancia del devanado principal, entonces la inductancia del devanado auxiliar también es modificada. Esto es importante porque afecta a la respuesta dinámica del IV, que también depende del tipo de circuito de control utilizado para modificar la corriente de DC del devanado auxiliar [38].

Como la inductancia depende de la corriente que circula por la misma, entonces la inductancia efectiva debe ser considerada cuando realiza el análisis del comportamiento dinámico del circuito de bias, De acuerdo con los estudios presentados en [38], la inductancia efectiva se expresa como:

$$v_{L_{dc}} = L_{dc_eff} \frac{di_{dc}}{dt} \quad (3.26)$$

$$L_{dc_eff} = L_{dc}(i_{dc}) + I_{dc} \frac{dL_{dc}(i_{dc})}{di_{dc}}$$

3.2.4 Reluctancia Equivalente – Operación AC

El componente AC del flujo es superpuesto al nivel de DC descrito en la sección anterior. Para determinar los flujos AC en la estructura, se considera el circuito equivalente de pequeña señal mostrado en la Figura 3.13. En este circuito se utiliza las reluctancias de AC de cada brazo de la estructura, cuyos valores son expresados como:

$$r_c = \frac{l_c}{\mu_d(0)A_c}$$

$$r_e = \frac{l_e}{\mu_d(B_{dc})A_e} \quad (3.27)$$

$$r_{gc} = \frac{l_{gc}}{\mu_o v_c A_c}$$

$$r_{ge} = \frac{l_{ge}}{\mu_o v_e A_e}$$

Se debe notar que, para las reluctancias de AC de los brazos laterales, se ha considerado la permeabilidad dinámica en el punto de operación DC. Para el brazo central, se considera

la permeabilidad dinámica en el origen de la curva $B - H$, puesto que no se toma en cuenta el nivel de DC en este brazo. Para el caso de espacios de aire “gaps” largos, se deben utilizar los factores de fuga para alcanzar mayor precisión.

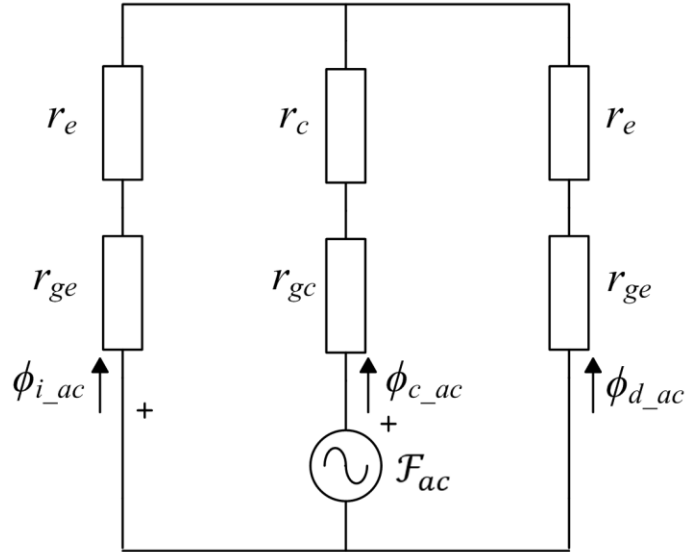


Figura 3.13 Circuito de reluctancia equivalente del IV con estructura doble-E.

Analizando el circuito de la Figura 3.13, se obtienen los siguientes valores de flujo:

$$\begin{aligned} \phi_{c_ac}(B_{dc}) &= \frac{N_{ac}I_{ac}}{r_c + r_{gc} + \frac{r_e + r_{ge}}{2}} & (3.28) \\ &= \frac{N_{ac}I_{ac}}{\frac{l_c}{\mu_d(0)A_c} + \frac{l_g}{\mu_0 v_c A_c} + \frac{l_e}{2\mu_d(B_{dc})A_e} + \frac{l_{ge}}{2\mu_0 v_e A_e}} \\ \phi_{i_ac}(B_{dc}) &= \phi_{d_ac}(B_{dc}) = -\phi_{c_ac}(B_{dc})/2 & (3.29) \end{aligned}$$

Por lo tanto, una vez que se han obtenido los diferentes puntos de operación DC en (3.24), es sencillo obtener los flujos de AC utilizando (3.28) y (3.29). A partir del valor del flujo también se puede obtener la densidad de flujo de cada brazo. Adicionalmente, la inductancia del devanado principal en cada punto de operación de DC se puede obtener mediante la siguiente expresión:

$$L_{ac} = \frac{N_{ac}\phi_{c_ac}}{I_{ac}} \quad (3.30)$$

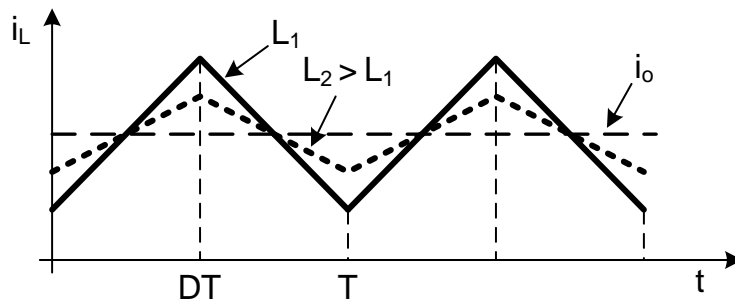
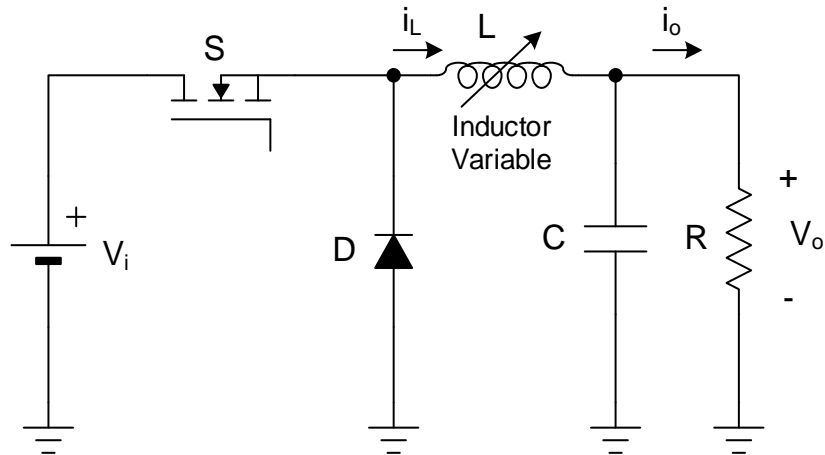
En esta disertación se ha omitido el efecto de la componente DC que existe en el devanado central, esto debido a que, por la presencia del entrehierro central, la componente DC de la corriente del devanado principal crea un flujo de DC que puede ser despreciado en comparación del que crea el devanado auxiliar. Sin embargo, un análisis más extenso de la influencia que podría tener el componente DC en el devanado del brazo central se puede proponer como trabajo futuro para evaluar el comportamiento de los convertidores DC-DC usando control magnético.

3.3 Control Magnético de Convertidores de DC-DC

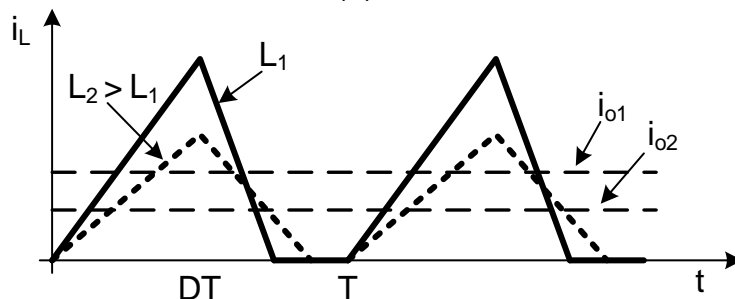
Los convertidores conmutados DC-DC se utilizan en una amplia gama de aplicaciones, incluidos cargadores de baterías, controladores LED, fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS), fuentes de alimentación de electrodomésticos, convertidores de punto de carga, etc. Para aplicaciones de baja potencia, la opción preferida son los convertidores DC-DC de conmutación dura debido a su simplicidad, buena eficiencia, fiabilidad y bajo número de componentes. Las topologías más comunes y conocidas para aplicaciones de baja potencia son los convertidores reductor, elevador, reductor-elevador, flyback y forward. Estos convertidores se pueden controlar mediante una gran variedad de métodos de control, como el control por modo de voltaje y el control por modo de corriente programada, que son las que se utilizan principalmente. Sin embargo, todos los métodos de control propuestos hasta ahora se basan en el cambio directo o indirecto del ciclo de trabajo del interruptor y/o la frecuencia de conmutación.

Hasta el momento, nunca se ha investigado la posibilidad de controlar un convertidor DC-DC de conmutación dura basado en la modulación de la inductancia utilizada en el filtro de salida del convertidor. En esta disertación se investiga este tema, procurando evaluar las posibilidades de este método de control, que podría utilizarse en algunas aplicaciones por sí solo o en combinación con el control del ciclo de trabajo y/o control de la frecuencia.

La Figura 3.14 ilustra un convertidor reductor y sus formas de onda de funcionamiento cuando está trabajando bajo modo de conducción continuo (MCC) y modo de conducción discontinuo (MCD) [39][40]. Este es el punto de partida para introducir el método de control propuesto, que se denominará control magnético (CM) de convertidores DC-DC.



(a) MCC



(b) MCD

Figura 3.14 Convertidor reductor y formas de onda operando bajo control magnético.

La Figura 3.14a muestra la forma de onda de la corriente a través del inductor cuando el convertidor opera en MCC para dos valores diferentes de la inductancia L_1 y L_2 , con L_2 más alto que L_1 . Como se puede ver, cuando se opera en MCC cualquier cambio de la inductancia producirá sólo un cambio en la ondulación de corriente del inductor, mientras que la corriente de salida promedio y el voltaje de salida promedio mantienen el mismo valor. Por lo tanto, cuando el convertidor opera en MCC no es posible utilizar la inductancia como parámetro de control para el voltaje y la corriente de salida.

Sin embargo, en MCC el cambio en la inductancia producirá un cambio en la respuesta dinámica del convertidor. Cuanto menor sea la inductancia, más rápida será la respuesta dinámica del convertidor. Por lo tanto, CM en MCC se puede utilizar para actuar sobre la respuesta dinámica del convertidor para que éste se adapte a los cambios de voltaje de la carga o voltaje de entrada. Esta idea ha sido investigada previamente en [39].

Por otro lado, la Figura 3.14b muestra las formas de onda de corriente del inductor cuando el convertidor está funcionando en MCD. En este caso, el inductor tiene un efecto directo sobre la corriente de salida promedio y la tensión de salida promedio. A medida que aumenta el valor de la inductancia, la corriente de salida promedio disminuirá y también lo hará el voltaje de salida promedio.

En la Figura 3.14b también es posible observar que mientras la inductancia esté aumentando, la operación del convertidor se está acercando a la operación de MCC. Por lo tanto, para un ciclo de trabajo y frecuencia de conmutación dados, habrá un valor máximo de la inductancia más allá de la cual el convertidor reductor entrará en MCC, y la tensión de salida y la corriente se fijarán a la característica MCC, que como es bien conocido dependerá exclusivamente del ciclo de trabajo del interruptor en el caso ideal.

3.4 Control Magnético de Convertidores DC-DC en MCD

3.4.1 Convertidores DC-DC en MCD con Control Magnético

Los convertidores DC-DC utilizados para este estudio son conocidos como reductor, elevador, reductor-elevador, flyback y forward. La Figura 3.15 muestra los diagramas esquemáticos de los convertidores DC-DC básicos con carga puramente resistiva y operando bajo CM.

Los convertidores DC-DC han sido estudiados extensamente en modos de operación MCC y MCD. A partir de los estudios presentados en [39], es posible obtener las características de salida de los diferentes convertidores operando en MCD bajo CM. Para este propósito, la inductancia normalizada del convertidor se define de la siguiente manera:

$$L_n = \frac{L}{R/2f} \quad (3.31)$$

donde L es la inductancia del convertidor, y en el caso del convertidor flyback es la inductancia vista desde el lado primario de los inductores acoplados, R representa la Resistencia de la carga y f es la frecuencia de conmutación del convertidor.

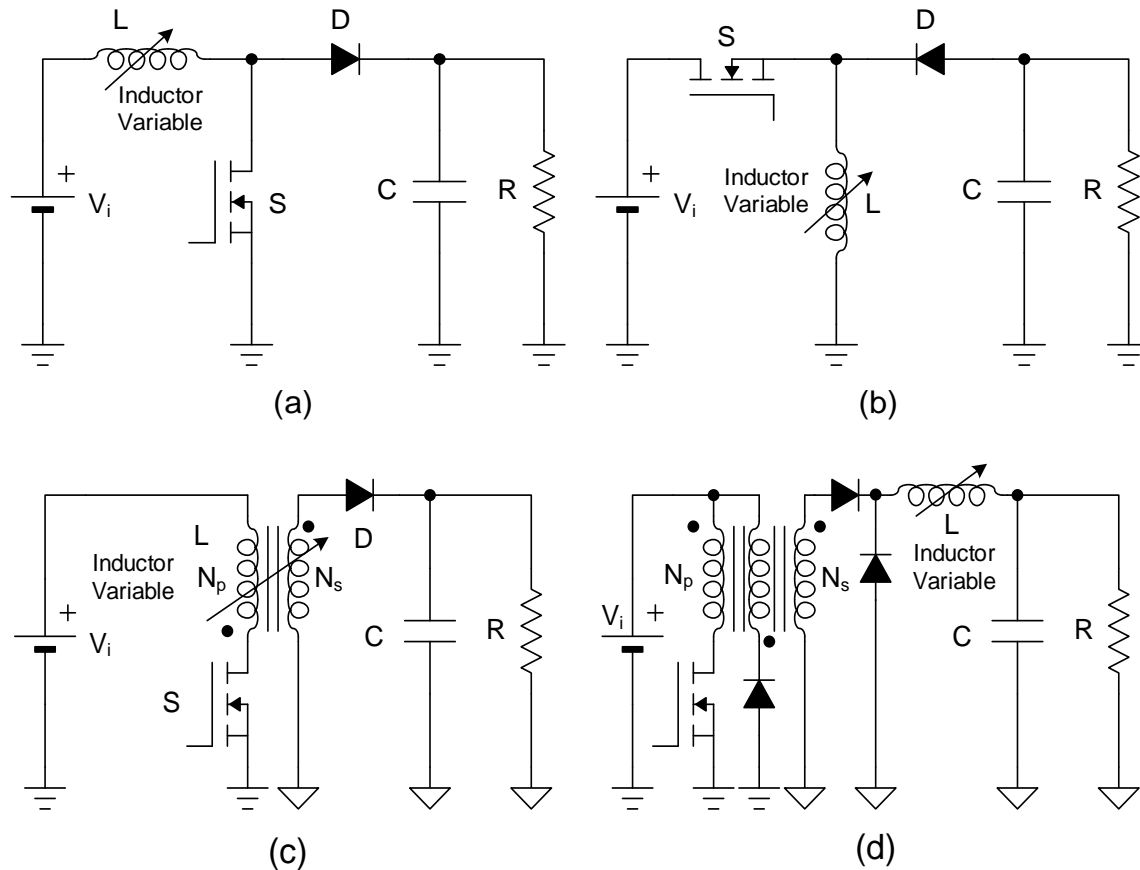


Figura 3.15 Convertidores DC-DC con control magnético: (a) elevador, (b) reductor-elevador, (c) flyback y (d) forward.

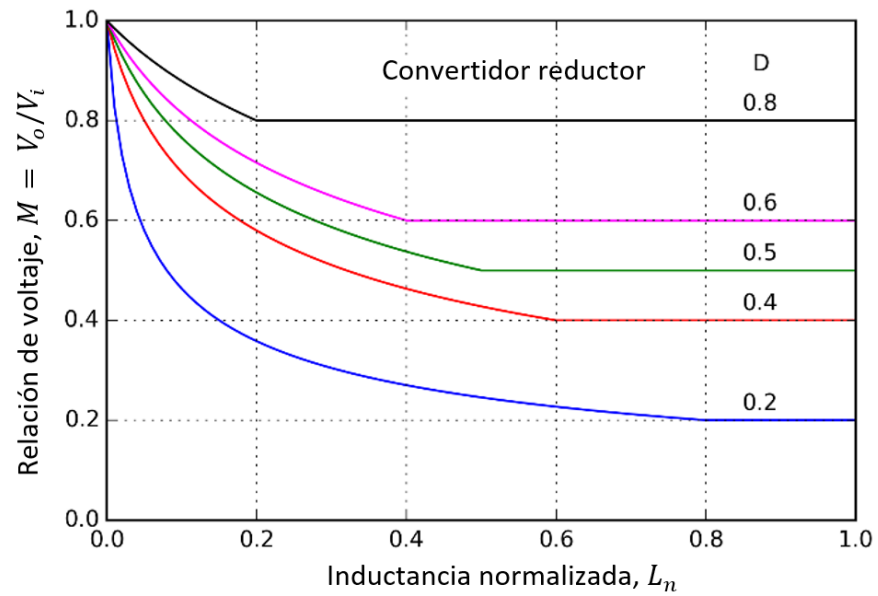
Por lo tanto, la Tabla 3.1 proporciona la característica de salida de los cinco convertidores y la condición de la operación MCD desde el punto de vista del valor de la inductancia normalizada controlable.

En las ecuaciones de la Tabla 3.1, D representa el ciclo de trabajo del conmutador, y $n = N_s/N_p$ es la relación de vueltas de los inductores acoplados flyback o el transformador forward, N_s y N_p son los números de vueltas del bobinado secundario y primario respectivamente.

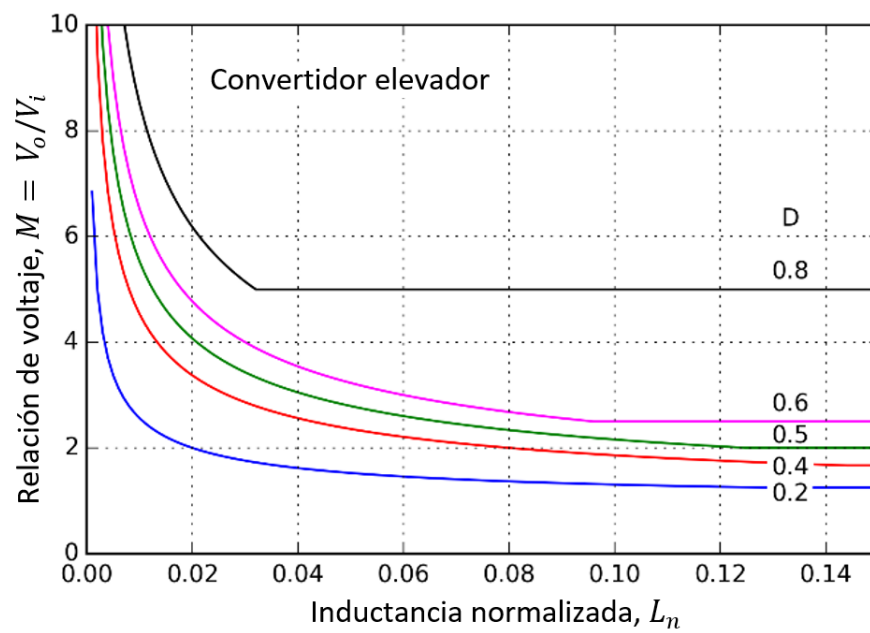
Tabla 3.1 Características de Convertidores DC-DC operando en MCD con Control Magnético [39].

Convertidor	Ganancia de Tensión en MCD $M = V_o/V_i$	Ganancia de Tensión en MCC $M = V_o/V_i$	Condición MCD
Buck	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{D^2} L_n}}$	D	$L_n \leq 1 - D$
Boost	$\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + 4D^2 \frac{1}{L_n}}$	$\frac{1}{1 - D}$	$L_n \leq D(1 - D)^2$
Buck-boost	$D \sqrt{\frac{1}{L_n}}$	$\frac{D}{1 - D}$	$L_n \leq (1 - D)^2$
Flyback $n = N_s/N_p$	$D \sqrt{\frac{1}{L_n}}$	$\frac{nD}{1 - D}$	$L_n \leq \frac{1}{n^2} (1 - D)^2$
Forward $n = N_s/N_p$	$\frac{2n}{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{D^2} L_n}}$	nD	$L_n \leq (1 - D)$

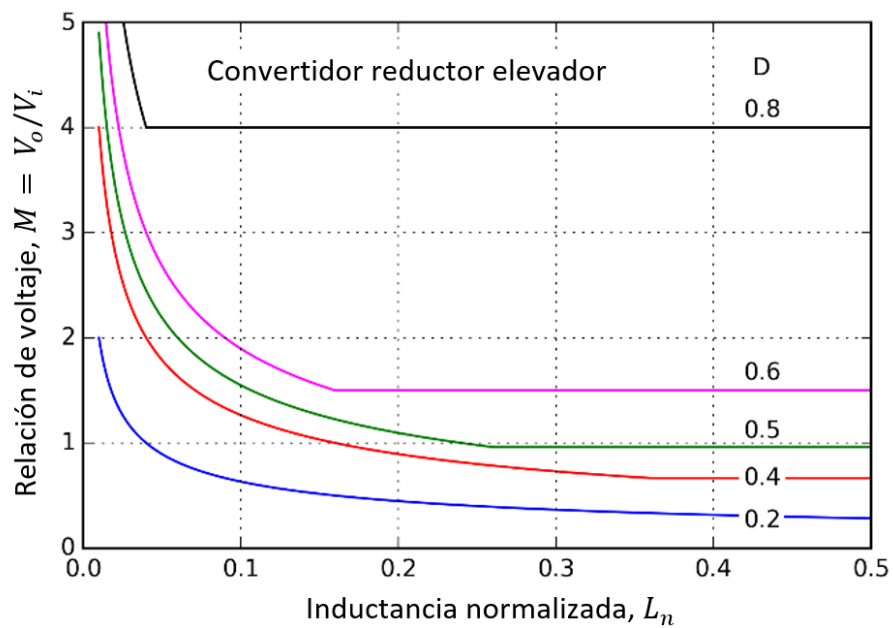
Como se puede ver en la Tabla 3.1, la ganancia de tensión de los convertidores en MCD es una función directa de la inductancia. Esto permite controlar el voltaje o la corriente de salida del convertidor mediante la variación de la inductancia, es decir, mediante control magnético. Con el fin de proporcionar una visión más clara sobre el comportamiento estático de los diferentes convertidores bajo CM, se han trazado en [39] las características de salida de la Tabla 3.1 y que se muestran en la Figura 3.16.



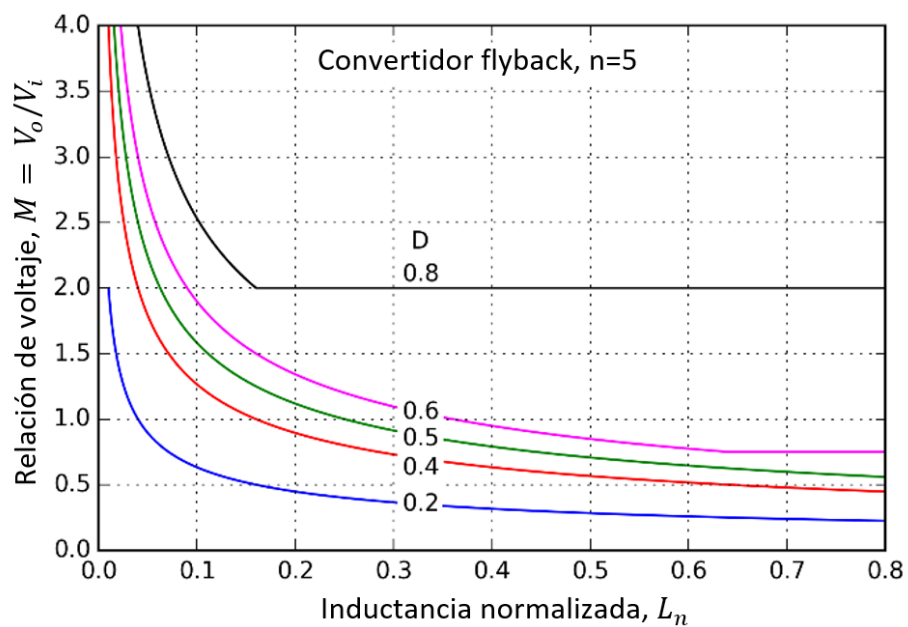
(a)



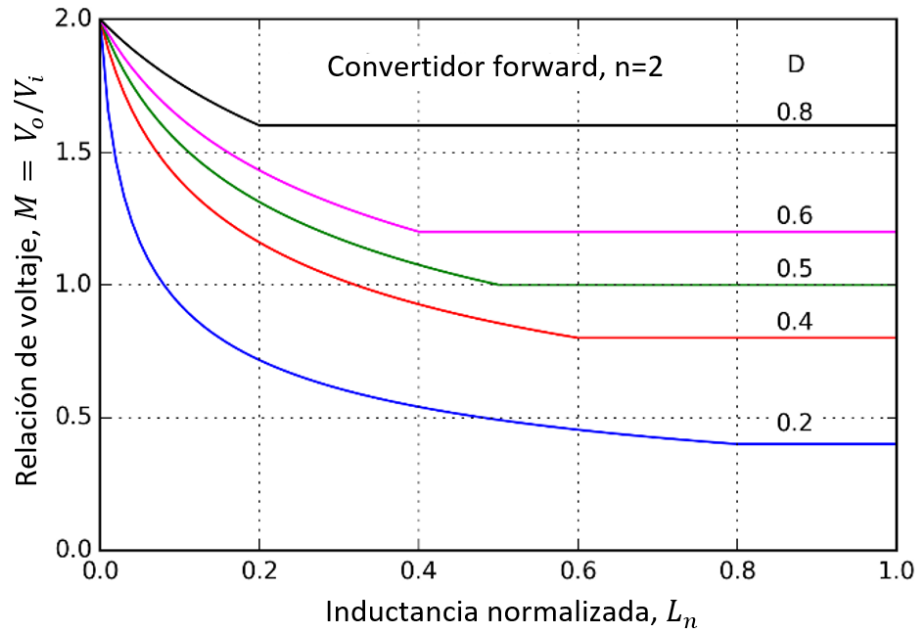
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 3.16 Características de ganancia de Voltaje de los convertidores DC-DC básicos con Control Magnético: (a) reductor, (b) elevador, (c) reductor-elevador, (d) flyback, y (e) forward.

La Figura 3.16 muestra las características de salida de los convertidores elevador, reductor-elevador, del convertidor flyback para una relación de vueltas $n = 0.5$ y del convertidor forward para una relación de vueltas $n = 2$. Como se puede ver, en todas las características existe un rango correspondiente a la operación MCD del convertidor dentro del cual es posible controlar la salida cambiando la inductancia del convertidor.

Por otro lado, en el rango correspondiente a la operación de MCC, la ganancia de voltaje permanecerá constante; el cambio de la inductancia no tiene ningún efecto sobre el valor promedio de la salida, afectando sólo a la frecuencia de corte del filtro del convertidor y por lo tanto a la ondulación de corriente y de voltaje.

Para los convertidores flyback y forward la relación de vueltas n causa el efecto de aumentar el rango de operación MCD para el mismo rango de ganancia de voltaje, lo cual es útil porque es una manera de ampliar el rango de regulación de salida del convertidor.

3.4.2 Análisis Estático del Convertidor Reductor con Control Magnético.

Las características estáticas del convertidor reductor operando en MCD con CM se pueden obtener de las características normalizadas que se muestran en la Tabla 3.1.

Al sustituir la inductancia normalizada dada por (3.31), se puede obtener las siguientes expresiones para la ganancia de voltaje del convertidor [39][40]:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8fL}{D^2R}}} \quad \text{si } L \leq (1 - D) \frac{R}{2f} \quad (3.32)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = D \quad \text{si } L \geq (1 - D) \frac{R}{2f} \quad (3.33)$$

Como ejemplo [39], la Figura 3.17 muestra las características de ganancia de tensión del convertidor reductor para un caso particular con un ciclo de trabajo $D = 0.5$, frecuencia de conmutación $f = 100 \text{ kHz}$ y con la inductancia de hasta $25 \mu\text{H}$, que se han obtenido trazando (3.32).

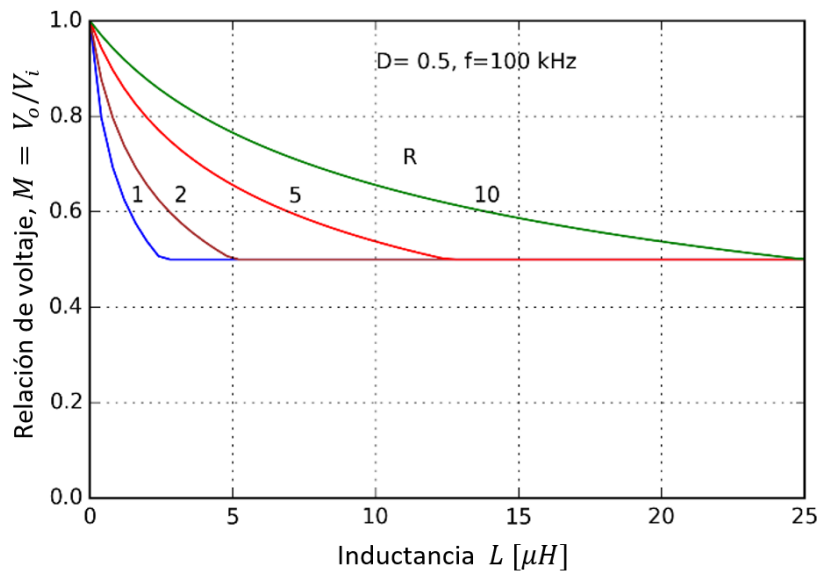


Figura 3.17 Características de ganancia de tensión del convertidor DC-DC reductor.

Como se puede ver, para una resistencia de carga dada, la operación MCD se logra para los valores más bajos de la inductancia del convertidor. Cuando se alcanza un valor de inductancia crítica, el convertidor entra en la operación MCC y la ganancia de voltaje se vuelve constante e igual al ciclo de trabajo del convertidor D .

La regulación de voltaje sólo se puede conseguir cuando el convertidor está en el modo de operación MCD, mientras que en el modo de operación MCC cualquier cambio de la inductancia afectará sólo a la ondulación de corriente y voltaje, y a la dinámica de los convertidores, pero no a la tensión de salida promedio.

Como se puede ver en la Tabla 3.1, la ganancia de voltaje de los convertidores en MCD es una función directa de la inductancia. Esto permite controlar el voltaje o la corriente de salida del convertidor mediante la variación de la inductancia, es decir, mediante control magnético.

3.4.3 Convertidor DC-DC Reductor con Control Magnético para Carga LED

El convertidor DC-DC reductor, es uno de los modelos más comúnmente utilizados en el control de corriente de salida de controladores para sistemas de iluminación LED [25]-[41].

La topología básica del circuito convertidor reductor con carga LED se muestra en la Figura 3.18, la cual se compone de un conmutador controlado S implementado con un MOSFET, un Diodo D , un inductor variable L , un condensador C y una carga LED. Donde R_D es la resistencia dinámica del diodo LED, V_{TH} es el voltaje de ruptura e I_o es la corriente que circula por el mismo.

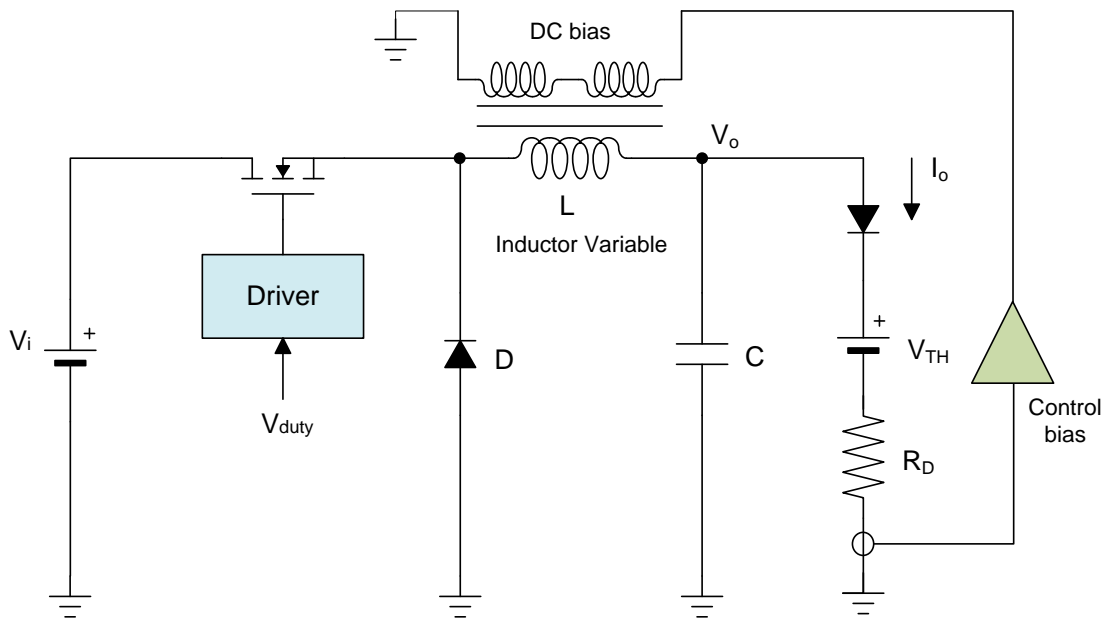


Figura 3.18 Convertidor DC-DC reductor con control magnético y carga LED.

3.4.4 Análisis Estático del Convertidor Reductor con Control Magnético para Carga LED.

Con el objetivo de evaluar las posibilidades de aplicación de CM de convertidores DC-DC operando en MCD y aplicados a carga LED, en esta sección se estudia el caso del convertidor reductor.

Considerando que la carga R está relacionada a una lámpara LED, teniendo en cuenta el modelo de la carga LED visto anteriormente se puede escribir:

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_{TH}}{I_o} + R_D \quad (3.34)$$

Usando la expresión (3.34) en (3.32), y despejando L se tiene:

$$L = \frac{D^2}{8f} \cdot \left(\frac{V_{TH}}{I_o} + R_D \right) \cdot \left[\left(\frac{2V_i}{V_{TH} + R_D I_o} - 1 \right)^2 - 1 \right] \quad (3.35)$$

Como se puede deducir de (3.35), para operar en un rango de valores de I_o , se debe trabajar en un rango de valores de la inductancia del convertidor L , lo que permite tener el punto de partida para el diseño del IV, considerando un determinado punto de operación del LED.

3.4.5 Esquema de Control del Convertidor Reductor con Control Magnético para carga LED.

El esquema de control propuesto del convertidor reductor operando en modo MCD con CM para una carga LED se ilustra en la Figura 3.19. Como se puede ver, el interruptor principal S trabaja con ciclo de trabajo y frecuencia establecidos por un circuito driver.

La corriente de salida se mide mediante una resistencia serie R_s y un filtro pasa bajos implementado mediante el amplificador operacional (AO) U1 y se introduce en un compensador proporcional integral (PI) implementado por el AO U2, el cual impulsa el transistor bipolar Q para generar la corriente de bias requerida i_b para el IV.

Para un diseño adecuado de los parámetros del compensador, se debe obtener el modelo dinámico del convertidor reductor con CM. Este análisis se presentará en la siguiente sección.

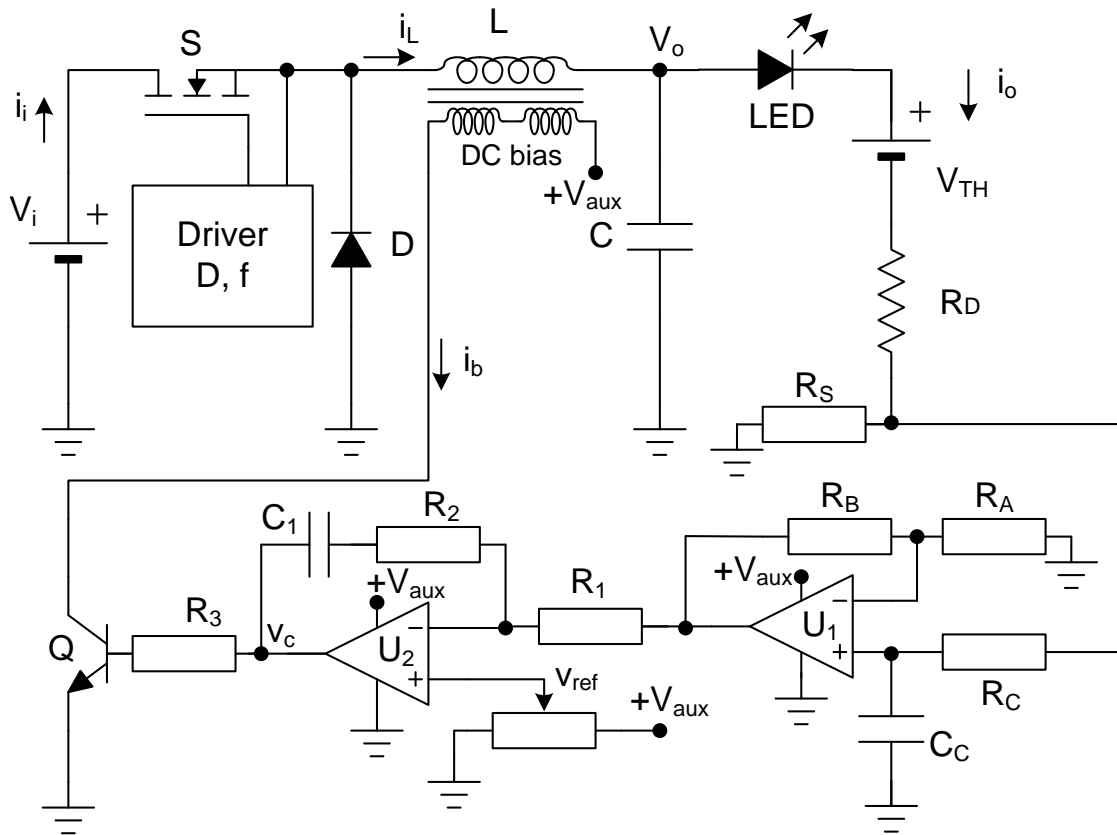


Figura 3.19 Esquema de control propuesto del convertidor reductor operando en MCD con control magnético para carga LED.

3.4.6 Modelo Dinámico del Convertidor Reductor con Control Magnético para Carga LED.

En esta sección, se presentará el análisis dinámico del convertidor reductor con CM para carga LED. Con referencia al esquema de control presentado previamente en la Figura 3.19, en un primer análisis es necesario obtener la función de transferencia que relaciona la perturbación de inductancia $l(s)$ con la perturbación de corriente de salida $i_o(s)$, esto es:

$$G_{ol}(s) = \frac{i_o(s)}{l(s)} \quad (3.36)$$

La Figura 3.20 muestra los circuitos equivalentes promediados del convertidor reductor con carga LED operando en MCD en el dominio de tiempo, Figura 3.20a, y en el dominio de la variable de Laplace, Figura 3.20b. El efecto de la resistencia en serie del condensador de filtro se ha omitido suponiendo que se utilizará un condensador de película con muy baja resistencia serie.

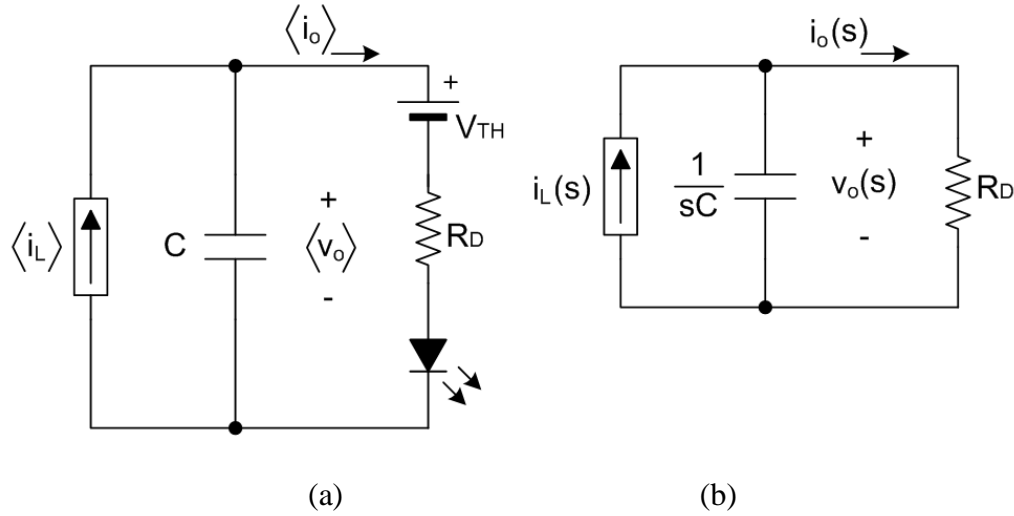


Figura 3.20 Circuito equivalente del convertidor reductor con control magnético para carga LED: (a) dominio del tiempo, y (b) dominio de la variable de Laplace.

La corriente promedio del inductor del convertidor reductor en MCD se puede calcular de la siguiente manera:

$$\langle i_L \rangle = \frac{D^2 V_i}{2f} \left(\frac{V_i}{V_o} - 1 \right) \frac{1}{L} \quad (3.37)$$

Tomando la derivada parcial con respecto a L y utilizando la transformada de Laplace, se obtiene la siguiente relación entre la corriente del inductor y las perturbaciones del inductor:

$$i_L(s) = k_{il} l(s) \quad (3.38)$$

donde

$$k_{il} = -\frac{D^2 V_i}{2f} \left(\frac{V_i}{V_o} - 1 \right) \frac{1}{L^2} \quad (3.39)$$

Ahora, resolviendo el circuito mostrado en la Figura 3.20b para la corriente de salida, se puede obtener la dinámica del convertidor reductor con carga LED que relaciona la corriente de salida y la inductancia, de la siguiente manera:

$$G_{ol}(s) = \frac{i_o(s)}{l(s)} = k_{ol} \frac{1}{1 + s/\omega_p} \quad (3.40)$$

donde

$$k_{ol} = k_{il} R_D \quad (3.41)$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_D C} \quad (3.42)$$

Tal como se muestra en [9], es una buena aproximación omitir la dinámica entre las perturbaciones de flujo de bias $B_b(s)$ y las perturbaciones de inductancia $l(s)$ porque esta dinámica será de mayor orden de magnitud en comparación con las otras dinámicas del IV. Por lo tanto, se puede escribir la siguiente expresión:

$$l(s) \approx k_{lb} B_b(s) \quad (3.43)$$

donde k_{lb} es la constante de proporcionalidad que relaciona la inductancia y las perturbaciones de flujo de bias.

Además, el flujo de bias y la perturbación de corriente de bias $i_b(s)$ están relacionadas por la siguiente expresión:

$$B_b(s) = \frac{L_{b_eff}}{N_b A_b} i_b(s) \quad (3.44)$$

donde L_{b_eff} , N_b y A_b son la inductancia efectiva [9], el número de vueltas y la sección efectiva del devanado de bias auxiliar, respectivamente.

Por lo tanto, existe una relación directa entre la perturbación de inductancia y la perturbación de corriente de bias, tal como se muestra a continuación:

$$l(s) \approx k_{li} i_b(s) \quad (3.45)$$

donde:

$$k_{li} = \frac{k_{lb} L_{b_eff}}{N_b A_b} \quad (3.46)$$

Sin embargo, sería difícil encontrar la constante k_{li} de forma teórica. No obstante, se puede obtener fácilmente de forma práctica a partir de la curva característica de la inductancia en función de la corriente de bias del IV. Esta característica se obtiene generalmente de manera experimental por medio de un analizador de impedancias. A partir de la pendiente de esta curva, el valor de k_{li} se puede obtener en cada punto de operación.

La Figura 3.21a representa la implementación del circuito de bias para el IV, en el cual se emplea un transistor bipolar trabajando en zona activa para el control de la corriente de bias.

La Figura 3.21b muestra el modelo en pequeña señal de dicho circuito del cual se puede obtener la función de transferencia que relaciona la señal de salida del compensador u_c y la corriente del bobinado de bias i_b . Analizando el circuito de la Figura 3.21b se pueden obtener las siguientes expresiones:

$$G_{bc}(s) = \frac{i_b(s)}{v_c(s)} = \frac{k_{bc}}{1 + s/\omega_c} \quad (3.47)$$

donde

$$k_{bc} = \frac{h_{fe}}{R_c + h_{ie}} \cdot \frac{1}{1 + h_{oe}R_b} \quad (3.48)$$

$$\omega_c = \frac{h_{oe}^{-1} + R_b}{L_{b_eff}} \quad (3.49)$$

donde h_{ie} , h_{fe} y h_{oe} son parámetros del transistor bipolar utilizado en el devanado de bias, conocidos como impedancia de entrada, ganancia de corriente directa y admitancia de salida respectivamente, y R_b es la resistencia serie del devanado de bias.

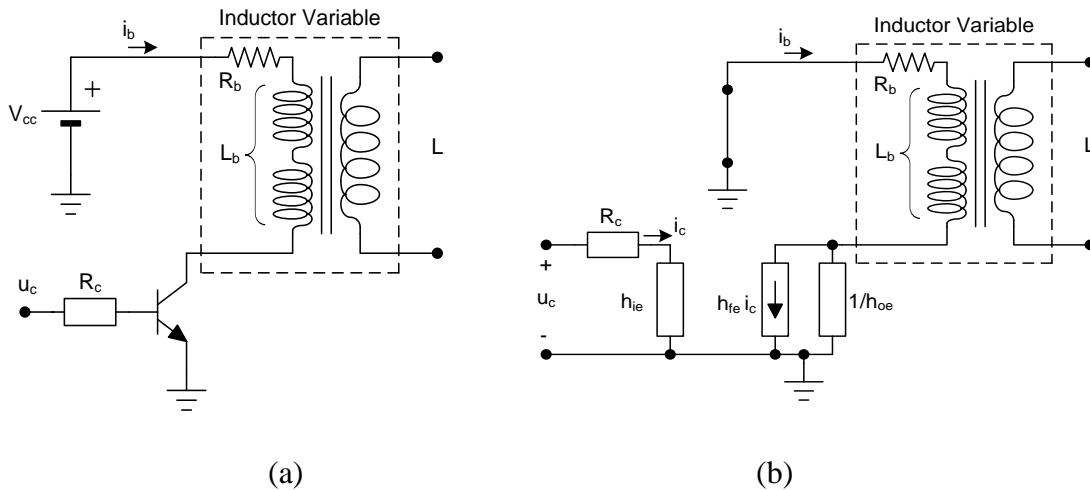


Figura 3.21 (a) Implementación del circuito de bias, (b) modelo de pequeña señal.

La Figura 3.22 muestra el diagrama de bloques del modelo dinámico derivado del convertidor reductor operando con CM. La siguiente función de transferencia se puede definir para representar el comportamiento dinámico desde la tensión de control v_c hacia la corriente de salida i_o :

$$G_o(s) = \frac{i_o(s)}{v_c(s)} = k_{li} G_{bc}(s) G_{ol}(s) \quad (3.50)$$

que corresponde a una función de transferencia con dos polos dados por ω_p y ω_c en (3.42) y (3.49) respectivamente.

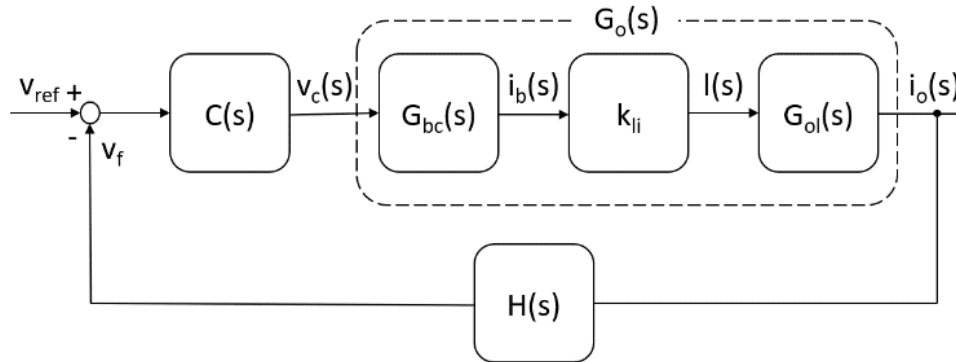


Figura 3.22 Diagrama de bloques del modelo dinámico del convertidor reductor con control magnético.

La ganancia de la red de realimentación $H(s)$ está dada por R_A y R_B mostrados en la Figura 3.19, de la siguiente manera:

$$H(s) = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (3.51)$$

La ganancia final del lazo del sistema viene dada por la siguiente expresión:

$$T(s) = C(s)G_o(s)H(s) \quad (3.52)$$

3.4.7 Implementación del Prototipo.

Como ejemplo de implementación, en esta sección se presentará y estudiará un convertidor reductor con carga LED operando con un ciclo de trabajo de 0.5 y una frecuencia de conmutación de 100 kHz.

El primer paso experimental contempla la construcción del IV. Es importante destacar que para la determinación de la variación del mismo, se establece que el convertidor debe tener una variación de corriente de salida en el LED desde 1.1 A, valor en el cual el convertidor está en el límite del MCD y hasta 2.1 A, que es el valor en el cual el convertidor está

trabajando en el valor nominal de la carga LED. La lámpara LED seleccionada es el módulo Bridgelux BXRA-C4500 que dispone de una resistencia dinámica R_D de 1.4Ω y un voltaje de codo V_{TH} de 22.5 V. Así mismo se considera que se utilizará un voltaje de entrada al convertidor de 48 V, voltaje de bus típico en aplicaciones de convertidores DC-DC.

El método para el cálculo de la variación del IV se realiza utilizando la ecuación (3.35) por lo que resulta que la variación del IV debe ir desde los 25 μH hasta unos 60.5 μH . Como el comportamiento de la característica de la inductancia frente a la corriente de corriente bias parte de un valor más alto de inductancia, se establece que la inductancia mayor pueda ser fijada en 80 μH .

Utilizando el modelo simplificado de un núcleo toroidal y considerando el método propuesto para el IV analizado ampliamente en [25]-[9] se establece la siguiente relación de cálculo para la construcción del devanado del brazo central del IV [4]:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = \frac{N^2}{\frac{g}{\mu_o A_e}} \quad (3.53)$$

Donde g es el espacio de aire “gap”, μ_o la permeabilidad del vacío y A_e la sección transversal del núcleo magnético.

El tipo de estructura utilizada para el IV es la ETD 34/17/11, el cual tiene un valor de A_e de 97.1 mm y un espacio de aire “gap” g de 1 mm, por lo que el valor de número de vueltas N encontrado usando la ecuación (3.53) es de 26. Para la implementación del devanado central L_{ac} se ha utilizado experimentalmente el cable con un calibre de 66x0.08 mm (litz).

Utilizando el analizador de impedancias 4284A Precision LCR Meter, se determina que el devanado construido en el brazo central dispone de los siguientes valores nominales:

L_{ac} de 65.39 μH y

R_s de 0.0046 Ω .

La Figura 3.23 muestra el IV construido utilizado en la fase de pruebas experimentales en laboratorio.

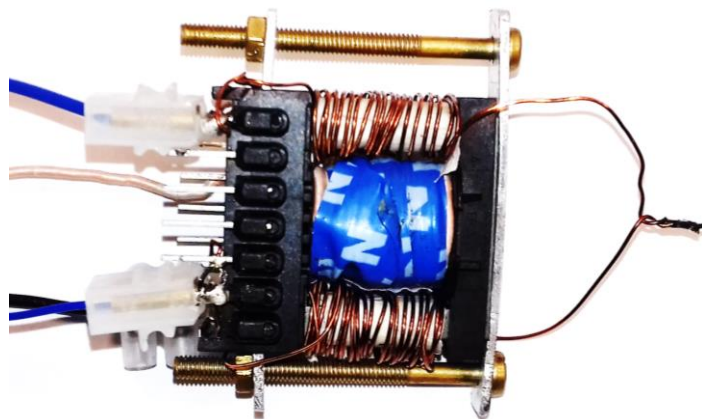


Figura 3.23 Imagen del IV implementado.

Por otro lado, el devanado auxiliar del IV ha sido implementado utilizando dos inductancias laterales similares con un número de 22 vueltas en cada una. El calibre utilizado para el devanado auxiliar es de 1x0.75mm (litz). Para medir la variación de L_{ac} en el IV se hace circular por el devanado auxiliar una corriente de bias I_{bias} desde 0.1 A hasta 1.5 A. Los valores de inductancia L_{ac} de acuerdo con la variación de I_{bias} , así como el valor de resistencia serie asociado a dicha inductancia se presentan en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2 Valores de variación de inductancia y resistencia serie del IV implementado

I_{bias} [A]	L_{ac} [mH]	R_s [Ω]
0.0	65.393	0.00463
0.1	64.082	0.00438
0.2	55.228	0.00554
0.3	44.411	0.00758
0.4	36.742	0.00532
0.5	32.272	0.00442
0.6	30.332	0.00421
0.7	29.168	0.00425
0.8	28.478	0.00485
0.9	28.047	0.00487
1.0	27.750	0.00441
1.1	27.580	0.00445
1.2	27.470	0.00456
1.3	27.460	0.00456
1.4	27.440	0.00480
1.5	27.140	0.00520

De acuerdo con el proceso experimental se ha implementado un IV que consigue variar la inductancia entre $27.14 \mu\text{H}$ y $65.4 \mu\text{H}$, la cual es muy acertada para su utilización en el convertidor reductor para el control de carga LED.

La Figura 3.24 muestra la característica de inductancia versus la corriente bias del IV implementado. La curva de la variación de inductancia tiene un comportamiento que sigue la forma esperada.

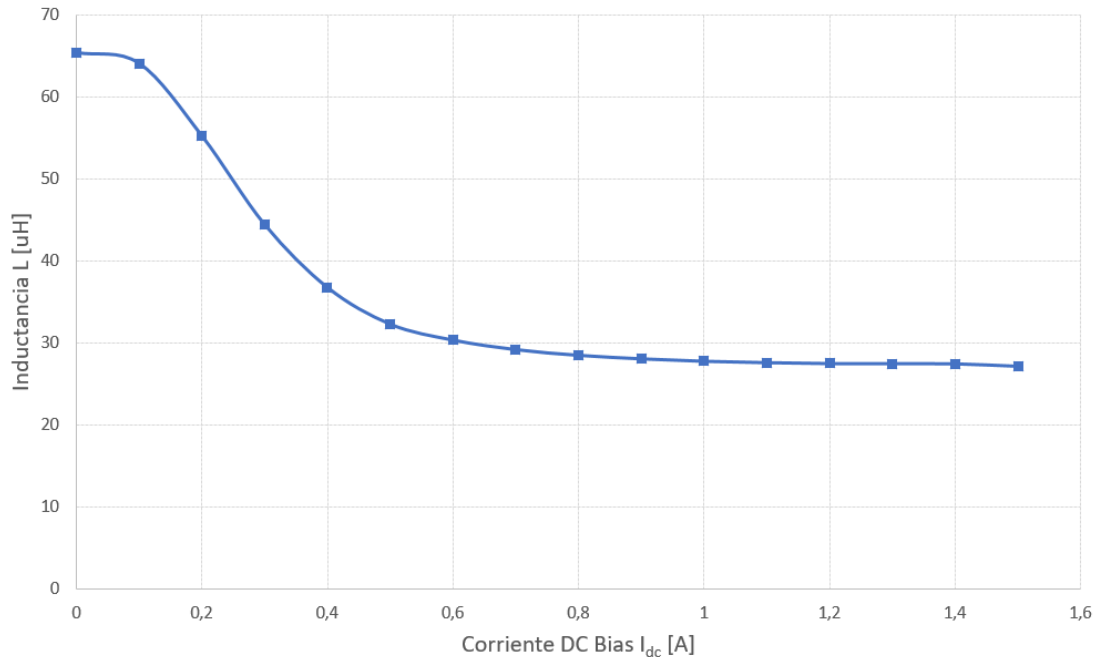


Figura 3.24 Característica medida de la inductancia versus la corriente de bias del IV implementado.

El convertidor DC-DC reductor para control de carga LED se ha alimentado con un voltaje de entrada de 48 V y una carga LED usando el módulo Bridgelux BXRA-C4500, el cual tiene una tensión nominal de 25.4 V y una corriente nominal de 2.1 A. La capacitancia del filtro de salida es de $33 \mu\text{F}$, implementada con un condensador de película para que su resistencia en serie pueda ser omitida. Así mismo los parámetros del IV construido se resumen en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3 Parámetros del IV Implementado

Parámetro	Tipo/Valor
Estructura	Doble E
Núcleo y material magnético	EFD34/17/11, N87
Devanado principal	$N_p=20$, 66x0.08 mm (litz)
Entrehierro central	1 mm
Entrehierro lateral	0 mm
Devanado Bias	2 x $N_b=22$, 1x0.75mm
Rango de inductancia principal	27 μH – 65 μH
Inductancia efectiva y Resistencia serie del devanado bias	0.139 mH / 0.25 Ω @ 10 kHz
Transistor bipolar del devanado bias y admitancia de salida	BD139 / $h_{oe} = 0.1667 \Omega^{-1}$
Resistencia de base del transistor bipolar del devanado de bias	4.7 k Ω

La Figura 3.25 muestra el área de trabajo donde se realiza la implementación del prototipo en laboratorio. La Tabla 3.4 resume los parámetros del prototipo implementado.

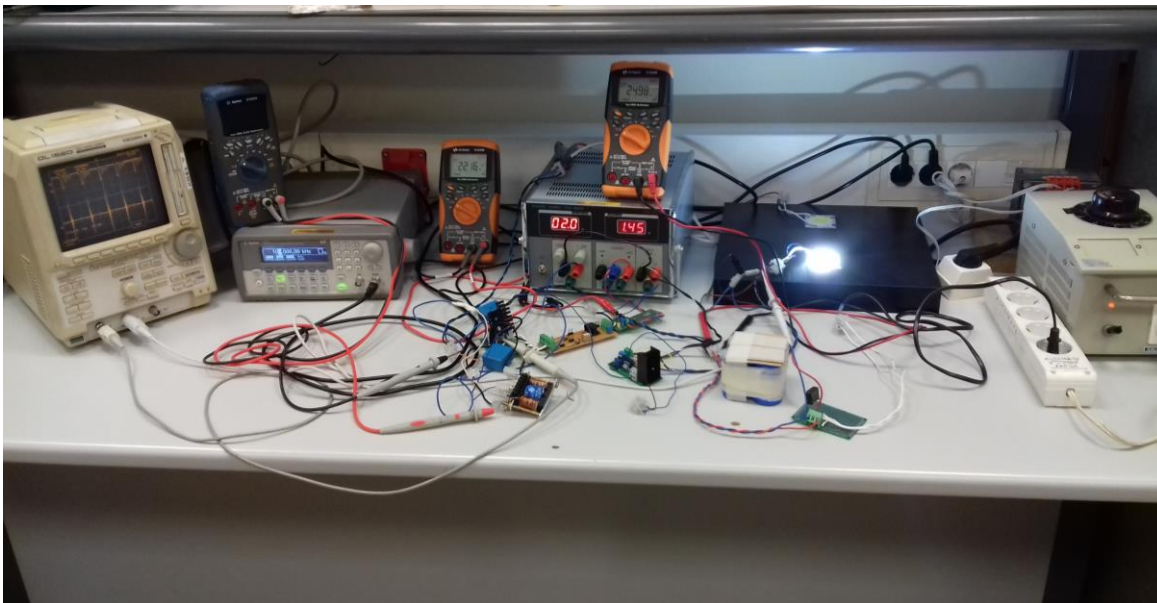


Figura 3.25 Gráfica del área de trabajo para la implementación del prototipo.

Tabla 3.4 Parámetros del Convertidor DC-DC Reductor implementado con Control Magnético para Carga LED.

Parámetro	Tipo/Valor
Voltaje de entrada	48 V
Voltaje de salida	25.4 V
Ciclo de trabajo	0.5
Frecuencia de conmutación	100 kHz
Inductor	27 μ H – 65 μ H
Capacitor	33 μ F
Diodo LED	Bridgelux BXRA-C4500
Resistencia dinámica del LED	1.4 Ω
Voltaje de codo del LED	22.5 V
Conmutador de potencia MOSFET	IRF540
Diodo de potencia	MUR840
Resistencia serie de medida de corriente LED	1 Ω

3.4.8 Verificación Experimental.

En primer lugar, se ha medido en el laboratorio la característica de la corriente de salida I_o versus la tensión de control v_c . La Figura 3.26 muestra el resultado obtenido. Como se puede ver, la corriente de salida se puede controlar dentro de un rango razonablemente amplio por medio de la tensión de control v_c , que cambia el valor efectivo de la inductancia del convertidor.

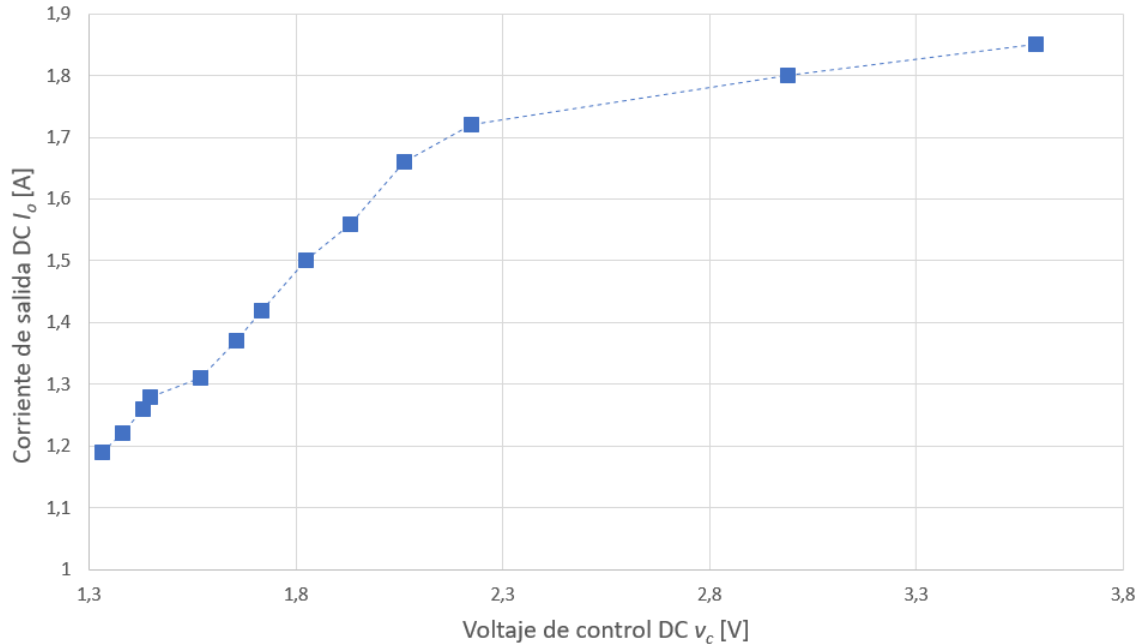
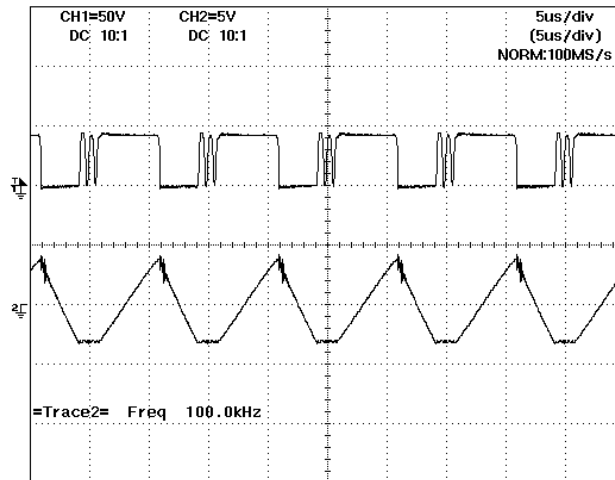


Figura 3.26 Característica de la corriente de salida versus el voltaje de control del convertidor reductor con CM para carga LED.

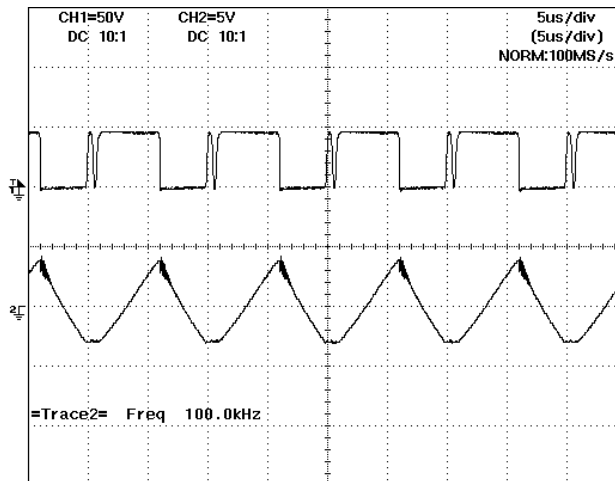
La Figura 3.27 muestra las formas de onda experimentales de tensión de entrada al filtro LC del convertidor reductor y de la corriente a través del IV en tres puntos de funcionamiento diferentes. Como se puede observar el convertidor trabaja en MCD si bien en las formas de onda mostradas en la Figura 3.27c ya se encuentra en el límite entre MCD y MCC.

La segunda prueba realizada en el prototipo fue medir la dinámica del sistema mediante la adquisición del diagrama de bode de la función de transferencia del sistema $G_o(s)$. Para esta operación se ha utilizado un dispositivo Omicron Bode 100.

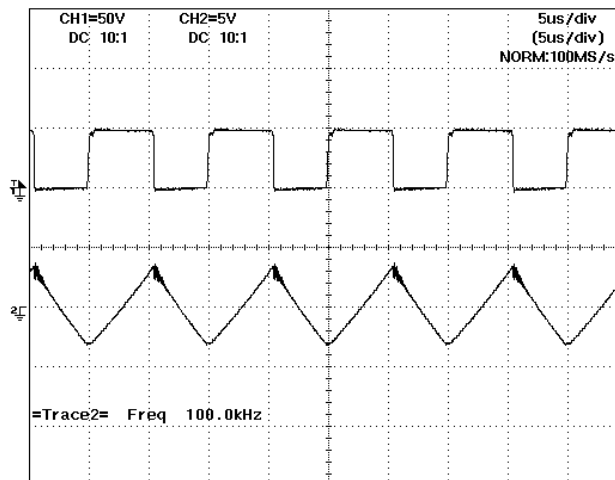
La Figura 3.28 muestra los resultados obtenidos. Como se puede ver, la respuesta corresponde a un sistema de dos polos a frecuencias en el rango de los kHz, que coincide con el modelo teórico presentado en la sección anterior.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.27 Formas de onda experimentales en tres puntos de funcionamiento diferentes. Arriba: tensión de entrada al filtro LC del convertidor reductor. Abajo: corriente a través del IV. Escalas: 50 V/div, 1 A/div, 5 μ s/div.

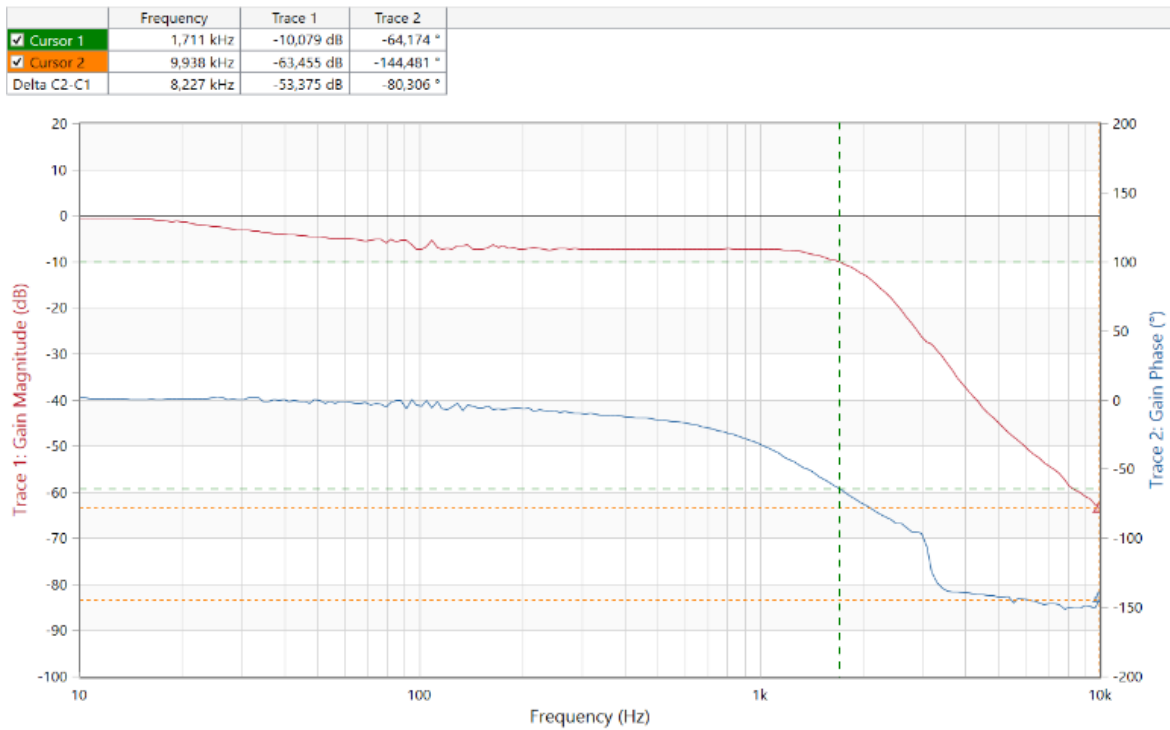
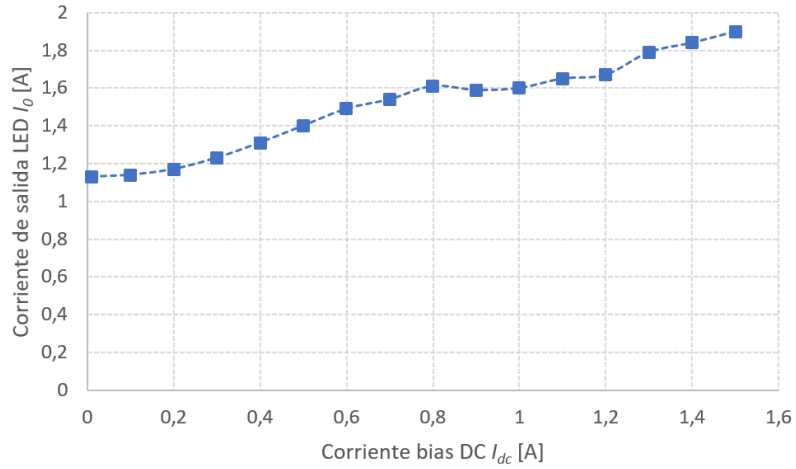
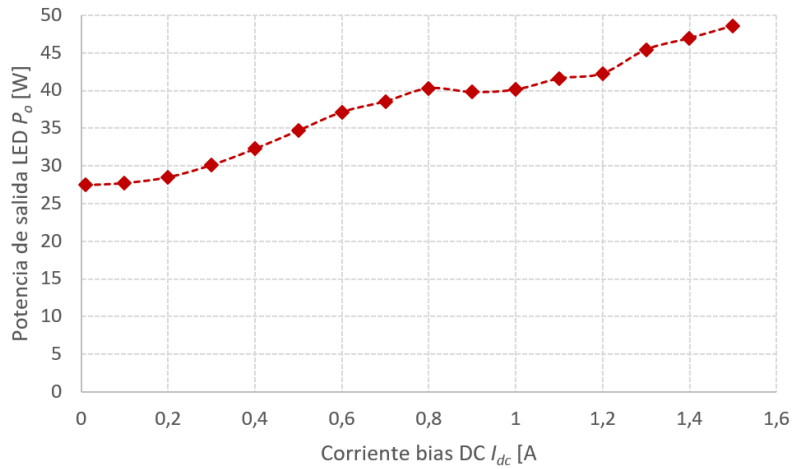


Figura 3.28 Respuesta experimental de la función de transferencia de control $G_o(s)$ correspondiente al convertidor reductor implementado con CM para carga LED.

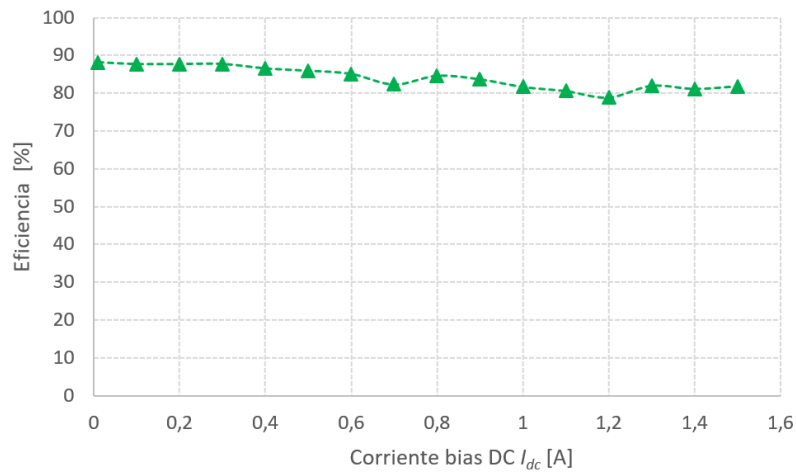
A continuación, se realizaron mediciones de la tensión de control, tensión de bias, corriente de bias, corriente de entrada, voltaje de salida y corriente de salida en diferentes puntos de operación del IV. En este caso se hace variar la corriente de bias entre 0.1 A y 1.4 A, lo cual implica una variación de la inductancia del IV en los valores entre 27 y 65 μH . Con las mediciones realizadas, se procede a calcular tanto la potencia de entrada y las pérdidas en el devanado de bias, así como la potencia de salida. La Figura 3.29 muestra el comportamiento del convertidor respecto a la variación de corriente de bias. La variación de la corriente de salida en el LED se muestra en la Figura 3.29a. La potencia de salida en el LED es representada en la Figura 3.29b y la eficiencia del sistema en la Figura 3.29c.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.29 Comportamiento del convertidor DC-DC reductor con carga LED.

Como se puede observar en la Figura 3.29a, la corriente de salida en el LED I_o tiene una variación entre 1.13 A y 1.9 A. La potencia de salida en la Figura 3.29b en el LED está entre 27.5 W y 48.6 W. Adicionalmente para calcular el rendimiento se han considerado las pérdidas en el devanado de bias, por lo que en la Figura 3.29c el rendimiento está entre 81.9% y 88.1%. Para evaluar el comportamiento del convertidor implementado, frente a cambios en la entrada, adicionalmente se han realizado tres pruebas donde se toman medidas para comprobar el rendimiento del convertidor frente a los cambios de entrada. La Tabla 3.5 muestra las medidas experimentales y el resultado de los cálculos de eficiencia.

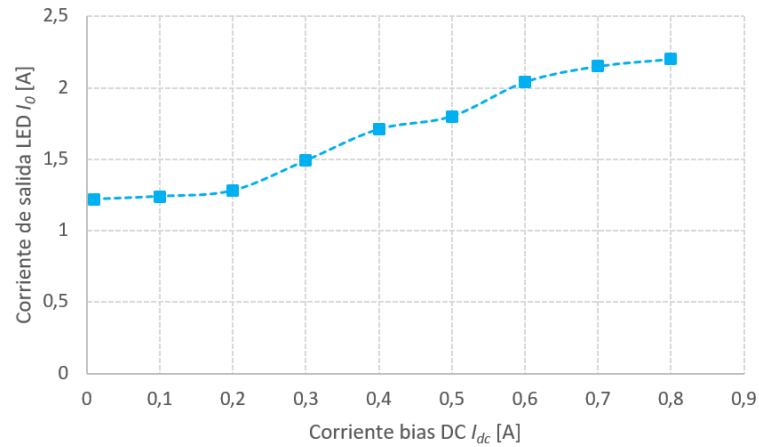
Tabla 3.5 Eficiencia del Convertidor reductor Implementado con Control Magnético para Carga LED frente a cambios de voltaje de entrada.

V_i [V]	P_i [W]	I_o [A]	P_o [W]	η sin bias %	V_{bias} [V]	I_{bias} [A]	P_{bias} [W]	η con bias %
42	38.8	1.45	37.73	97.2	2.0	1.40	2.80	90.70
48	42.2	1.51	39.56	95.7	2.0	0.87	1.74	89.95
53	41.2	1.52	39.80	96.6	2.0	0.35	0.70	95.10

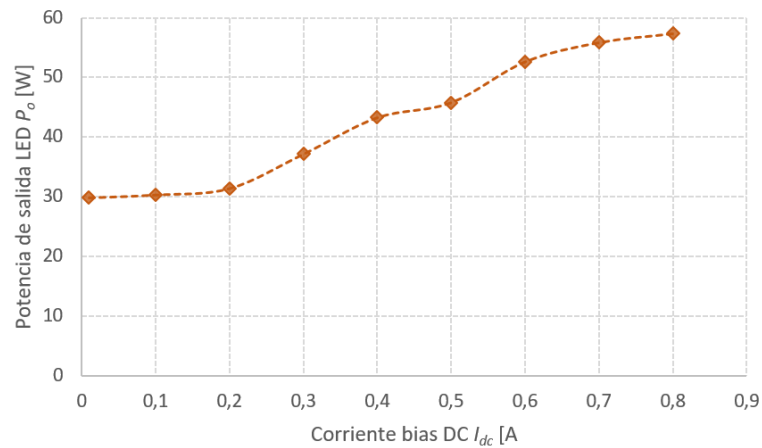
La eficiencia encontrada es de 97.2%, 95.7% y 96.6% para voltajes de entrada de 42V, 48V y 53V respectivamente, cuando no se consideran las pérdidas en el devanado bias. Teniendo en cuenta las pérdidas debido al control bias, la eficiencia efectiva del convertidor es de 90.7%, 89.95% y 95.0% para los valores de voltaje de entrada indicados anteriormente.

En este proceso experimental se mantiene un valor fijo de tensión de bias en el devanado auxiliar en 2 V, valor mínimo en el que se pueden conseguir las variaciones de I_{dc} de bias requeridas de hasta 1.5 A para realizar la variación del IV.

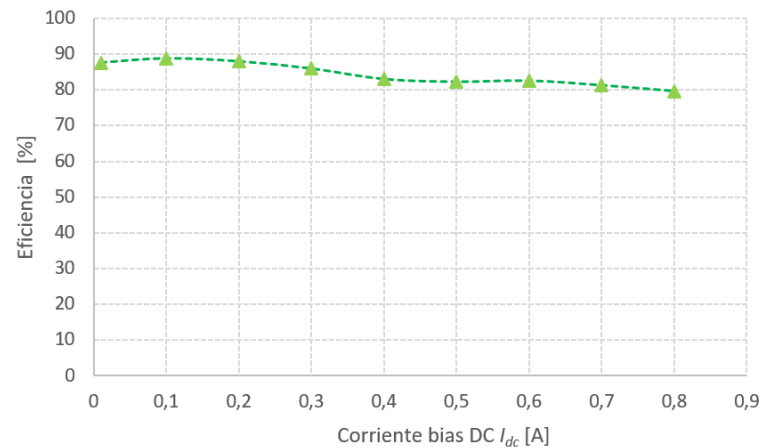
Otra de las actividades incluyó realizar pruebas experimentales con cambios en partes y aspectos de la construcción del IV, por lo que se modifica el devanado auxiliar con un calibre menor, con el objetivo de verificar el rendimiento del sistema. El devanado auxiliar utilizado para esta fase se ha construido mediante dos bobinas con un número de vueltas de 60 en cada una y con un calibre 1x0.30 mm. Los resultados experimentales de corriente de salida, potencia de salida y rendimiento del convertidor se muestran en la Figura 3.30.



(a)



(b)

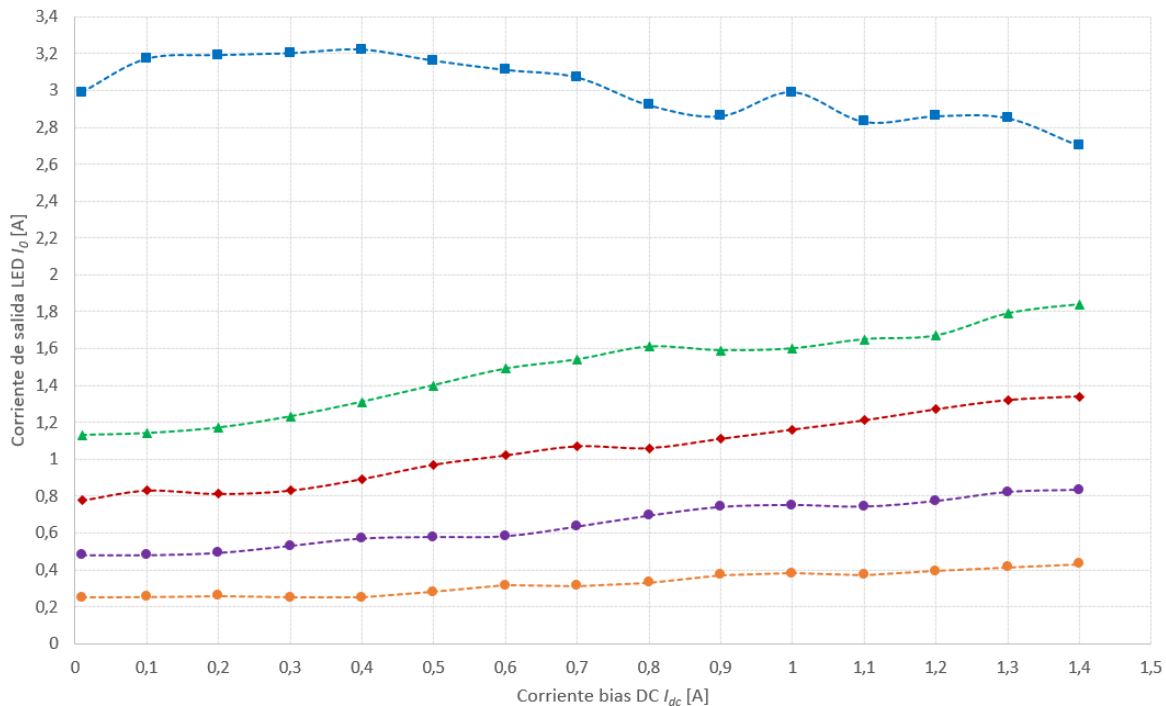


(c)

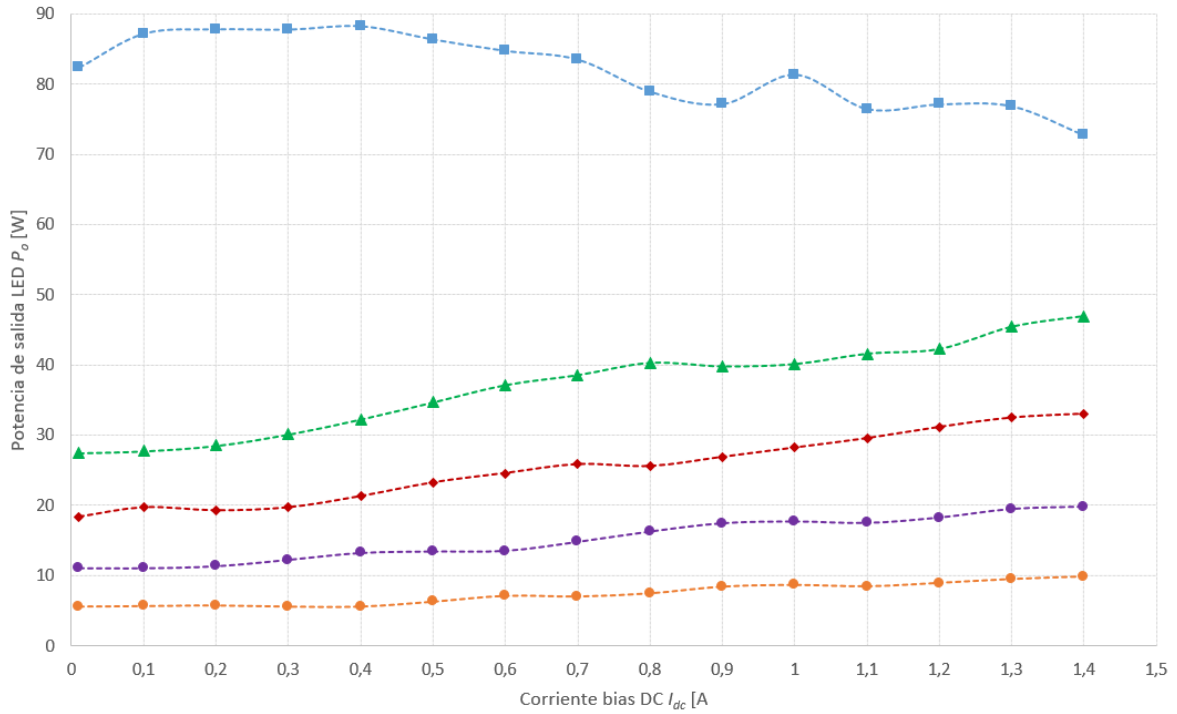
Figura 3.30 Comportamiento del convertidor DC-DC reductor con carga LED para un devanado auxiliar con un calibre de 1x0.30 mm.

Como se puede observar en la Figura 3.30a la corriente de bias se varía desde 0.1A hasta 0.8 A. Esto debido principalmente porque en el valor de 0.6 A de corriente de bias, se supera el valor de corriente nominal de salida de LED que es de 2.1 A. Respecto a la variación de potencia de salida en el LED mostrada en la Figura 3.30b, ésta varía entre 29.8 W y 57 W. La eficiencia mostrada en la Figura 3.30c, varía entre 79.6% y 88.8%. Cabe destacar que en este caso, la eficiencia del IV con un devanado auxiliar de 1x0.30 mm es menor frente al IV implementado con un devanado auxiliar con calibre de 1x0.75 mm, esto es debido a que se presentan pérdidas mayores en el devanado de bias con menor calibre.

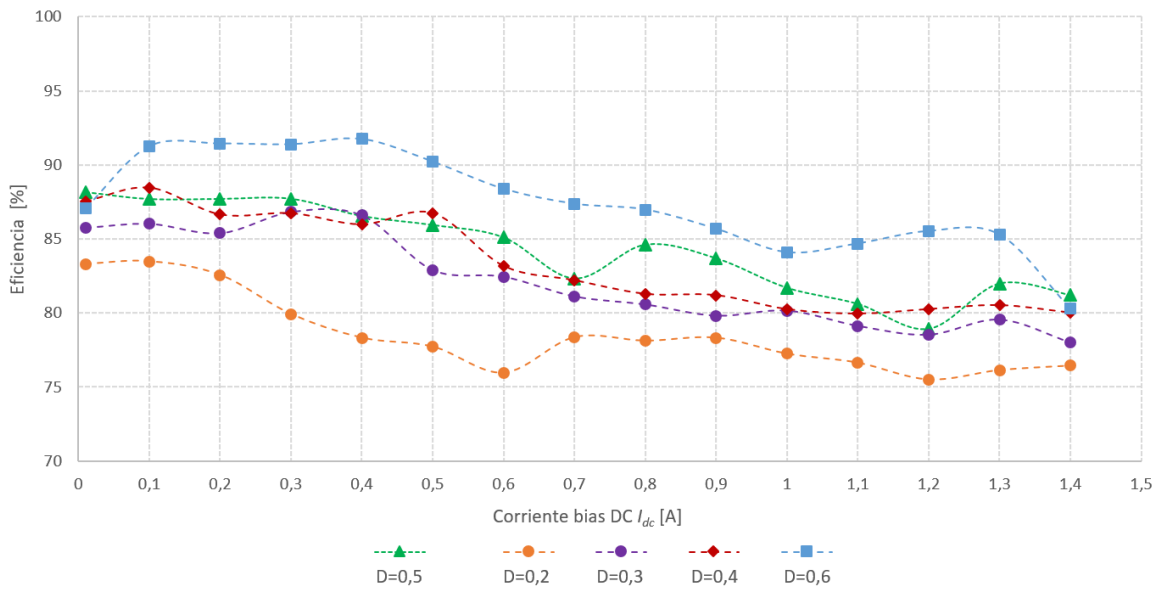
Adicionalmente con el objetivo de comprobar el comportamiento del convertidor en otros ciclos de trabajo D de la señal del conmutador, se realizaron pruebas para D de 20%, 30%, 40% y 60%. Para cada valor de D se ha trazado la corriente de salida, potencia de salida, así como también se encontró la eficiencia conseguida en el convertidor considerando incluyendo las pérdidas del devanado bias. La Figura 3.31 muestra el comportamiento del convertidor para cada valor del ciclo de trabajo D .



(a)



(b)



(c)

Figura 3.31 Eficiencia del convertidor DC-DC para diferentes ciclos de trabajo.

Al analizar la Figura 3.31a, se puede apreciar que la corriente de salida en el LED tiene un comportamiento incremental de acuerdo con la variación también incremental de la corriente de bias. Para cada valor de ciclo de trabajo, se establece un rango de variación de I_o , esto debido a que para cada D la corriente promedio en el inductor tiene una variación que depende del comportamiento MCD en el que esté operando, por lo que en cada D se establecerá una forma de onda con pendientes específicas en el IV.

También se puede observar que cuando D es de 0.6 se supera la corriente nominal a la que debe trabajar el LED que es de 2.1 A, por lo que se recomienda evitar poner al convertidor en este ciclo de trabajo para proteger al sistema de sobrecalentamientos o daños en sus componentes electrónicos. El comportamiento del convertidor que se evidencia cuando D es de 0.6, se debe principalmente porque el mismo entra al límite de operación entre MCD y MCC.

Respecto a la potencia de salida del convertidor graficada en la Figura 3.31b, ésta varía igualmente de manera incremental de acuerdo con la variación de la corriente de bias. Se verifica que al igual que con la corriente de salida, se debe evitar trabajar en un D de 0.6 puesto que se disipa mayor cantidad de potencia lo cual puede incidir en la integridad del convertidor, puesto que la potencia nominal del LED se establece en 53.3 W.

Por otro lado, como se puede observar en la Figura 3.31c, la mayor eficiencia se consigue cuando el convertidor está trabajando con un D del 0.6, donde el valor máximo en este caso es de 91.75%.

Por el contrario, la eficiencia menor se produce cuando D tiene un valor de 0.2, reportándose un valor mínimo de eficiencia de 75.5%.

Para probar la regulación del sistema en lazo cerrado, se ha diseñado un compensador PI como se ilustra en la Figura 3.19. La Tabla 3.6 muestra los parámetros del compensador.

Tabla 3.6 Parámetros del Compensador PI Implementado

Parámetro	Tipo/Valor
Ganancia a alta frecuencia	0 dB
Frecuencia del cero	1.7 kHz
Amplificador operacional	LM358
Resistencias R_1, R_2	10 k Ω
Capacidad, C_1	10 nF

La Figura 3.32 muestra la magnitud y fase de la ganancia del lazo $T(s)$ obtenida experimentalmente del convertidor reductor con CM, cuando se utiliza el compensador que se muestra en la Tabla 3.6. Como se puede ver, la respuesta del lazo concuerda con el análisis teórico. El sistema está bien estabilizado con un margen de fase de alrededor de 80° y un margen de ganancia de alrededor de 25 dB.

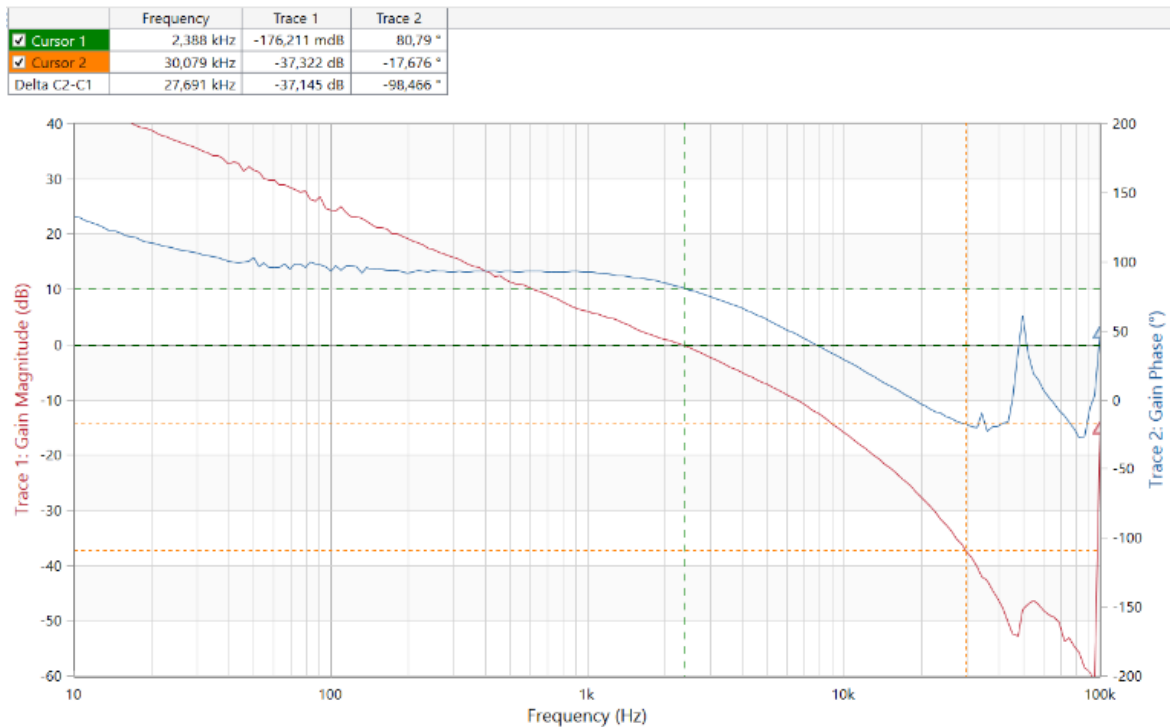


Figura 3.32 Ganancia y fase de lazo obtenidas experimentalmente para el convertidor reductor con carga LED operando con un compensador de retroceso y CM.

La Figura 3.33 muestra las respuestas experimentales del convertidor reductor operando en lazo cerrado con el CM propuesto, correspondientes a un escalón en la tensión de entrada y la corriente de salida.

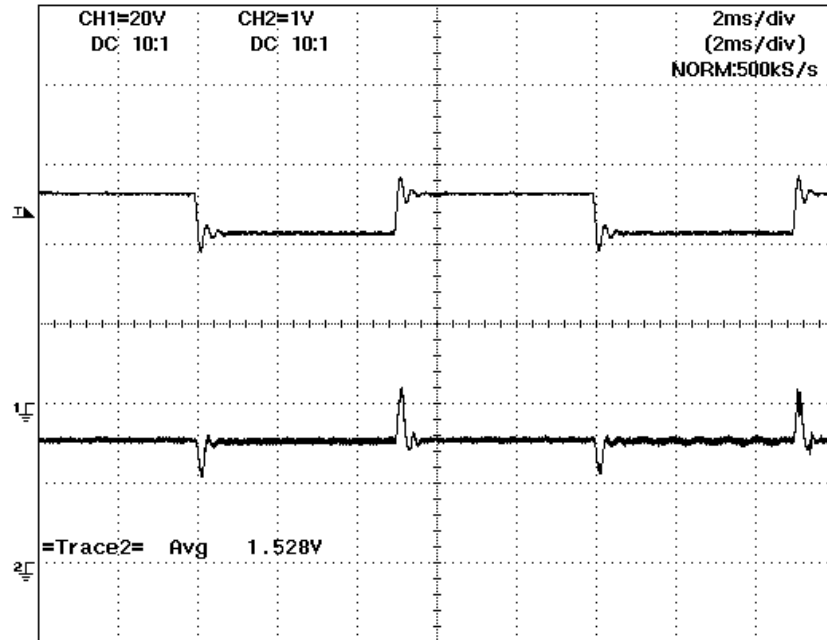
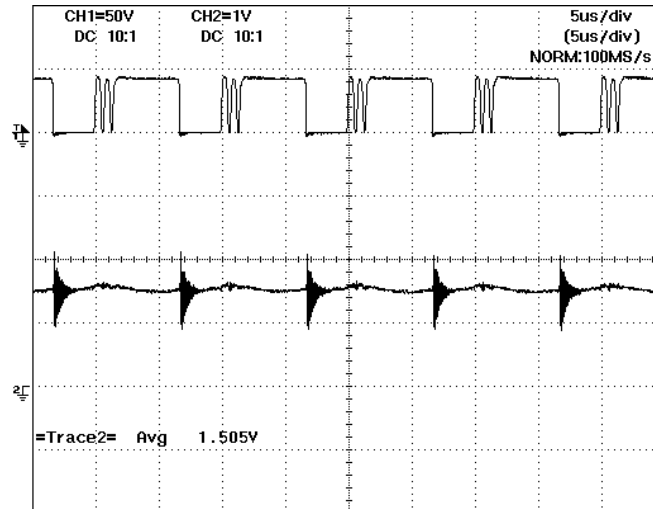


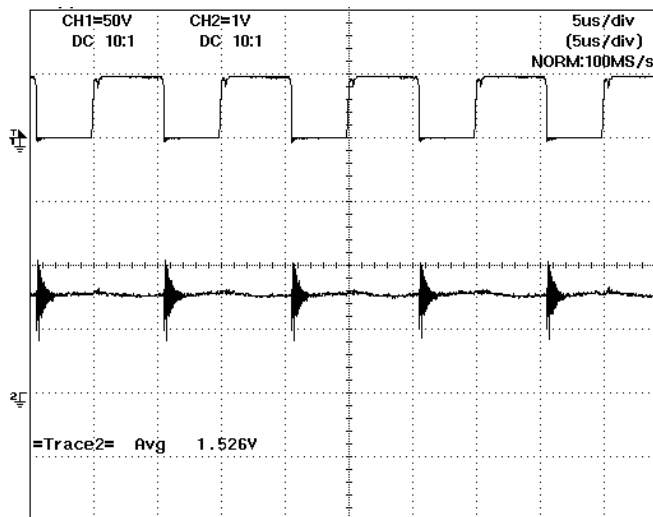
Figura 3.33 Respuesta experimental en lazo cerrado del convertidor reductor controlado magnéticamente con un compensador PI. Arriba (CH1): tensión de entrada mostrando un escalón de voltaje entre 44 V y 50 V. Abajo (CH2): corriente de salida por el LED. Escalas: 20 V/div, 1 A/div, 2 ms/div.

Como se puede observar se ha aplicado un cambio de voltaje de entrada entre 44 V y 50 V y se ha obtenido una respuesta con un tiempo de estabilización de alrededor de 4 ms, lo cual está en concordancia con el diseño del lazo cerrado del sistema.

Con el objetivo de verificar el comportamiento de cambio de la corriente de salida en diferentes puntos de operación del modo de conducción, se encuentra en la Figura 3.34 la respuesta tanto en el límite de MCC y en MCD.



(a)



(b)

Figura 3.34 Respuesta experimental en dos puntos de operación MCD. Arriba: tensión aplicada al filtro LC del convertidor (50 V/div). Abajo: corriente a través de la carga LED (1 A/div).

Como se puede observar en la Figura 3.34a, el convertidor se encuentra en MCD y el valor de corriente de salida en el LED en un valor de 1.5 A.. En la Figura 3.34b, el convertidor está en el límite de MCD y MCC alcanzando una corriente de salida promedio en el LED de 1.5 A.

3.5 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el control magnético para el caso de un convertidor DC-DC reductor que opera en MCD aplicado al control de carga LED. También se ha demostrado que es posible utilizar la inductancia de filtro del convertidor como parámetro de control para regular el voltaje o la corriente de salida, lo que se ha denominado control magnético (CM).

Se ha mostrado cómo el convertidor reductor se puede analizar tanto estática como dinámicamente con bastante buena precisión para modelar su comportamiento bajo CM. El modelo dinámico del convertidor reductor controlado magnéticamente resulta muy similar al conseguido con otros métodos de control, como el control por modo de voltaje o control por corriente programada.

Debido a que el convertidor opera en MCD, mantiene su comportamiento de primer orden exhibiendo un polo principal dado por la capacitancia del filtro y la resistencia equivalente de la carga. El CM introduce un segundo polo dado por la inductancia efectiva del devanado de bias y por la resistencia resultante de sumar la resistencia de salida de la fuente de corriente utilizada para manejar el bobinado de bias y la resistencia en serie del mismo bobinado de bias.

Los resultados experimentales obtenidos son consistentes con el modelo teórico del convertidor reductor con CM para el control de un driver DC-DC para iluminación LED. También se ha demostrado cómo el convertidor puede ser controlado en lazo cerrado con un compensador PI simple que se puede conseguir sobre la base de métodos de diseño convencionales. La medición experimental de la ganancia del lazo del convertidor y la respuesta de los saltos de voltaje de entrada concuerdan totalmente con el diseño de lazo cerrado del convertidor; esto debido a que el valor de los polos y ceros del sistema teórico se encuentran en el rango de los kHz por lo que la respuesta del sistema debe tener un tiempo de estabilización del orden de los milisegundos, lo cual se evidencia en la respuesta experimental.

También se concluye que la ventaja principal de utilizar CM es que se dispone de un parámetro adicional de control frente a los métodos convencionales. Entonces se pueden combinar varias técnicas a la vez para mejorar el comportamiento del convertidor. Igualmente, esta técnica podrá ser utilizada en una variedad de aplicaciones donde se

requieran convertidores DC-DC. Sin embargo, cada aplicación deberá ser analizada de manera teórica preliminarmente considerando todos sus componentes para desarrollar apropiadamente la técnica de control necesaria.

Existen muchas aplicaciones del uso de convertidores DC-DC y los métodos de control buscan mejorar el rendimiento en función de parámetros como la frecuencia, ciclo de trabajo y otros factores tales como reducir las pérdidas en las etapas del convertidor. La eficiencia para convertidores DC-DC reductores operando en MCD generalmente está entre el 80% y 97% [41]. En el caso del convertidor reductor DC-DC con carga LED implementado, considerando las pérdidas del convertidor en el IV, se ha conseguido valores de eficiencia entre el 90 y 95%, lo cual presenta características de rendimiento que cumplen con las normas de eficiencia aplicadas en iluminación LED tales como UNE-EN 60598, IEC-60598-1, IEC 62612.

El método de CM al conseguir niveles de rendimiento hasta un 95% en convertidores DC-DC aplicados al control de iluminación LED, cumple con los estándares de eficiencia para drivers de iluminación LED, por lo que se podrán reducir los niveles de consumo de energía en aplicaciones LED en un valor adicional del 5% respecto a los métodos de control tradicionales, con lo que se contribuye a la reducción de la huella de carbono al aplicarlo en sistemas de iluminación LED para edificios.

3.6 Referencias

- [25] S. M. Ahsanuzzaman ; Timothy McRae ; Mor M. Peretz ; Aleksandar Prodić; “Low-volume buck converter with adaptive inductor core biasing,” Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 335 – 339, 2012.
- [26] J. M. Alonso, M. A. Dalla Costa, M. Rico-Secades, J. Cardesín, J. Garcia, “Investigation of a New Control Strategy for Electronic Ballasts Based on Variable Inductor”, IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 55, N° 1, pp. 3-10, Jan. 2008.
- [27] L. Zhang, W. Hurley, W. Wölfle, “A New Approach to Achieve Maximum Power Point Tracking for PV System with a Variable Inductor”, in IEEE Int. Symp. Power Electronics 2010., pp. 948-952, 2010.
- [28] M. S. Perdigao, M. F. Menke, A. R. Seidel, R. A. Pinto, and J. M. Alonso, “A review on variable inductors and variable transformers: applications to lighting drivers,” in IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp. 531–547, Jan./Feb. 2016.
- [29] R. A. Pinto, J. M. Alonso, M.S. Perdigão, M.F. da Silva and R.N. do Prado, “A New Technique to Equalize Branch Currents in Multiarray LED Lamps Based on Variable

- Inductors” in IEEE Trans. Ind. Application., vol. 52, no. 1, pp. 521–530, Jan./Feb. 2016.
- [30] D. Medini, S. Ben-Yaakov, "A current-controlled variable-inductor for high frequency resonant power circuits", App. Power Electr. Conf. and Exp., pp. 219-225, vol. 1, 13-17 Feb. 1994.
- [31] A. Kislovski, "Quasi-linear Controllable Inductor", Proc. IEEE., vol. 75, no. 2, pp. 267-269, Feb. 1987.
- [32] J. M. Alonso, M. Perdigao, G. Z. Abdelmessih, M. A. Dalla Costa, Y. Wang, "SPICE Modeling of Variable Inductors and its Application to Single Inductor LED Driver Design," in IEEE Trans. on Ind. Electr., vol. 64, No. 7, 5894-5903, Jul. 2017.
- [33] J. M. Alonso, M. Perdigao, M. A. Dalla Costa, G. Martínez and R. Osorio, "Analysis and Experiments on a Single-Inductor Half-Bridge LED Driver with Magnetic Control," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 32, no. 12, 9179-9190.
- [34] I. Kolberg, D. Shmilovitz and S. S. Ben-Yaakov, "Ceramic capacitor controlled resonant LLC converters," 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, pp. 2162-2167, 2018.
- [35] S. S. Ben-Yaakov and I. Zeltser, "Ceramic capacitors: Turning a deficiency into an advantage," 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, pp. 2879-2885, 2018.
- [36] S. Borafker, M. Drujin and S. S. Ben-Yaakov, "Voltage-Dependent-Capacitor Control of Wireless Power Transfer (WPT)," 2018 IEEE International Conference on the Science of Electrical Engineering in Israel (ICSEE), Eilat, Israel, pp. 1-4, 2018.
- [37] T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook," Kg, Magnetics, Inc., 2004.
- [38] J. M. Alonso, M. Perdigão, M. A. Dalla Costa, S. Zhang, Y. Wang; "Variable inductor modeling revisited: The analytical approach," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 895-902, 2017.
- [39] J.M. Alonso; "LED Lighting and Drivers," Amazon KDP, 2019.
- [40] M. K. Kazimierczuk; Pulse Width Modulated DC-DC Power Converters. Wiley, 2008.
- [41] V. Singh and A. N. Tiwari, "A Research of Efficiency Characteristic for Buck Converter," 2nd International Conference on Industrial Mechatronics and Automation, pp. 232-235, 2010.

Capítulo 4

Convertidores DC-DC SIMO para Control de Iluminación LED

Contenidos

4. Convertidores DC-DC SIMO con Configuración Paralelo para Control de Iluminación LED.	131
4.1 Técnica SIMO.....	131
4.2 Convertidores DC-DC SIMO	132
4.2.1 Arquitectura de Convertidores DC-DC SIMO	133
4.2.2 Cruce de Regulación.....	134
4.2.3 Convertidor SIMO con Control por Multiplexación de Tiempo en MCD .	135
4.2.4 Convertidor SIMO con Control Pseudo MCC/MCD.....	139
4.2.5 Convertidor SIMO con Control Ordenado de Distribución de Potencia	142
4.2.6 Convertidor SIMO con Control Adaptativo de Recuperación de Energía .	144
4.2.7 Convertidor SIMO con Control por Modo de Conservación de Energía ...	145
4.3 Convertidores SIMO para aplicaciones de iluminación LED	147
4.3.1 Convertidor LED SIMO de Una Sola Etapa AC/DC.....	147
4.3.2 Convertidor LED SIMO Libre de Capacitor	150
4.3.3 Driver LED Dimerizable SIMO con Convertidor Reductor.....	152
4.3.4 Driver LED de Múltiple Canal con Un Solo Inductor para Aplicaciones de Displays de Iluminación de Fondo.....	155
4.3.5 Convertidor SIMO LED de Alta Precisión y Rango Completo de Dimerización	156
4.3.6 Convertidor CFP SIMO LED sin Capacitor Electrolítico	160
4.3.7 Convertidor SIMO de Arreglos en Paralelo para Dimerización LED con Optimización de Voltaje de Bus Local	161
4.3.8 Convertidor SIMO LED Multicanal de Alta Eficiencia.	164
4.3.9 Convertidor Reductor SIDO LED con Control Digital Quasi-Histérico	166
4.3.10 Convertidor SIMO Solar para iluminación LED	169
4.3.11 Comparación de Convertidores DC-DC SIMO en Paralelo	173
4.3.12 Posibilidades de Control del Convertidor SIMO con Control Magnético ..	175

4.4	Control de Convertidores DC-DC SIMO en paralelo usando Control Magnético para iluminación LED.....	176
4.4.1	Convertidores DC-DC SIMO en Paralelo.....	177
4.4.2	Convertidor DC-DC SIMO Reductor en Paralelo con Carga LED	178
4.4.3	Análisis del Convertidor DC-DC Reductor SIMO LED con Carga LED ..	178
4.4.4	Diseño del inductor	182
4.4.5	Ejemplo de Diseño	182
4.4.6	Diseño del sistema de control Duty	183
4.4.7	Diseño del sistema secuencial para tres canales	183
4.4.8	Esquema del Convertidor DC-DC SIMO con MC para Iluminación LED	186
4.4.9	Esquemas de los Drivers del Convertidor DC-DC SIMO con CM	187
4.4.10	Simulación del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM.....	190
4.4.11	Prototipo implementado.....	196
4.4.12	Verificación Experimental	199
4.4.13	Construcción del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM.....	205
4.4.14	Contribución de la Investigación	206
4.4.15	Modelado del Convertidor DC-DC SIMO Reductor de Tres Canales usando Python Spider	207
4.4.16	Conclusiones.....	209
4.5	Referencias.....	210

4. Convertidores DC-DC SIMO con Configuración Paralelo para Control de Iluminación LED

En este capítulo se presenta una revisión de las técnicas de control utilizadas en convertidores DC-DC basadas en el método “Una sola entrada y múltiples salidas” conocida como SIMO por las siglas de sus términos en inglés (*Single Input Multiple Output*) [42]. Esta técnica SIMO es ampliamente utilizada en aplicaciones digitales tales como la multiplexación de canales, selección de frecuencias, radiación de una sola antena de radiofrecuencia (RF) hacia un arreglo de antenas receptoras, comunicaciones digitales en varios canales, etc., y en electrónica de potencia ampliamente usada en convertidores que trabajan con un solo inductor como elemento de control en la entrada para el control de múltiples salidas de corriente o voltaje, también denominada SIMO por las siglas en inglés (*Single Inductor Multiple Output*), haciendo referencia al control de corriente de varias cargas dependiendo de un sólo inductor. En el caso de convertidores DC-DC para iluminación LED, la técnica SIMO está siendo utilizada en el ámbito de control de corriente de salida de arreglos de LEDs para conseguir un flujo eficiente de luminosidad y permitir que cada lazo de corriente en los arreglos de LEDs esté trabajado en los puntos de operación correctos para conseguir por ejemplo la maximización de la eficiencia, control de flujo luminoso, temperatura de color y brillo, entre otros.

4.1 Técnica SIMO

La técnica SIMO se fundamenta en la caracterización del comportamiento de múltiples salidas de un sistema en función del valor o de las características específicas de un solo parámetro de entrada. La Figura 4.1 muestra un esquema general de la técnica SIMO.

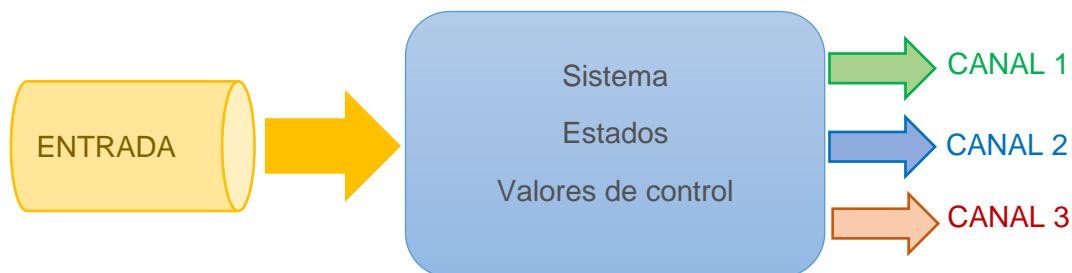


Figura 4.1 Esquema general de la técnica SIMO.

4.2 Convertidores DC-DC SIMO

Las implementaciones tradicionales de convertidores DC-DC son diseñadas de manera que para conseguir N cantidad de salidas de voltaje o corriente sea necesario N cantidad de convertidores DC-DC reductores en paralelo tal como muestra la Figura 4.2. En este esquema se consigue alta eficiencia debido a las características inherentes del convertidor DC-DC reductor para la distribución de los niveles de voltaje y corriente. El inconveniente es que con esta topología se requieren N número de inductores y N convertidores reductores en el sistema electrónico de potencia, incrementando el coste de los dispositivos, así como su tamaño [42].

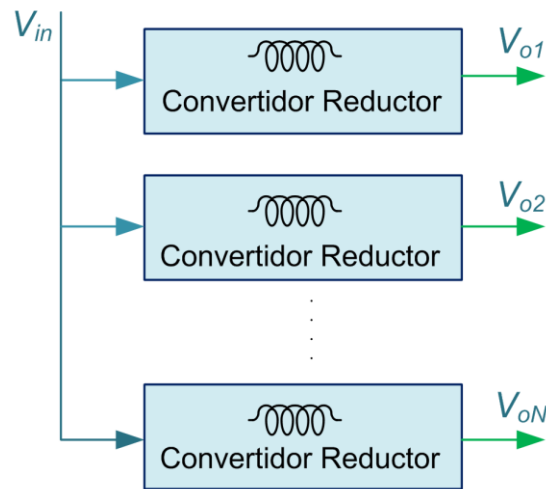


Figura 4.2 Generación de múltiples salidas con convertidores reductores.

El objetivo de implementar la técnica SIMO en convertidores DC-DC es evitar la necesidad de utilizar un número N de convertidores, por lo tanto N número de inductores para el control de cada salida requerida [43], para conseguir así mismo reducir el coste del sistema de control, tamaño del convertidor, pérdidas y en definitiva mejorar los métodos usados para la optimización de la energía.

Un convertidor DC-DC SIMO es capaz de generar simultáneamente N voltajes de salida tal como lo muestra la Figura 4.3, adoptando un solo inductor y un solo convertidor SIMO en el sistema electrónico de potencia, de modo que los voltajes de salida $V_{o1} - V_{oN}$ puedan ser regulados de manera correcta distribuyendo la energía almacenada en el inductor a cada salida de voltaje [42].



Figura 4.3 Esquema general de la técnica SIMO para convertidores DC-DC.

4.2.1 Arquitectura de Convertidores DC-DC SIMO

La arquitectura simplificada de un convertidor SIMO que puede ser dividido en dos bloques, uno el de etapa de potencia y el otro el del controlador, se muestra en la Figura 4.4. El esquema es implementado con un convertidor DC-DC reductor donde el conmutador del lado de alta potencia M_H implementado con un MOSFET, junto al conmutador del lado de baja potencia MOSFET M_L y el inductor L controlan la energía adquirida de la fuente de entrada V_{in} y la almacenan en el inductor.

En los convertidores SIMO se adoptan N conmutadores adicionales para distribuir apropiadamente la energía almacenada a las N salidas $V_{o1} - V_{oN}$. De esta manera se pueden generar N niveles de voltaje diferentes consiguiendo alcanzar los requerimientos de una gran variedad de aplicaciones [42].

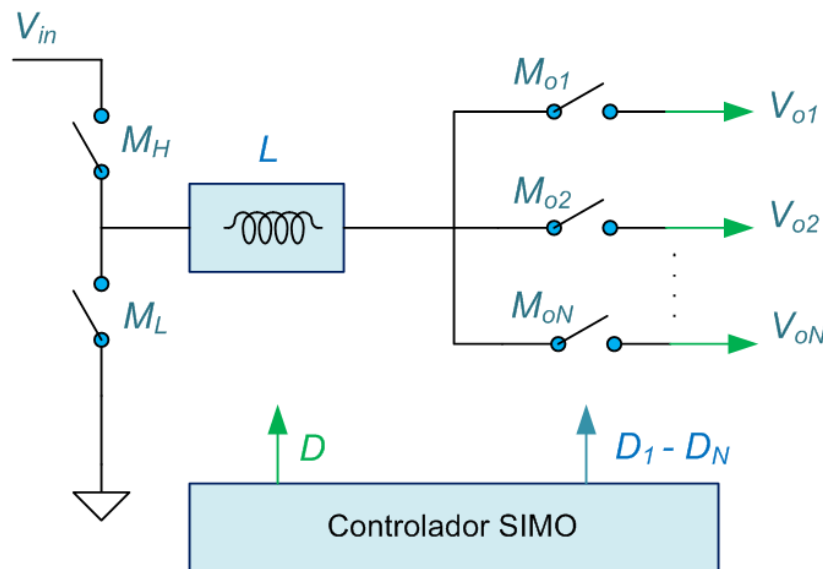


Figura 4.4 Convertidor DC-DC SIMO Reductor en configuración paralelo.

El reto principal de un controlador SIMO es la activación y desactivación de los conmutadores del sistema en los períodos de tiempo correspondientes. Las señales de control de ciclo de trabajo o Duty D , $(1 - D)$, y $D_1 - D_N$ se deben generar para controlar los conmutadores de potencia M_H y M_L , así como los conmutadores de salida $M_{o1} - M_{oN}$ respectivamente para la regulación de voltaje de cada salida. Como se puede observar es de vital importancia seleccionar el método de control adecuado para realizar el control de conmutación en el diseño del controlador para determinar los ciclos de trabajo de todos los conmutadores de acuerdo a un pre-diseño de la secuencia para las rutas de energía o secuencia de rutas de carga [42].

4.2.2 Cruce de Regulación

En un convertidor SIMO todas las salidas comparten un solo inductor por lo que ocasionalmente puede ocurrir interferencia entre cada una de éstas. La Figura 4.5 muestra el efecto que puede producir la energía acumulada en un solo inductor o la insuficiente energía del mismo, a este comportamiento se conoce como cruce de regulación en un convertidor SIMO [42].

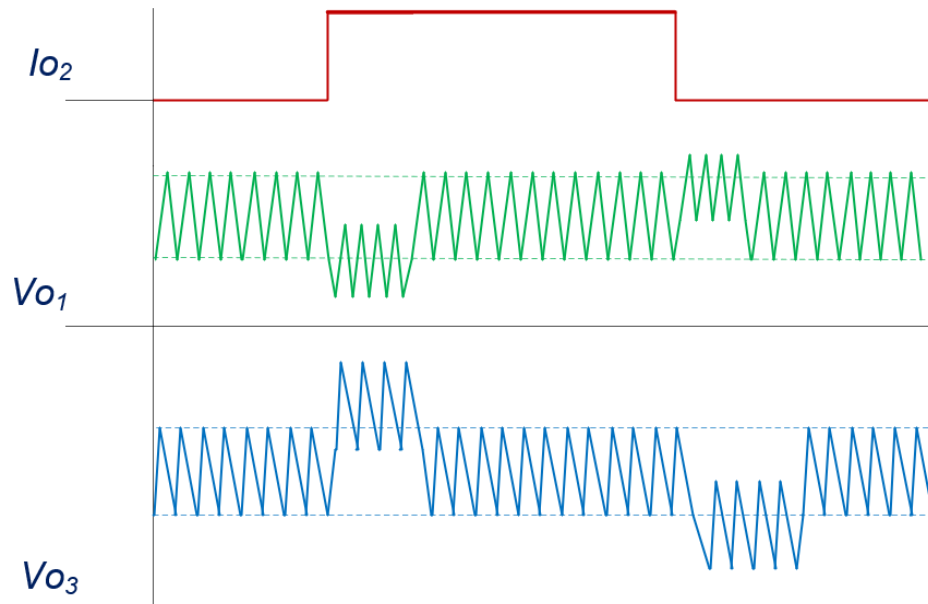


Figura 4.5 Cruce de regulación en convertidores SIMO.

Como se puede observar, en Figura 4.5 el efecto producido cuando la variación de corriente de carga ocurre en V_{o2} mientras I_{o1} e $I_{o3} - I_{oN}$ permanecen constantes, V_{o2} resulta en caídas y subidas de tensión (*undershoot* y *overshoot*) para cargas altas, lo cual es similar a una respuesta similar en un convertidor reductor de una sola salida. Sin embargo, también se producen variaciones de voltaje no intencionales en V_{o1} y $V_{o3} - V_{oN}$. A estas variaciones no intencionales se las conoce como Cruce de Regulación, el cual puede ser definido como la relación de la variación de voltaje de una salida sin una variación de carga frente a variación de corriente de una salida específica.

Una variación de corriente de carga instantánea en una salida específica rompe la secuencia de entrega de energía balanceada en estado estable del convertidor SIMO. La energía almacenada en el inductor no satisface la demanda instantánea, así mismo el incremento y reducción de los niveles de corriente del inductor al nuevo nivel balanceado en un corto período se dificulta debido al ancho de banda reducido, por lo cual se producen variaciones de voltaje en todas las salidas ocasionando cruce de regulación.

El desafío de diseño de convertidores SIMO radica en la minimización del cruce de regulación. A continuación, algunos métodos de control que se han reportado se presentan en los siguientes apartados, tanto de la utilización de convertidores SIMO en aplicaciones generales, así como un enfoque más extenso para el caso del control de convertidores DC-DC para iluminación LED.

4.2.3 Convertidor SIMO con Control por Multiplexación de Tiempo en MCD

El control por multiplexación de tiempo (MT) es presentada en [43] y se implementa sobre un convertidor elevador operando en modo de conducción discontinua (MCD), donde inicialmente se realiza una consideración específica de comportamiento del convertidor para dos salidas. La Figura 4.6 muestra el esquema del planteamiento general de la técnica SIMO para convertidores DC-DC aplicado para el caso de dos salidas.

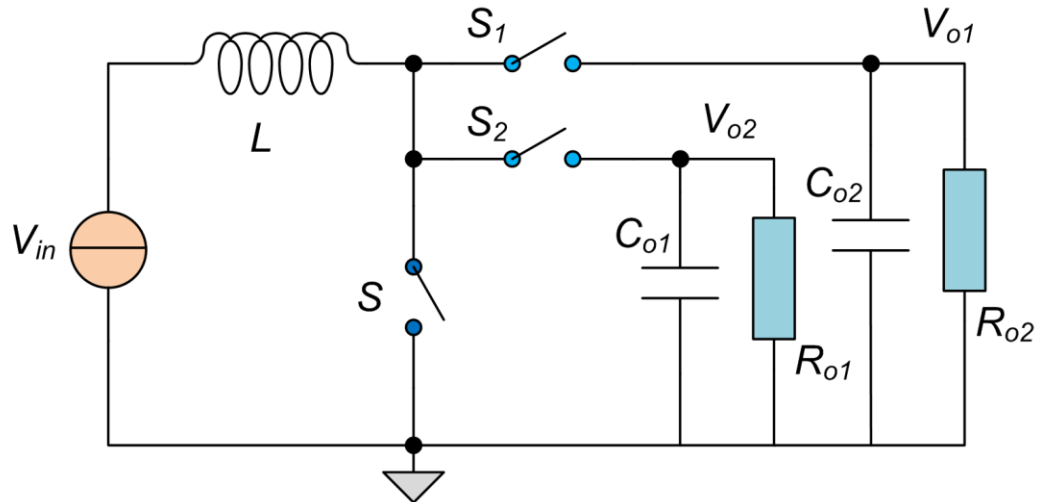


Figura 4.6 Convertidor SIMO con control por multiplexación de tiempo en MCD.

En este esquema se debe considerar que se disponen de dos fases (ϕ_1 y ϕ_2) complementarias de igual duración respecto a la fuente V_{in} de tal manera que durante $\phi_1 = 1$, S_2 se abre y no circula corriente en la salida V_{o2} . A continuación, primero S está cerrado, la corriente del inductor I_L se incrementa hasta que expire D_{1aT} .

Durante D_{2aT} se abre S_1 y S está cerrado para derivar la corriente del inductor en la salida V_{o1} . Un detector de corriente cero, mide la corriente del inductor y cuando ésta va hacia cero el convertidor entra a D_{1cT} y S se abre nuevamente. La corriente del inductor se mantiene en cero hasta que $\phi_2 = 1$.

Durante el intervalo en el cual se tiene $\phi_2 = 1$ la corriente del inductor es multiplexada dentro de la salida V_{o2} . Se repiten las mismas características de conmutación para el subconvertidor 2 y las dos salidas se regulan alternadamente. La Figura 4.7 muestra el comportamiento de la corriente del inductor y la forma de las salidas de acuerdo a la señal de las fases descritas anteriormente.

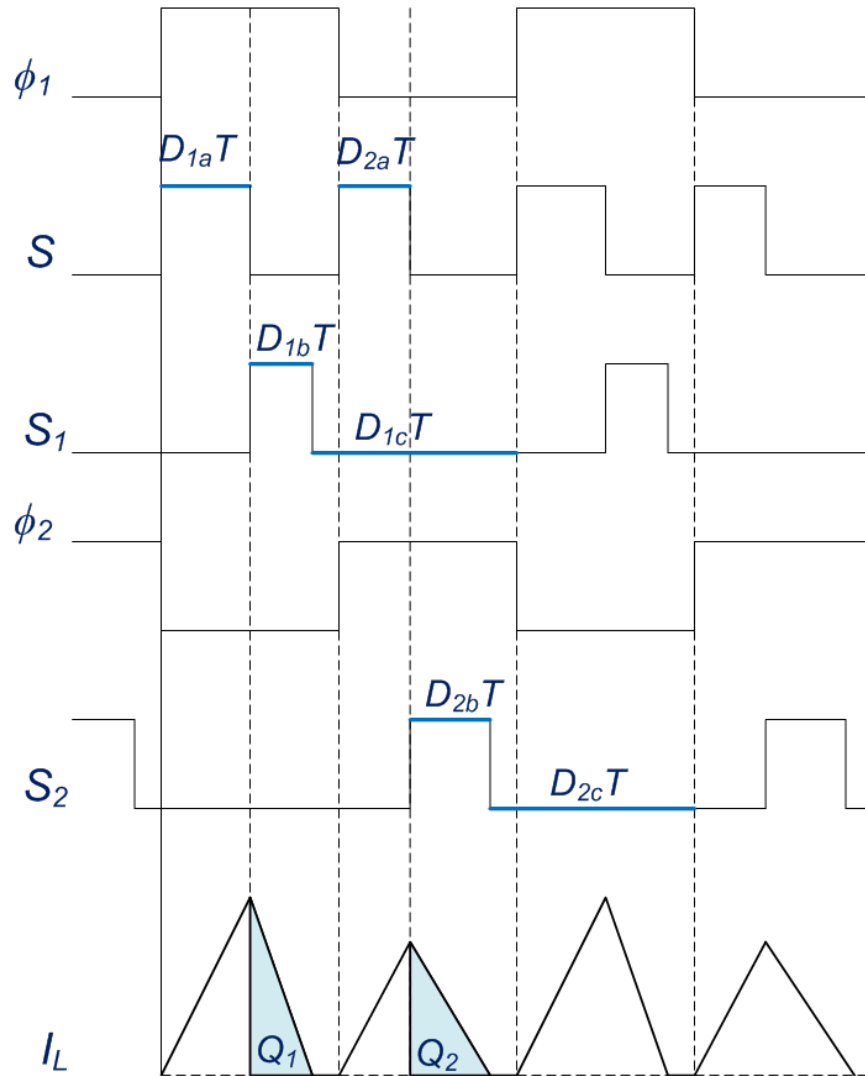


Figura 4.7 Diagrama de tiempos en estado estable del convertidor SIMO con control por multiplexación de tiempo en MCD.

La operación del esquema del convertidor en esta técnica es crítica si se está trabando en el límite de operación de modo de conducción continua (MCC) y MCD tal como lo muestra la Figura 4.8a. Por otro lado, la Figura 4.8b muestra el comportamiento de la corriente de salida de la etapa 1 del convertidor, lo cual es un problema puesto que si existe una afectación en el voltaje de una salida por el cambio de carga de la otra salida se produce un cruce de regulación, lo cual puede hacer que el sistema tenga un comportamiento inestable.

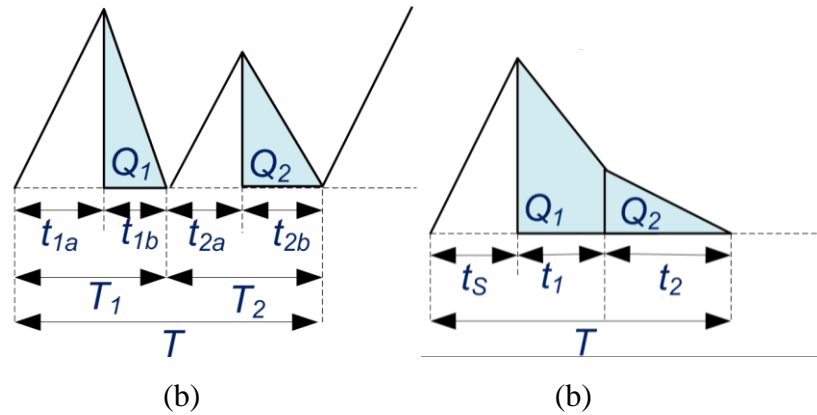


Figura 4.8 Corriente del inductor (a) en el límite de MCC y MCD. (b) Corriente del inductor considerando el cruce de regulación de las salidas.

En base a este aspecto, el convertidor debe trabajar siempre en MCD, de tal manera que la corriente del inductor llegue a cero antes de cambiar entre una salida y otra para eliminar el cruce de regulación de las salidas. La Figura 4.9 muestra el esquema de la solución propuesta mediante la multiplexación por tiempos haciendo trabajar al convertidor elevador en MCD para N salidas.

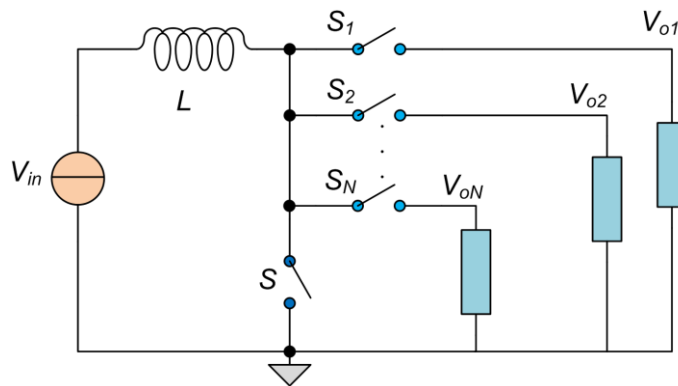


Figura 4.9 Convertidor SIMO con control por multiplexación de tiempo en MCD para N salidas.

En este esquema usando multiplexación por tiempo, el mismo convertidor se puede extender para tener hasta N salidas. Así mismo con esta técnica se establece que los ciclos de trabajo se pueden asignar de acuerdo a los requerimientos de las cargas correspondientes en cada salida. Esta técnica también puede implementarse en convertidores tipo reductor y/o flyback para cubrir diferentes requerimientos de sistemas de potencia. La Figura 4.10 muestra el diagrama de tiempos de la respuesta en estado estable del convertidor.

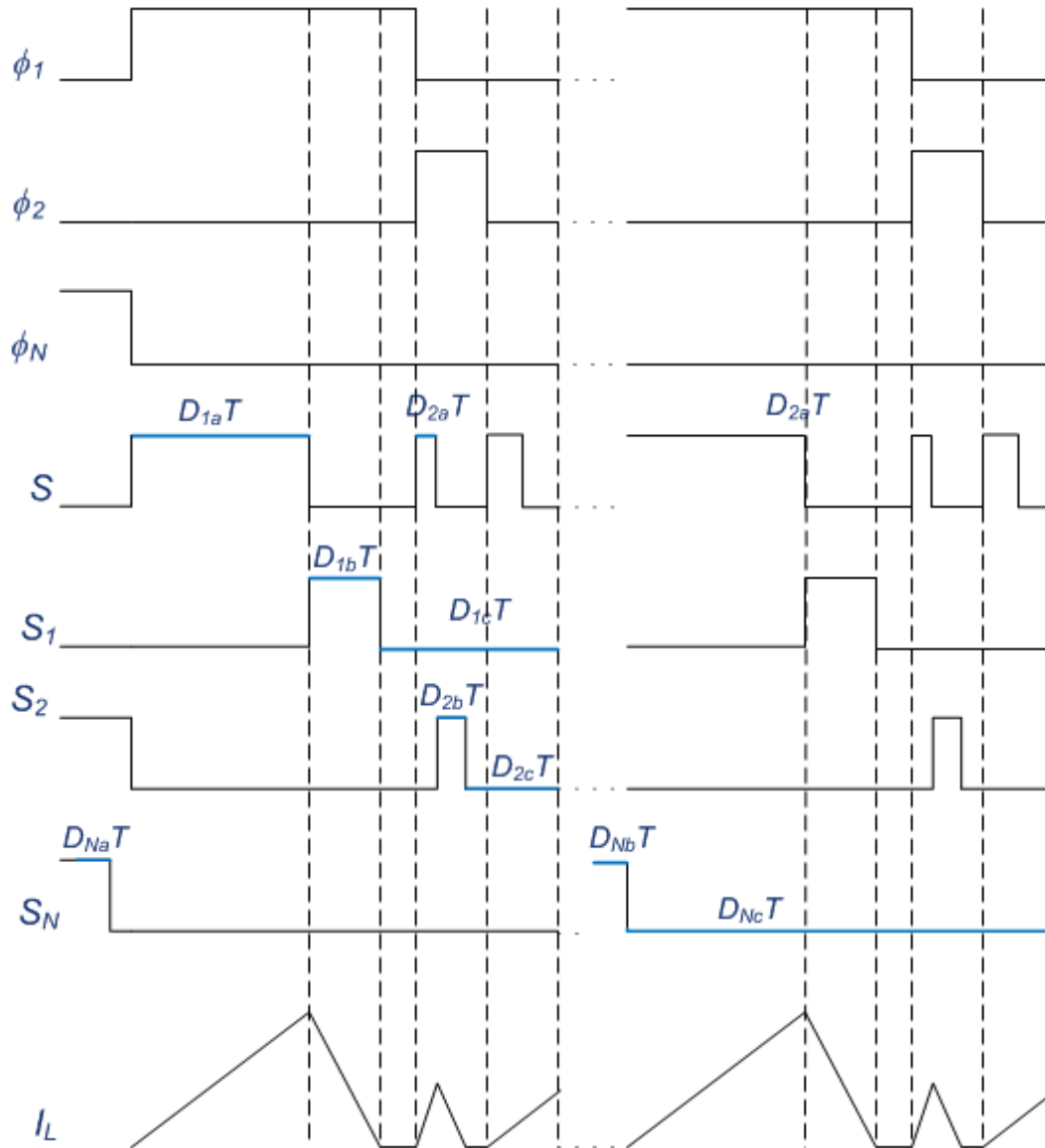


Figura 4.10. Diagrama de tiempos en estado estable del convertidor.

4.2.4 Convertidor SIMO con Control Pseudo MCC/MCD

Muchos controladores de múltiples salidas tienen el problema de cruce de regulación. En el trabajo presentado en [42][52]-[54] se destaca que se busca reducir este problema haciendo trabajar a un convertidor DC-DC reductor en MCC para conseguir no sólo la supresión de cruce de regulación sino también la capacidad de manejar el estrés de corriente en cargas pesadas. La Figura 4.11 muestra el esquema del planteamiento de la técnica SIMO con control Pseudo MCC/MCD (PMCC/PMCD) para convertidores DC-DC aplicado para el caso de dos salidas.

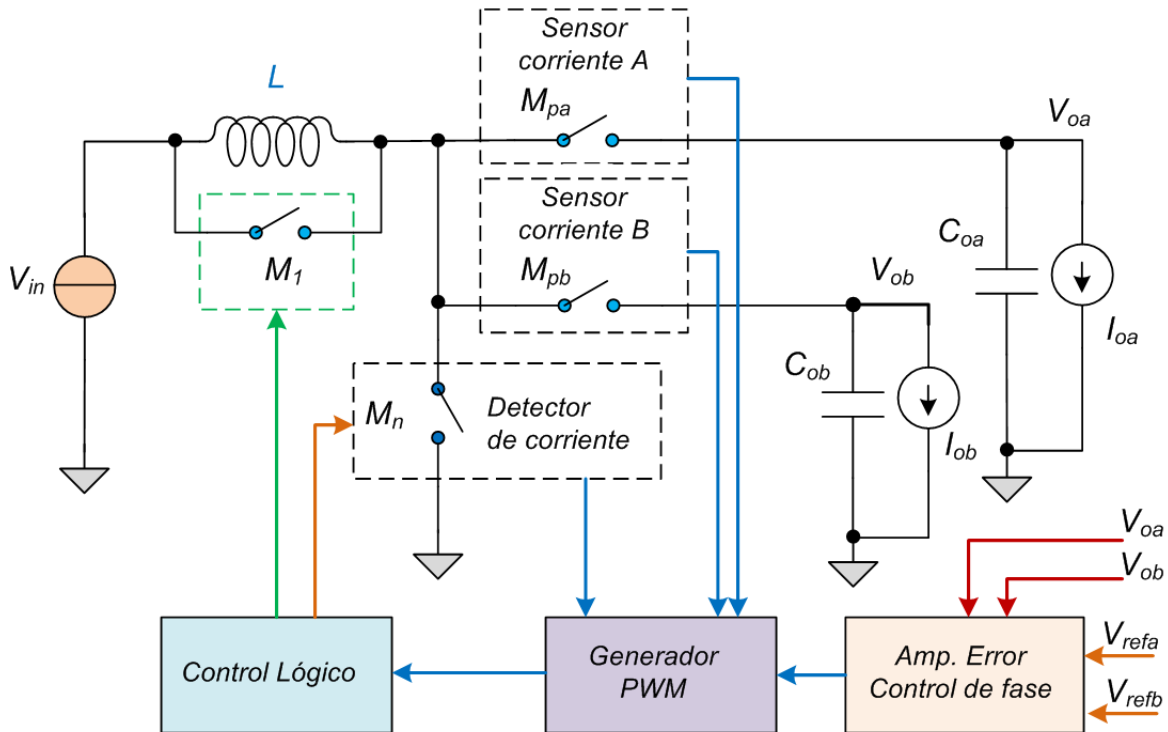


Figura 4.11 Convertidor SIMO con control Pseudo PMCC/PMDC.

Para conseguir el comportamiento de la técnica PMCC/PMCD, cuando el convertidor está trabajando en modo MCD, se incrementa una corriente de DC I_{dc} a la salida del convertidor, por lo que se consigue el resultado de la corriente del inductor que muestra la Figura 4.12.

El conmutador M_1 cumple la función de suprimir los efectos de cruce de regulación y se activa durante el tiempo establecido $\Delta D_a T$ y $\Delta D_b T$ para cortocircuitar al inductor.

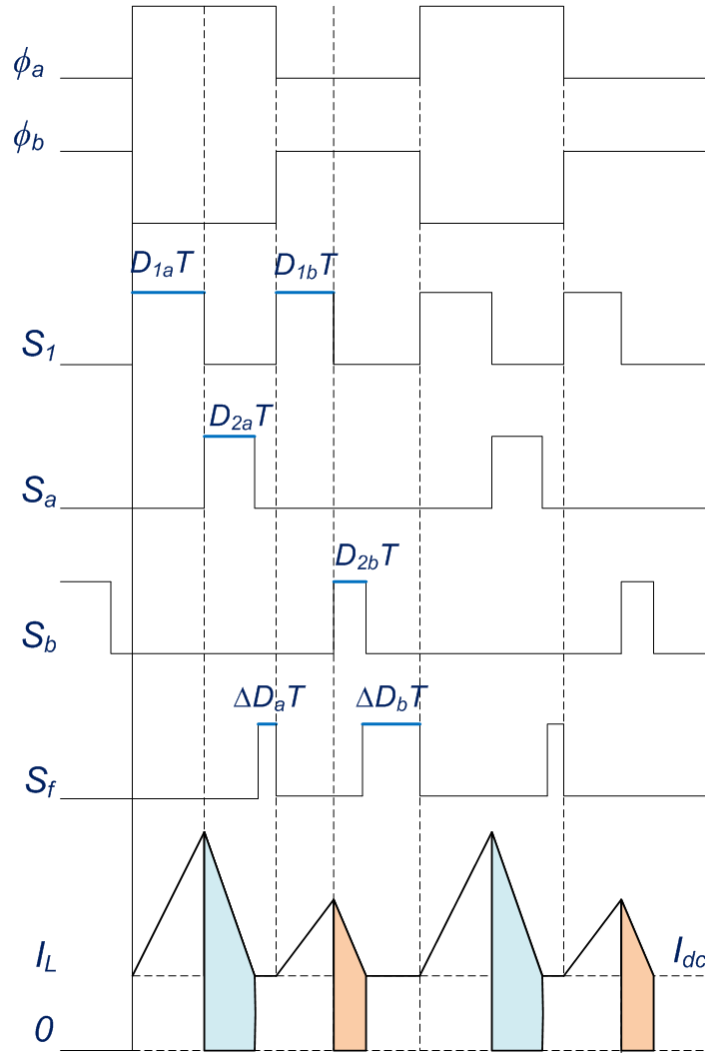


Figura 4.12 Diagrama de tiempos en estado estable del Convertidor SIMO PMCC/PMCD.

Las salidas del convertidor PMCC comparten el mismo inductor L , las mismas que trabajan alternadamente en las fases ϕ_a y ϕ_b . Durante la $\phi_a = 1$ el conmutador S_b está apagado y no fluye corriente en la salida V_{ob} , mientras S_1 se enciende primero. La rampa de corriente del inductor I_L crece de acuerdo a V_g/L desde una corriente predefinida I_{dc} hasta que $D_{1a}T$ termine. Durante $D_{2a}T$, S_1 se apaga y S_a se activa. La rampa de la corriente del inductor decrece de acuerdo a $-(V_{oa} - V_g)/L$ y circula en la salida V_{oa} . Cuando I_L se reduce hasta I_{dc} , el conmutador S_a se desactiva. El conmutador M_1 se activa, cortocircuitando el inductor y forzando a que la corriente del inductor circule a través de L y M_1 . Cuando $\phi_b = 1$ la salida V_{oa} se desactiva y se repite el proceso de conmutación descrito anteriormente para la salida V_{ob} .

4.2.5 Convertidor SIMO con Control Ordenado de Distribución de Potencia

La técnica de control ordenado de distribución de potencia (CODP) es presentada en [42][52]-[54] aplicada a SIMO, con la cual se busca conseguir una distribución apropiada de la energía a cada salida. La Figura 4.13 muestra el esquema de la técnica CODP en el convertidor SIMO.

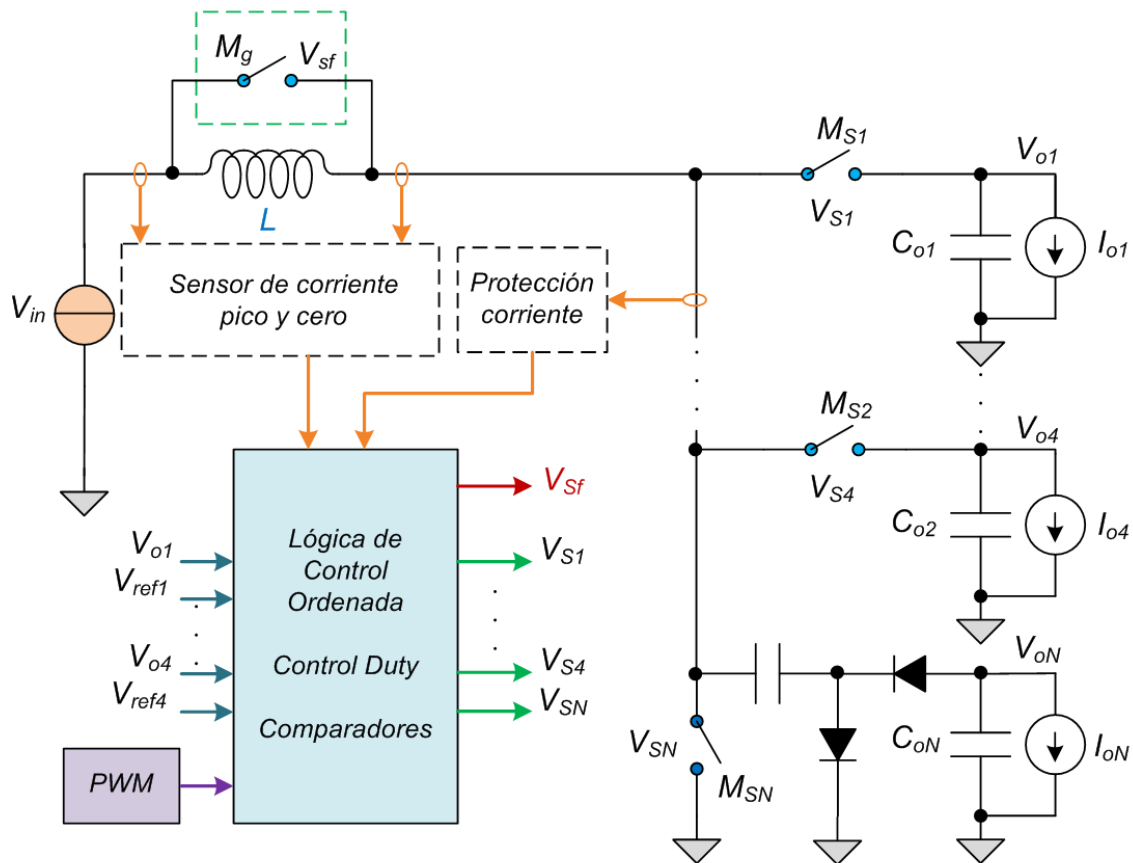


Figura 4.13 Convertidor SIMO CODP.

Cuatro salidas $V_{o1} - V_{o4}$ se proveen con voltaje de salida positivo mientras que la salida V_{oN} genera una salida negativa con la ayuda de un circuito de carga que se consigue con las rutas de energía entregada de la estructura del convertidor SIMO en [42][54]. El conmutador S_X se utiliza para proveer la ruta de carga de energía para el inductor L en el inicio de cada ciclo de conmutación PWM. Los conmutadores S_1 a S_4 entregan la energía las salidas $V_{o1} - V_{o4}$ respectivamente.

El estado de operación libre de circulación también puede ser activado mediante la activación del conmutador S_f para garantizar la operación estable del convertidor SIMO. La salida de voltaje V_{o1} se configura como la más alta en el orden y es utilizada para manejar los voltajes reductores de los conmutadores de potencia tipo P. La regulación de voltaje de V_{o1} a V_{o3} se consigue usando tres comparadores (CP) y la modulación de error en lazo cerrado es solo realizada con la salida V_{o4} .

En esta técnica se consigue la distribución de energía de múltiples salidas en el convertidor SIMO con cinco niveles de voltaje de salida distintos. Adicionalmente la red de compensación es reducida a una sola, manteniendo el esquema original de un convertidor reductor de una sola salida. La Figura 4.14 muestra la operación del control CODP en SIMO.

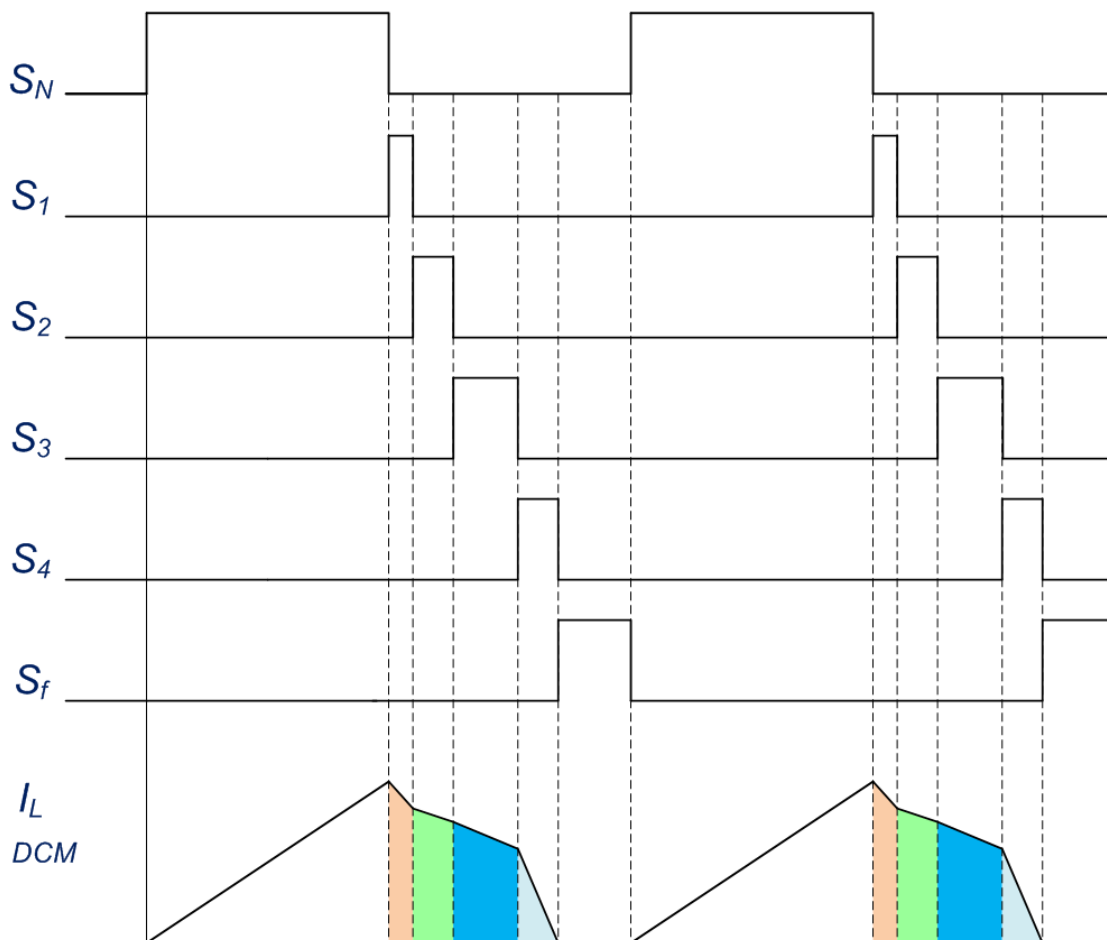


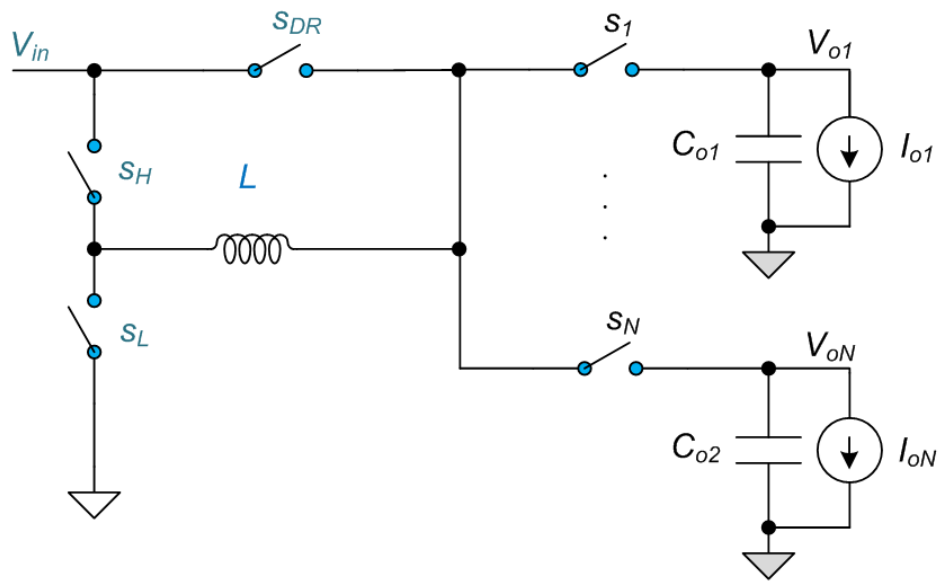
Figura 4.14 Esquema de Control SIMO CODP.

El inductor L se carga al valor de pico debido a la operación PWM, lo cual es determinado por el lazo cerrado lineal en el inicio de cada ciclo de conmutación. Cuando la corriente del inductor alcanza el nivel de pico, el inductor comienza a descargarse por el control del comparador. La energía será entregada a cada salida de voltaje V_{o1} a V_{o4} secuencialmente. El resto de la energía transferida a V_{o4} afectará a su nivel de voltaje, por lo que el lazo cerrado lineal puede ser establecido para realizar el control preciso de energía.

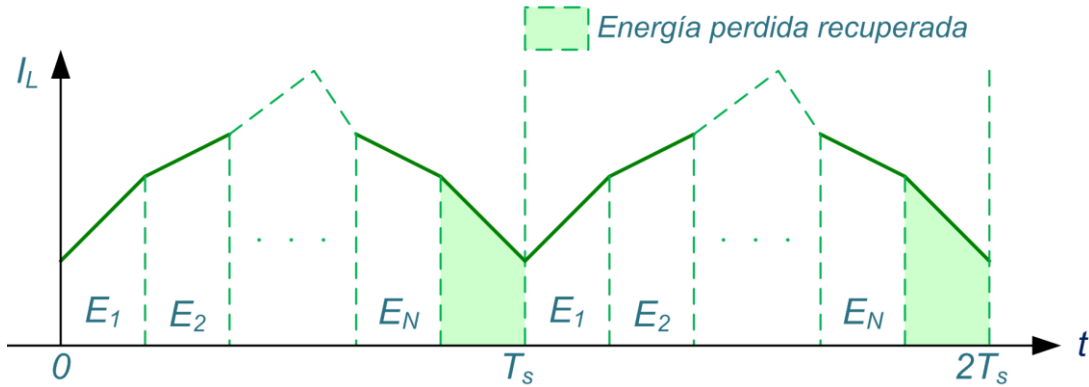
De esta manera el amplificador operacional implementado en la ruta de realimentación de V_{o4} puede ajustar el nivel de pico de corriente al siguiente ciclo de conmutación PWM para asegurar la distribución de energía apropiada en el convertidor SIMO OPDC.

4.2.6 Convertidor SIMO con Control Adaptativo de Recuperación de Energía

Esta técnica es propuesta para conseguir bajo cruce de regulación y eliminar pérdidas de potencia del estado libre de circulación. En el trabajo presentado en [42][52]-[55] se propone un tiempo de duración de recuperación de energía que es la realimentación controlada por el ciclo de trabajo de la carga dependiente. Durante este intervalo de recuperación de energía se produce el desacoplamiento de los canales de salida, siendo similar a un intervalo de condiciones transitorias. La Figura 4.15a muestra el esquema del Convertidor SIMO con Control Adaptativo de Recuperación de Energía (CARE).



(a)



(b)

Figura 4.15 Convertidor SIMO CARE.

El conmutador S_{DR} se introduce para formar la ruta de recuperación de energía. Las formas de operación se ilustran en la Figura 4.15b. Al inicio de un ciclo de trabajo la energía es alojada en cada una de las salidas en secuencia. Después de que cada salida obtiene una energía adecuada se activa el tiempo de recuperación de energía en el ciclo de conmutación remanente. La corriente del inductor circula a través de S_L , L y S_{DR} retorna a la fuente de entrada para la recuperación de energía. Es decir, la suficiente energía almacenada en el inductor puede afrontar cualquier cambio de todas las entradas. Así mismo, la energía recuperada regresa a la fuente de entrada para reutilización de energía; sin embargo, se debe destacar que las resistencias asociadas a S_L y S_{DR} cuando están activadas producen pérdidas de potencia de larga conducción, por lo que con esta técnica se asegura la estabilidad del controlador y la reducción de cruce de regulación a costo de tener menor eficiencia de conversión de potencia.

4.2.7 Convertidor SIMO con Control por Modo de Conservación de Energía

En esta técnica se propone el control por modo de conservación de energía (CMCE) que es una mejora al método CARE. En [42][52]-[56][57] se destaca que con CMCE se reorganizan las rutas de energía de acuerdo a las condiciones de carga de todas las salidas, así como se logra eliminar el estado libre de circulación manteniendo alta eficiencia y bajo cruce de regulación. La Figura 4.16 muestra la topología del convertidor SIMO controlado por CMCE.

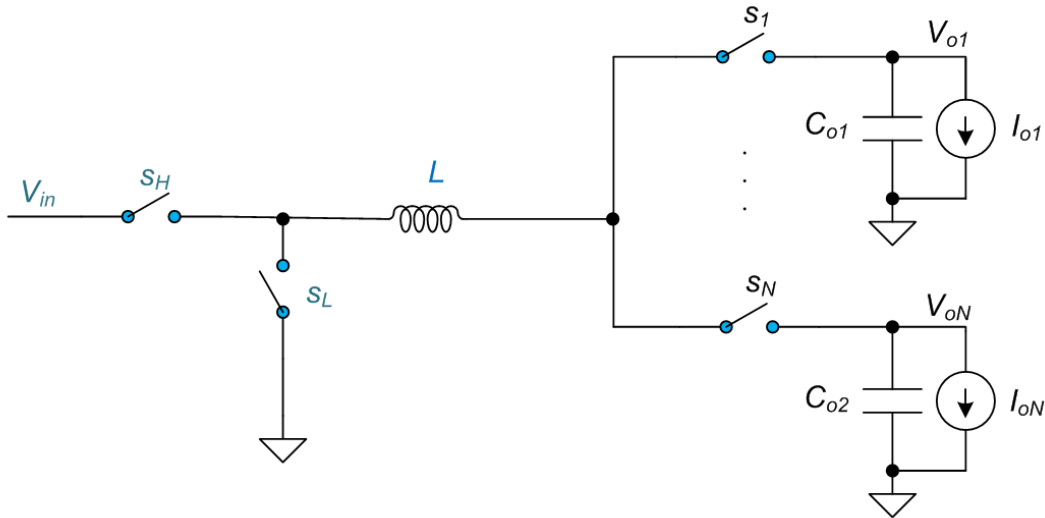


Figura 4.16 Convertidor SIMO CMCE.

Como se puede observar en la Figura 4.16, no se incluyen conmutadores adicionales y en esta topología se dispone de $2N$ rutas de energía, que incluyen N rutas de carga del inductor a través del conmutador de potencia S_H , así como N rutas de descarga del inductor a través del conmutador S_L . Combinando tres rutas con todos los saltos positivos y negativos en un ciclo de trabajo, se construye la forma de onda de la corriente del inductor para la técnica CMCE tal como se muestra en la Figura 4.17.

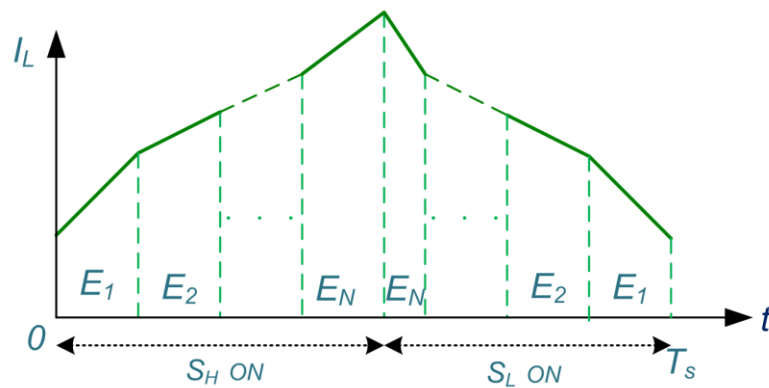


Figura 4.17 Formas de onda de corriente de inductor en el Convertidor SIMO CMCE.

Cuando S_H se activa y S_L está desactivado se carga la corriente del inductor y la energía es alojada en secuencia desde la primera salida hasta la última salida. Cuando S_H se desactiva y S_L está activado la corriente del inductor es descargada y la energía es alojada en secuencia desde la última salida hasta la primera. De esta manera el método de control CMCE utiliza

la superposición de N corrientes del inductor en diferentes niveles de corrientes. Los niveles de energía $E_1 - E_N$ son superpuestos desde la capa inferior hasta la superior para construir la forma de onda de corriente del inductor.

Respecto a la corriente del inductor promedio $I_{Lavg-CMCE}$ es igual a la corriente total de carga, de modo que no es necesario incrementar la corriente del inductor por lo que se reducen las pérdidas de potencia de conducción. La Figura 4.18 muestra la forma de onda del inductor usando CMCE para un convertidor SIMO de dos salidas.

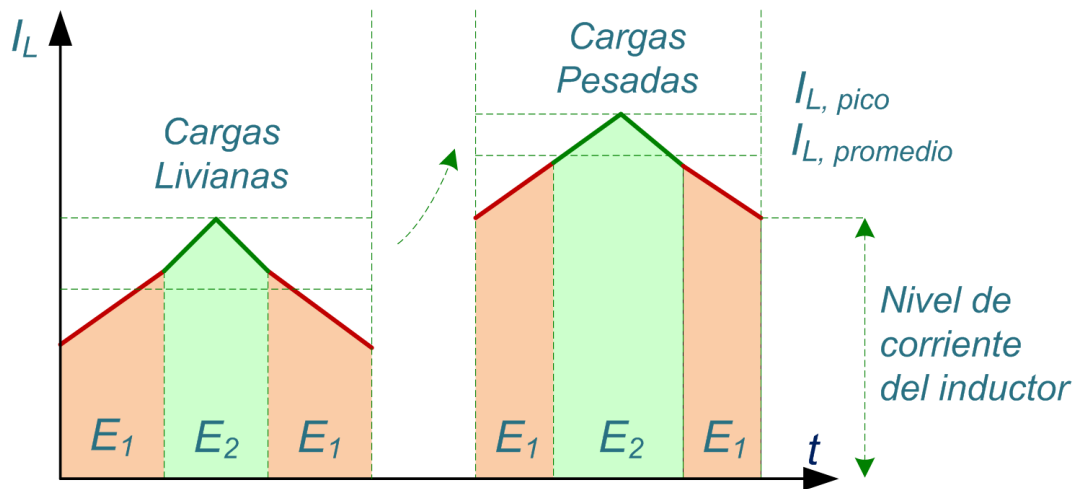


Figura 4.18 Formas de onda de corriente de inductor en el Convertidor SIMO CMCE con dos salidas.

4.3 Convertidores SIMO para aplicaciones de iluminación LED

Para el caso de iluminación LED, esta técnica busca utilizar como elemento central de control la corriente que circula por un solo inductor y en algunos casos realiza una combinación con otros parámetros para el control, tales como el ciclo de trabajo o usando otras técnicas en conjunto como la multiplicación, entre otras.

4.3.1 Convertidor LED SIMO de Una Sola Etapa AC/DC

En este trabajo se realiza un análisis de las técnicas del convertidor reductor con corrección de factor de potencia (CFP) y el convertidor DC-DC reductor SIMO para carga LED, del cual se deriva una técnica que integra a las dos anteriores para conseguir un convertidor AC/DC de una sola etapa usando SIMO aplicado al control de arreglos LED [44]. La Figura 4.19 muestra el esquema del convertidor propuesto.

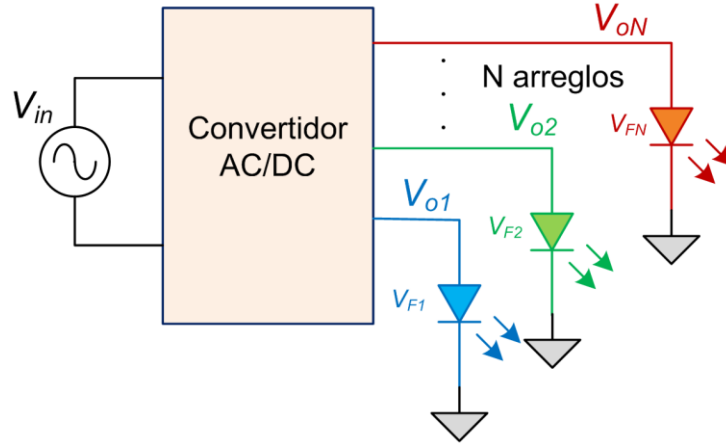


Figura 4.19 Convertidor LED SIMO de una sola etapa AC/DC.

Para conseguir que el convertidor opere como un convertidor reductor en MCD de una sola entrada y una sola salida, se emplea la técnica de control por multiplexación en el tiempo. En este sentido la corriente de entrada del convertidor en cada período de conmutación es proporcional al voltaje de entrada.

La Figura 4.20 muestra el esquema ampliado de la técnica propuesta para un convertidor con tres arreglos de LED, típico en aplicaciones de generación de color RGB.

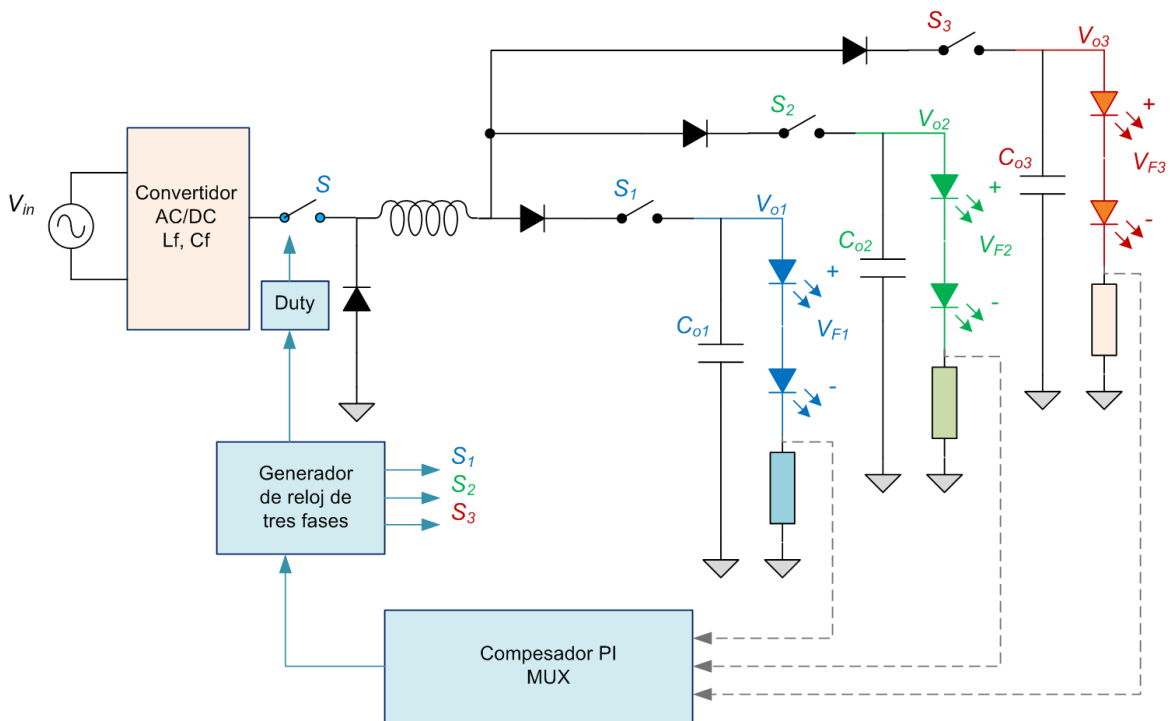


Figura 4.20 Esquema del convertidor con tres arreglos de LED RGB.

Para controlar los conmutadores $S_1 - S_3$, se utiliza un generador de tres señales de reloj que a su vez permiten seleccionar uno de los tres canales del multiplexor (MUX). Así mismo, el esquema contempla tres lazos de realimentación, uno para cada arreglo de LED y el circuito tiene control Proporcional Integral (PI) para los tres canales implementados. La Figura 4.21 muestra el comportamiento de la corriente en cada arreglo LED de acuerdo a las señales de conmutación.

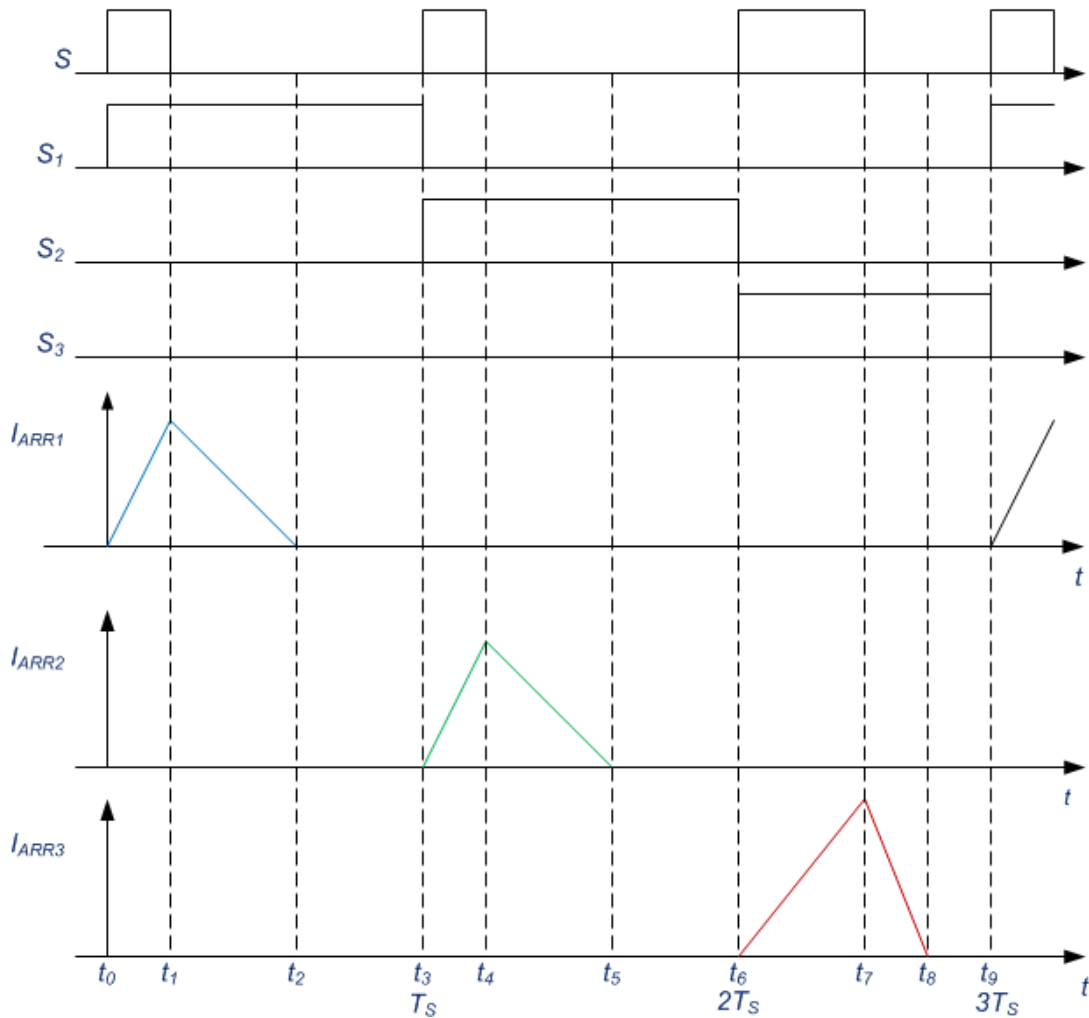


Figura 4.21 Comportamiento en estado estable del convertidor.

Modo 1 ($t_0 - t_1$): El conmutador principal S_1 está en estado ON y el diodo D_1 está en OFF. La corriente del inductor I_L incrementa a una relación de $(V_{in} - V_{o1})/L$. El conmutador de salida S_1 está en estado ON y S_2 así como S_3 están en OFF desde que la primera salida es habilitada.

Modo 2 ($t_1 - t_2$): S_1 está en OFF y D_1 está en ON. I_L decrece linealmente a una relación de V_{o1}/L . En t_2 I_L está en un valor de 0 y termina el Modo 2.

Modo 3 ($t_2 - t_3$): S_1 y D_1 están en estado OFF. I_L se mantiene en valor cero durante este período. Para reducir las pérdidas de conmutación, por ejemplo, S_1 debe ser puesto en estado OFF usando conmutación de corriente cero (CCC) y S_2 debe ser puesto en estado ON también usando CCC durante este intervalo.

Por otro lado, para minimizar el tamaño del inductor y simplificar del controlador de CFP el convertidor debe estar operando en MCD. Los parámetros de diseño del convertidor se establecen considerando que el mismo debe operar en MCD; sin embargo, para el análisis de la máxima inductancia se establece el límite entre MCC y MCD.

Otro aspecto a destacar es que para esta técnica se ha encontrado que se consigue una reducción del 32% de las pérdidas totales de potencia comparadas con los convertidores de doble estado, y un 18% de reducción de las pérdidas totales de potencia comparadas con las técnicas SIMO de dos estados. En este estudio también se establece que la eficiencia conseguida es del 91%, mayor que los convertidores convencionales de doble estado con 83.7% así como a los convertidores SIMO de dos estados que llegan hasta un 88.9% [44].

4.3.2 Convertidor LED SIMO Libre de Capacitor

En esta técnica se presenta el control de la corriente de arreglos de LEDs dispuestos en múltiples salidas. El convertidor reportado presenta la novedad de eliminar el capacitor en las salidas, con lo que se reduce la cantidad de componentes manteniendo altos índices de rendimiento del sistema. La Figura 4.22 muestra el esquema propuesto del convertidor en [45].

El principio de funcionamiento del convertidor se basa en el uso de una fuente ideal de DC en la entrada con un inductor L y una cantidad de N LEDs dispuestos en serie en un arreglo y finalmente conectados en paralelo, los mismos que están separados por conmutadores ideales $S, S_1 \dots S_n$. El conmutador S es implementado con un transistor PMOS y los conmutadores $S_1 \dots S_n$ son implementados mediante transistores NMOS por simplicidad.

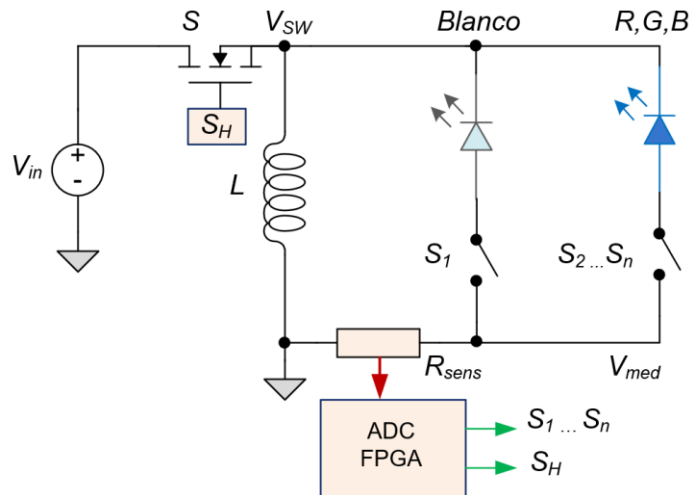


Figura 4.22 Esquema del convertidor LED SIMO Libre de Capacitor

Cuando S está cerrado y S_1 abierto, el inductor L se carga por el voltaje positivo V_{in} hacia el nodo V_{SW} e I_L crece. Cuando se abre S y cierra S_1 , el voltaje V_{SW} va por debajo de cero debido a la dirección de corriente implicada. El voltaje a través del inductor es negativo y la corriente I_L descende. Con el voltaje negativo V_{SW} , los LEDs son polarizados y una corriente liberada igual a I_L circulará desde V_{SS} a V_{SW} a través de los LEDs, lo que hará que éstos emitan luz. Esto implica que el número y el tipo de LED definan el voltaje negativo en V_{SW} puesto que la corriente definida en el sistema y el comportamiento corriente-voltaje de los diodos, así como la pendiente negativa de corriente de I_L está establecida. Como se almacena una energía amplia en el inductor, V_{SW} vuelve a ser negativo y el sistema se apagará por sí mismo nuevamente. Una operación continua de estado estable se puede conseguir poniendo alternadamente energía en el sistema y disipando energía controlada por S y S_1 .

Al disponer en paralelo múltiples arreglos de LEDs se consigue un convertidor de multicanales o múltiples salidas de LEDs, tal como lo muestra la Figura 4.10. La operación alternada de los conmutadores $S_1 \dots S_n$ con S , para que solo un arreglo de LED se encienda durante la descarga del inductor L permite disponer de una corriente controlada y de esta manera emitir luz en el arreglo de LEDs.

Una frecuencia en los rangos de 100 kHz hasta unos pocos MHz permite conseguir corriente en los arreglos de LEDs y mezcla el espectro de luz de los diferentes arreglos de color a un espectro combinado sin que sea notado por el ojo humano. La Figura 4.23, muestra el comportamiento de estado estable del convertidor.

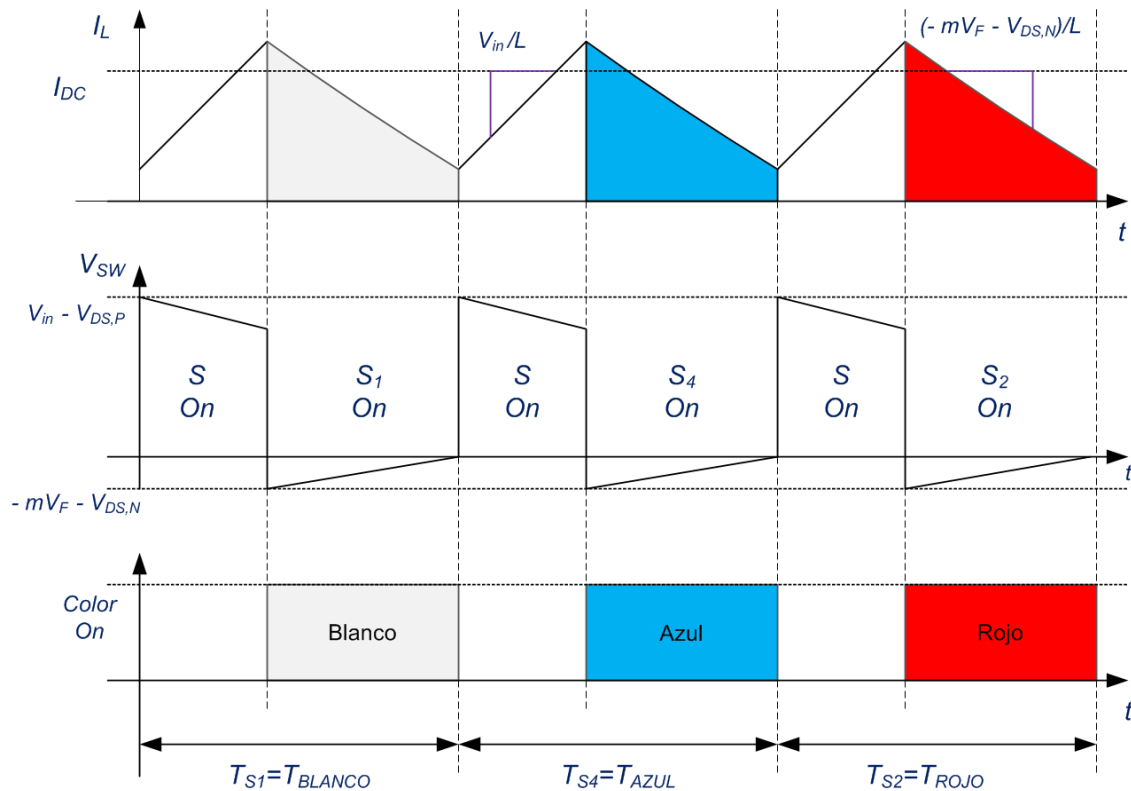


Figura 4.23 Comportamiento de estado estable del convertidor.

4.3.3 Driver LED Dimerizable SIMO con Convertidor Reductor

En esta técnica se presenta un driver LED dimerizable conseguido con un convertidor reductor en el lado de la entrada. El método de señal controlada por frecuencia variable ha sido propuesto para controlar las secuencias y tiempos de conducción de los conmutadores en el lado de las salidas [46].

En este método se utilizan diferentes niveles de dimerización y el driver puede estar operando en tres modos: modo cuasi-resonante (QR), modo por limitación de frecuencia con conmutación de valle (FL) y modo reducción de frecuencia (FR) para mejorar la eficiencia y resolución de control.

Así mismo, usando control digital en el lazo de realimentación del sistema se consigue del 5% al 100% del rango de dimerización para cada salida en el rango universal del voltaje de entrada. La Figura 4.24 muestra el esquema del controlador.

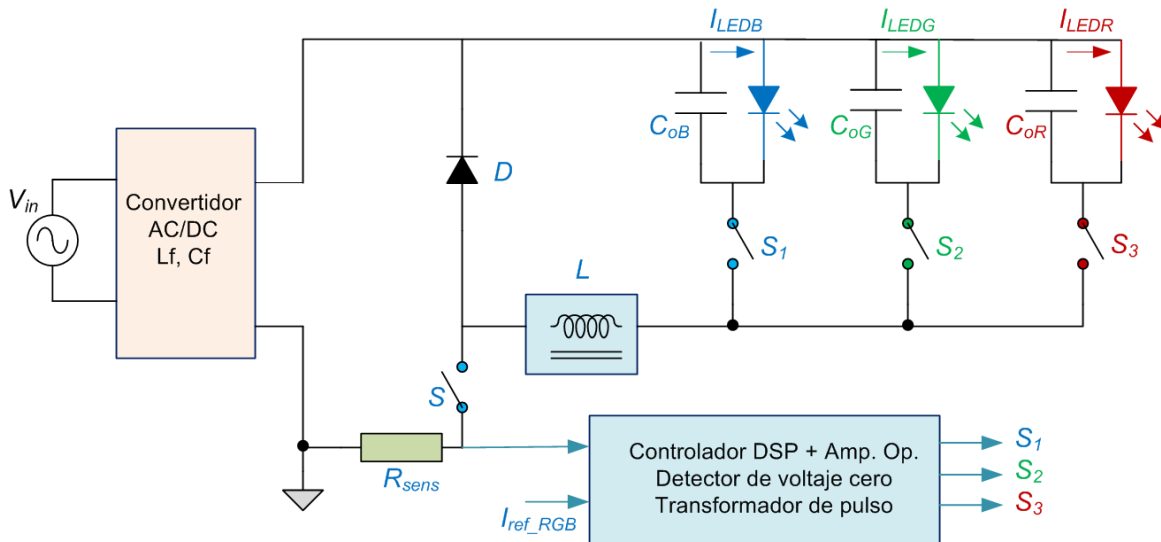


Figura 4.24 Topología del convertidor tipo reductor SIMO LED.

El esquema propuesto está diseñado considerando que la salida LED es RGB. EL controlador se implementa usando un conmutador de estado sólido en el lado del convertidor reductor. En función de la potencia de salida de los LEDs y el voltaje de entrada, el convertidor reductor puede estar operando en modo QR, modo FL y modo FR.

Cuando la frecuencia de operación del interruptor del lado primario es menor que la limitación de frecuencia máxima, el interruptor se puede encender en el primer voltaje de valle, que se conoce como control QR. Si el tiempo de activación alcanza el límite mínimo, el modo de limitación de frecuencia cambiará al siguiente modo: el modo FR. El modo de reducción de frecuencia puede regular la corriente del LED y mejorar la eficiencia en condiciones de baja atenuación al reducir la pérdida de conmutación. Bajo el algoritmo de control del modo FR, la frecuencia de conmutación del lado primario puede seguir reduciéndose hasta que la frecuencia de conmutación alcanza un nivel adecuado durante el bajo porcentaje de atenuación. A diferencia del modo QR, en FL dado que la frecuencia de conmutación en el primer voltaje de valle es mayor que la limitación de frecuencia máxima, el interruptor no se activará en este instante. El instante de encendido del interruptor del lado primario se decide examinando la frecuencia de conmutación en la detección de voltaje cero, si la frecuencia de conmutación del lado primario es igual o inferior a la limitación de frecuencia máxima, el interruptor del lado primario se puede encender con voltaje de valle.

Para controlar la corriente de salida, se utiliza un procesador digital de señales (PDS) que mediante un algoritmo envía la señal que consiste en tres frecuencias diferentes (40 kHz, 150 kHz y 400 kHz) secuencialmente al filtro pasa bajos y los dos filtros pasa bandas para controlar los conmutadores de control RGB. La frecuencia del conmutador principal tiene un rango de 20 kHz -100 kHz y la frecuencia de conmutación de los conmutadores de control RGB es de 1 kHz, lo que implica 3 kHz por conmutador.

En el lado del convertidor reductor, cuando el conmutador principal se activa, la inductancia L recibe la energía de la fuente a través del rectificador. Cuando el conmutador está desactivado, la energía que se ha almacenado en el inductor se transformará en las tres salidas LED secuencialmente.

La Figura 4.25 muestra los modos de operación QR y FL de acuerdo a las características de comportamiento.

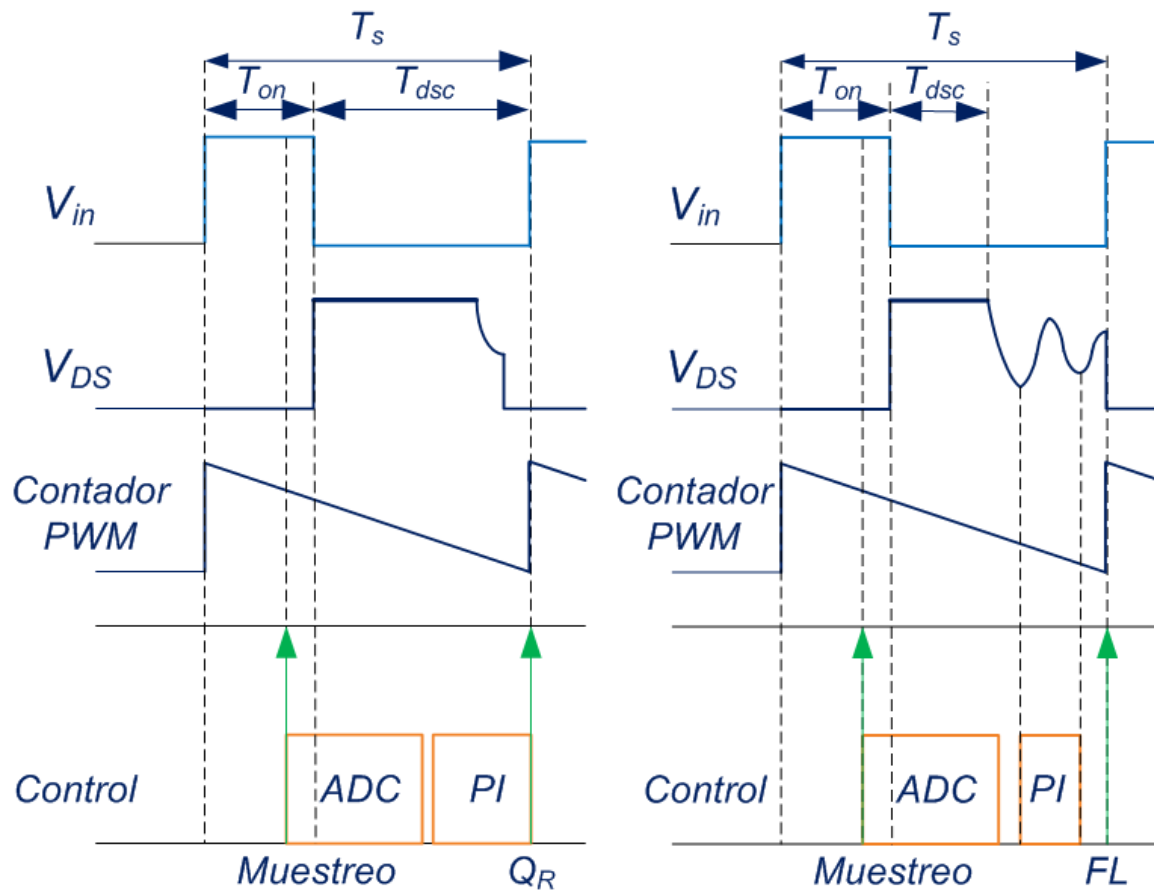


Figura 4.25 Convertidor operando en modo QR y modo FL.

4.3.4 Driver LED de Múltiple Canal con Un Solo Inductor para Aplicaciones de Displays de Iluminación de Fondo

Esta técnica es implementada en base a una topología de convertidor elevador SIMO manejando N canales de LEDs [47]. La Figura 4.26 muestra el esquema de esta técnica. La operación básica del convertidor indica que cuando el conmutador S se enciende, la energía de la fuente de entrada es cargada en el inductor L . El período de encendido de este conmutador es controlado por un lazo de realimentación para conseguir el nivel deseado de corriente de LED total. A continuación, los conmutadores S_1, S_2, \dots, S_N se encienden secuencialmente, conectando la carga del inductor a cada canal LED, uno de cada vez y por un determinado período de tiempo.

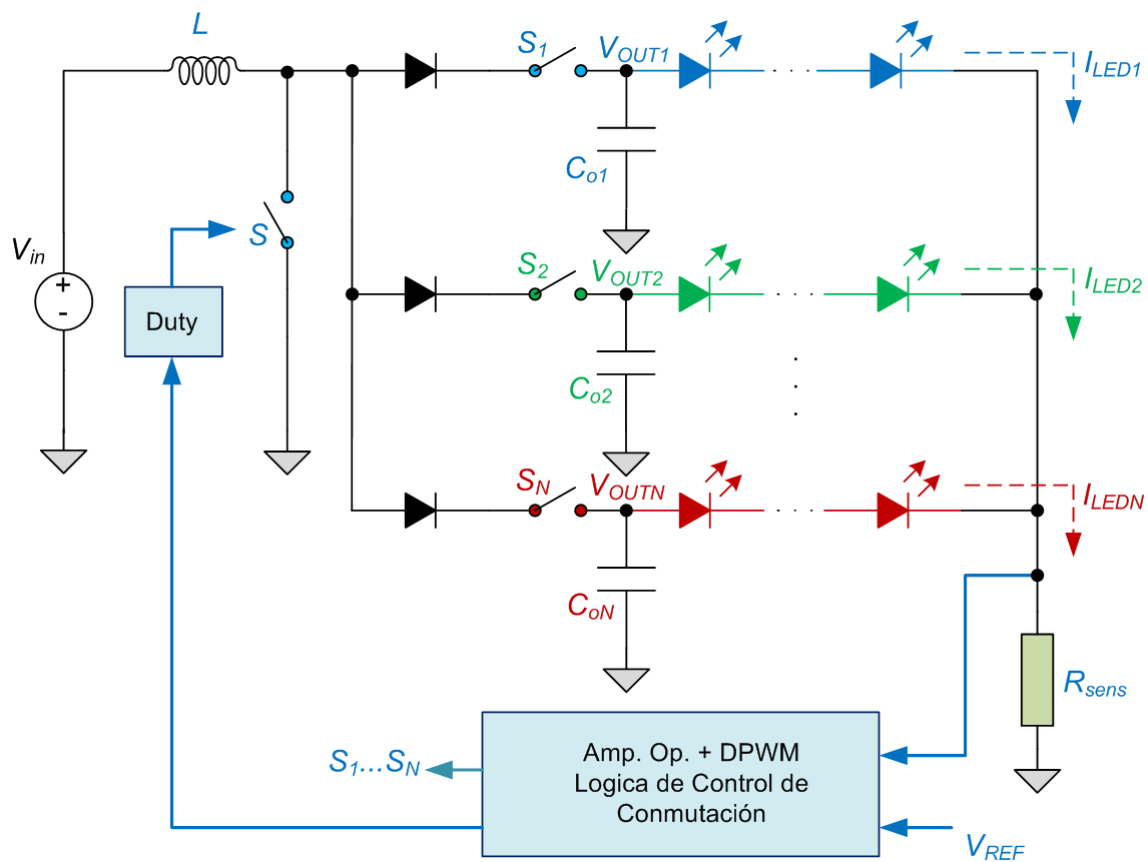


Figura 4.26 Convertidor SIMO elevador del driver LED de balanceo de corriente multicanal.

Considerando que la corriente promedio del inductor es I_L y el ciclo de trabajo D , el voltaje a través de cada canal LED es V_{OUT1} , V_{OUT2} , ..., V_{OUTN} . La Figura 4.27 muestra el diagrama de tiempos del control por multiplexación para tres canales.

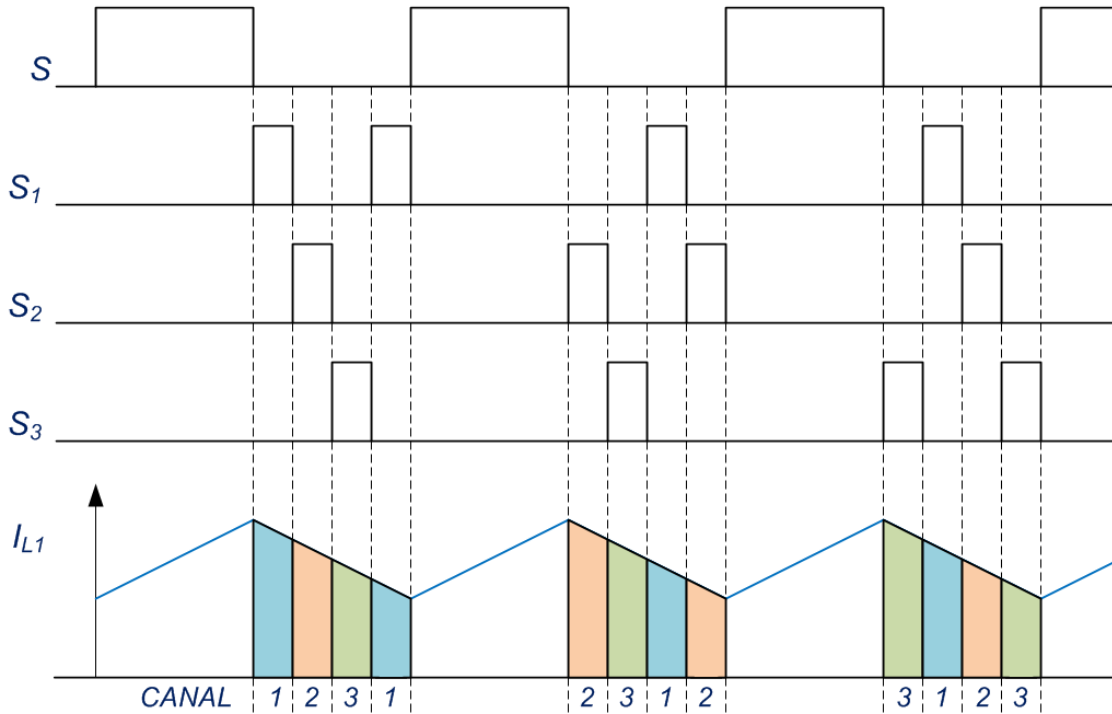


Figura 4.27 Diagrama de tiempos del control por multiplexación en tres canales.

El convertidor opera en MCC y maneja múltiples canales con un período de conmutación, a diferencia de otros trabajos de investigación que trabajan en MCD y manejan un solo canal con cada período de conmutación. Usando esta metodología, se puede conseguir que trabajando en operación MCC se pueda proporcionar la mayor corriente con la menor frecuencia de conmutación y evitar pérdidas de conmutación.

4.3.5 Convertidor SIMO LED de Alta Precisión y Rango Completo de Dimerización

Esta técnica de control está basada en el convertidor SIMO reductor con control de varias salidas conectadas en paralelo. En este caso se propone un nuevo esquema en el que se incluyen tres conmutadores extras S_{d1} - S_{d3} que son conectados en serie con las respectivas cargas LED. En este método se alcanza alta precisión en la dimerización (8%) y rango completo de dimerización (0% - 100%). La Figura 4.28 muestra el esquema propuesto del convertidor [48].

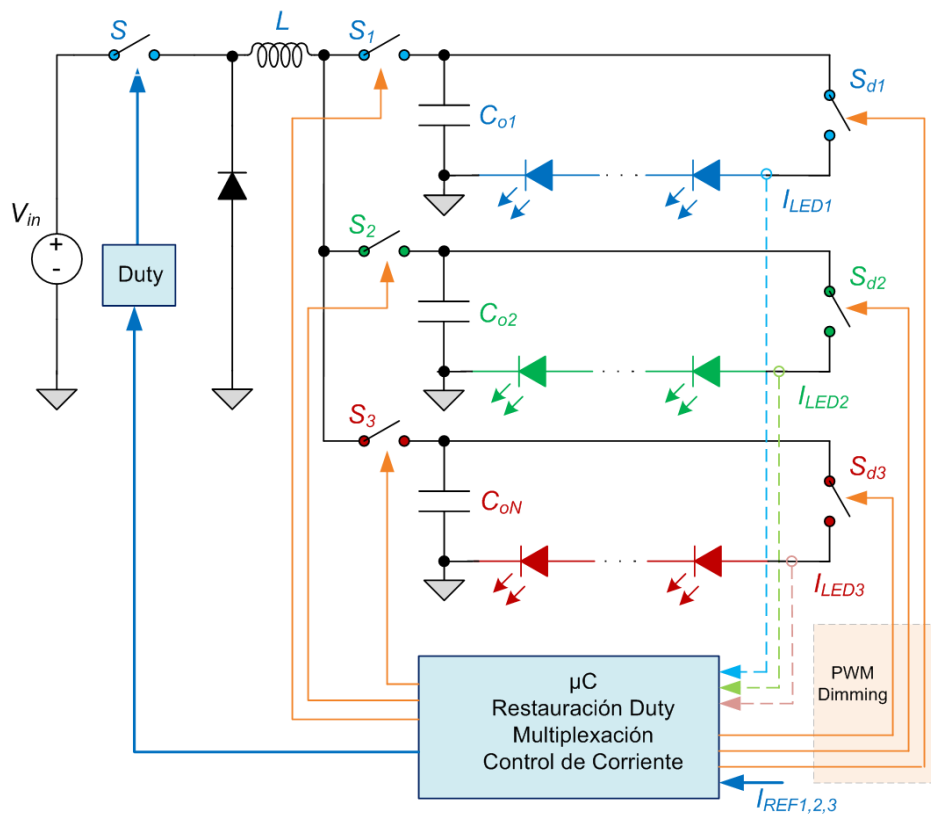
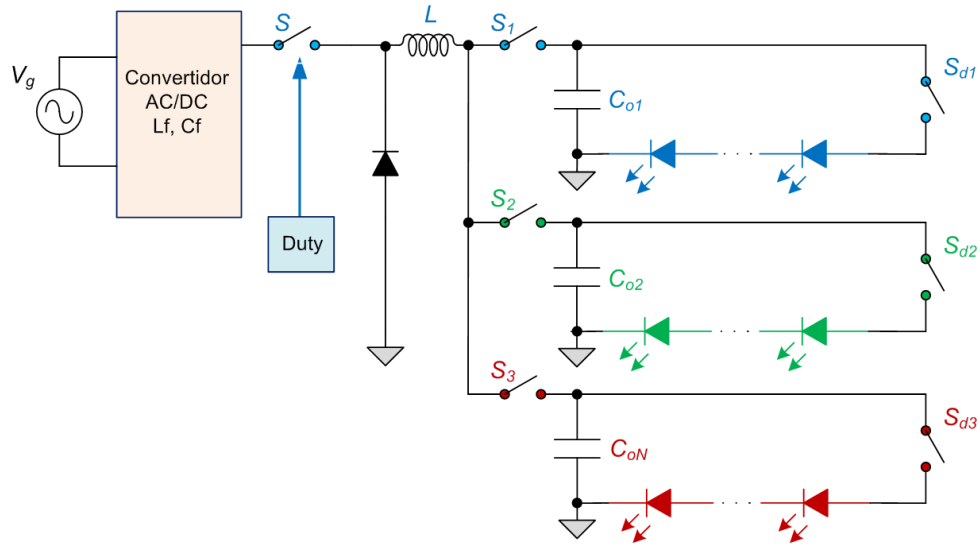


Figura 4.28 Esquema del convertidor SIMO LED de alta precisión y rango completo de dimerización. (a) Simplificado. (b) Esquema extendido para tres canales LED.

Debido a que la técnica tradicional presenta características de pérdidas en los cambios de estado por el ciclo de trabajo, en este nuevo método denominado restauración de ciclo instantáneo se añaden dos operaciones de multiplicación. La Figura 4.29 muestra el esquema del convertidor propuesto para la restauración de Duty.

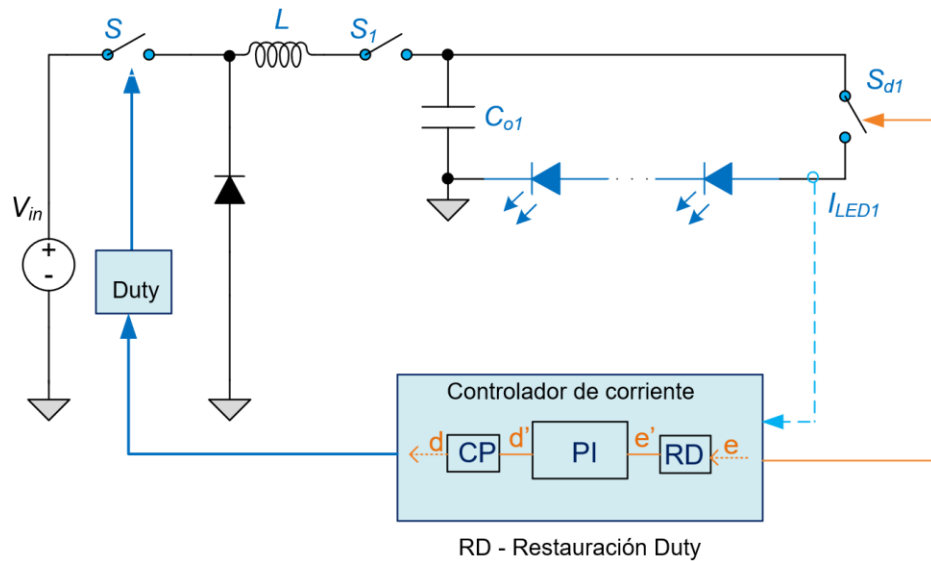


Figura 4.29 Esquema extendido del convertidor con control de dimerización PWM para tres canales LED con restauración de Duty para un canal.

Cuando la señal de dimerización PWM se desactiva la operación de multiplicación siempre forzará la nueva señal de error e' , la cual es la entrada del compensador proporcional integral (PI), a cero gracias al valor de error e . Esto produce que la salida d' del compensador PI sea constante y se encuentre en el valor de estado estable, así el valor de estado estable de d es memorizado por la variable d' .

Por otro lado, para asegurarse que todo el sistema se apague durante el período de regulación de apagado (OFF), el ciclo de trabajo actual d será forzado a cero por la segunda operación de multiplicación de d' y la señal de dimerización. Cuando la señal de dimerización se enciende (ON), $d' = d$ y $e' = e$. Entonces, d es instantáneamente restaurado al valor de estado estable guardado en d' . El error inicial e debe ser igual a cero debido a que I_{LED} es igual a I_{ref1} . El valor de estado estable de d causa que I_L cambia el valor deseado de $I_{L(t_0)}$. La transferencia instantánea de potencia a la salida entonces será igual al requerimiento de carga actual instantáneamente y la corriente/voltaje de salida se vuelve constante. De esta

manera el sistema puede operar siempre normalmente durante el período de dimerización ON y de dimerización OFF sin causar ninguna oscilación transitoria.

Para conseguir un rango completo de dimerización PWM a través de los arreglos de LED, en [7] se propone una técnica denominada dimerización de “baja frecuencia coordinada y compartición de tiempo” (BFCCT). La Figura 4.30 muestra el diagrama de tiempos conseguido con BFCCT. En este escenario, los tres conmutadores de dimerización están operando a bajas frecuencias mientras los tres conmutadores de selección de canales están operando a alta frecuencia en un arreglo de tiempo compartido por período de conmutación.

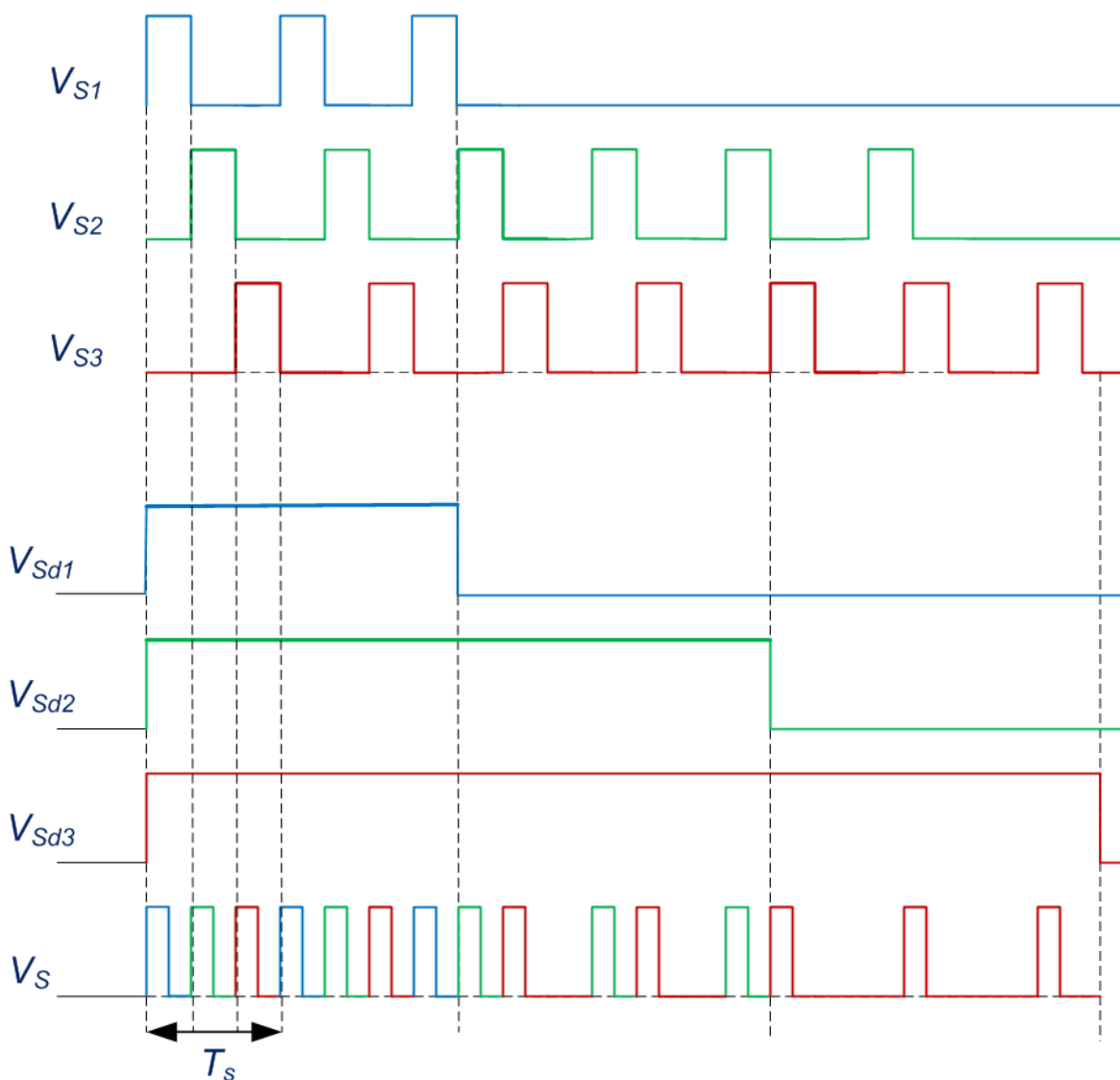


Figura 4.30 Diagrama de tiempos de la técnica BFCCT.

4.3.6 Convertidor CFP SIMO LED sin Capacitor Electrolítico

En esta técnica se presenta el control sobre la corriente de cada salida para un convertidor con corrección de factor de potencia (CFP) el mismo que dispone de N salidas utilizando $N - 1$ conmutadores de control. El convertidor trabaja en MCC y utiliza control por modo de corriente promedio y control de carga. La Figura 4.31 muestra el esquema propuesto del convertidor [49].

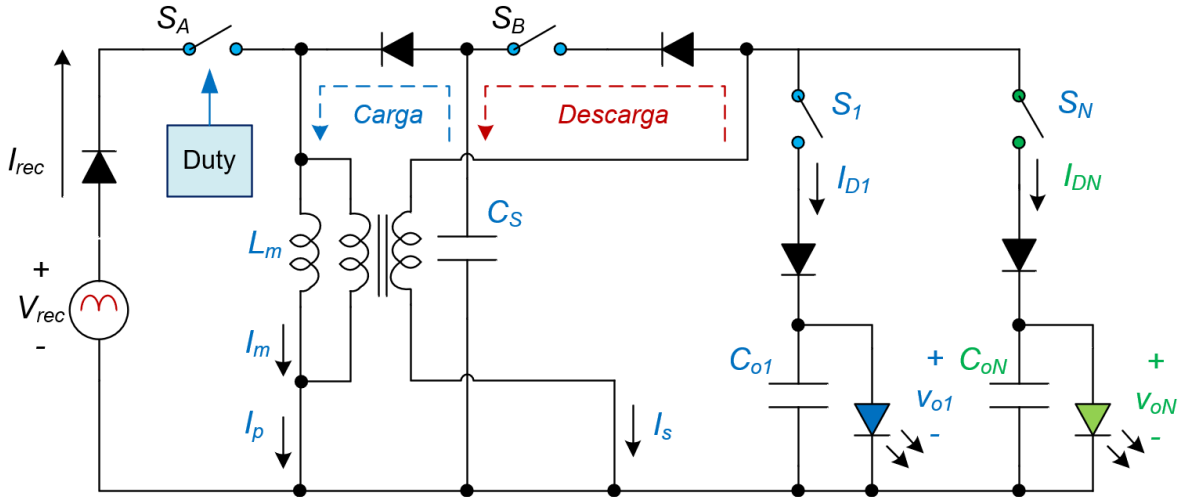


Figura 4.31 Modelo del convertidor CFP sin inductancia de fuga.

Se debe destacar que este tipo de convertidor presenta un desafío en el diseño del filtro de línea. Considerando que el conmutador S_A es conmutado a una frecuencia f_s , debido a la multiplexación de tiempo, el filtro de línea debe remover los armónicos de la corriente de red a una frecuencia mucho menor que $\frac{f_s}{N}$. Un ejemplo de las formas de onda para un convertidor de dos salidas se muestra en la Figura 4.32.

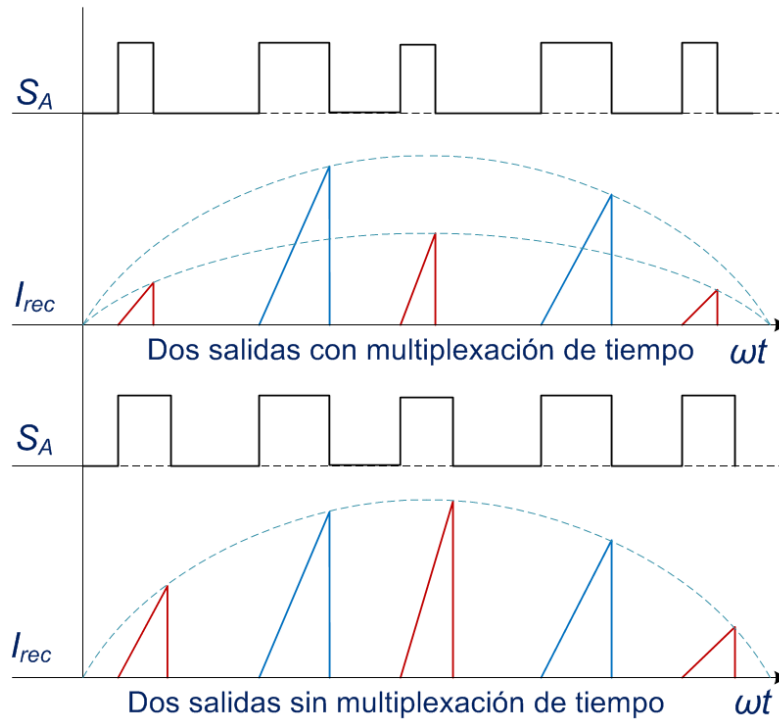


Figura 4.32 Formas de onda del convertidor CFP sin multiplexación de tiempo.

Del lado del control de corriente de LED, la corriente I_m puede ser usada para la programación de las señales de manejo requeridas. Para cada período de tiempo el canal x , en el ciclo desde 1 hasta N , es definido como el canal de salida, mientras el otro canal $y \neq x$, siendo $y = 1 \dots N$, tiene salida cero.

4.3.7 Convertidor SIMO de Arreglos en Paralelo para Dimerización LED con Optimización de Voltaje de Bus Local

En este método se propone un convertidor SIMO para arreglos de LED en paralelo con control por MT. El mismo puede optimizar los voltajes de bus local de manera independientemente para la reducción de pérdidas de potencia. Adicionalmente incluye un lazo de control de tiempo compartido para la regulación de corriente en arreglos paralelos múltiples. La Figura 4.33 muestra el esquema propuesto del convertidor [50].

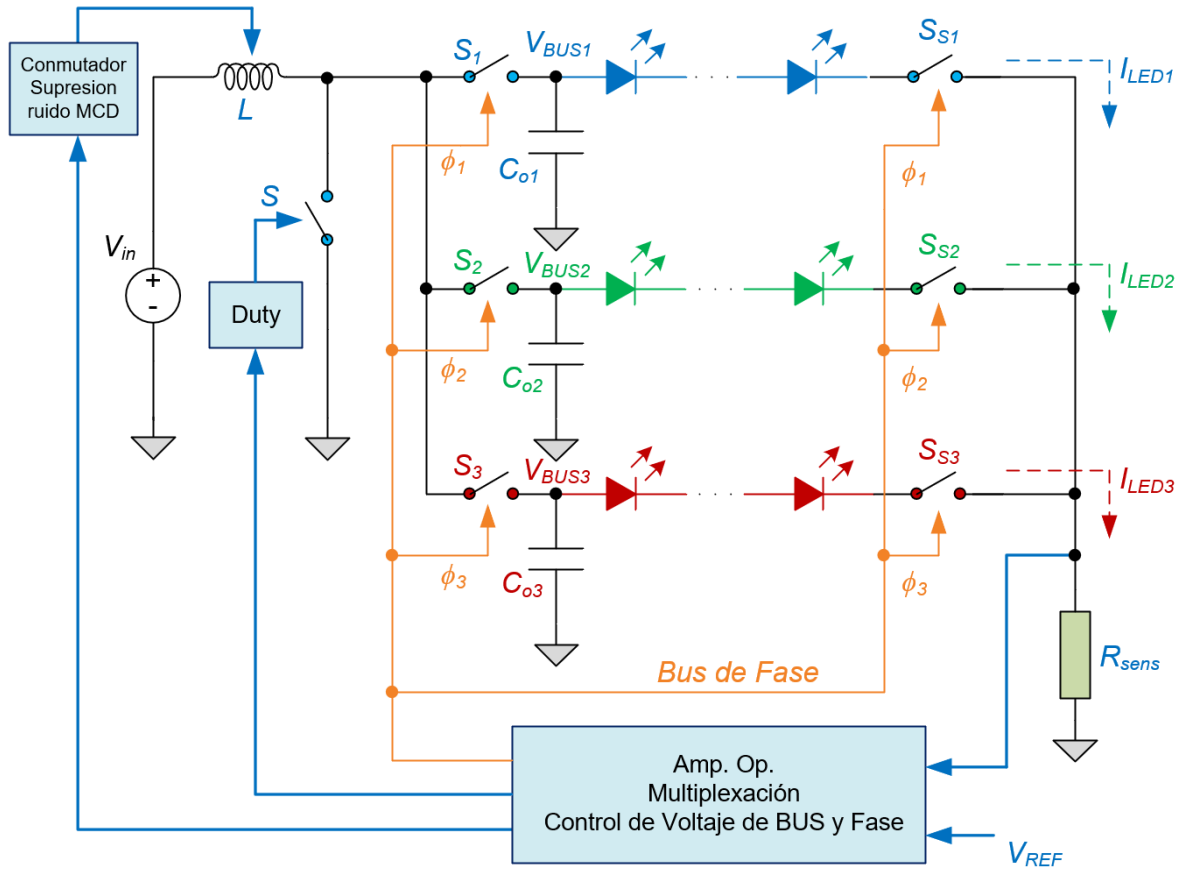


Figura 4.33 Convertidor SIMO de Arreglos en Paralelo para Dimerización LED con Optimización de Voltaje de Bus Local.

Respecto al funcionamiento del esquema de la Figura 4.21, los tres arreglos de LED comparten el mismo inductor L y un conmutador principal S . En este caso, el convertidor opera con tres fases $\phi_1 - \phi_3$. Durante $\phi_1=1$, los conmutadores S_2 y S_3 están apagados (estado OFF), por lo que no fluye corriente a través de los arreglos 2 y 3. El interruptor principal S se activa (estado ON) primero y la rampa de corriente del inductor I_L sube hasta que culmine $D_{11}T_s$, donde T_s es el período de conmutación. Durante $D_{21}T_s$, S se desactiva (estado OFF) y S_1 se activa (estado ON) de modo que la rampa I_L baja y circula dentro de V_{BUS1} . Cuando I_L llega a cero, S_1 se desactiva (estado OFF) y I_L se mantiene en cero. La acción de conmutación mencionada anteriormente se repite para los arreglos 2 y 3 cuando $\phi_2 = 1$ y $\phi_3 = 1$ respectivamente. Se debe considerar que se emplea operación MCD en esta arquitectura SIMO para evitar cruces de regulación entre arreglos.

Como la corriente del inductor es compartida momentáneamente por los tres arreglos, este esquema se denomina control MT. La Figura 4.34 muestra el comportamiento del convertidor en estado estable.

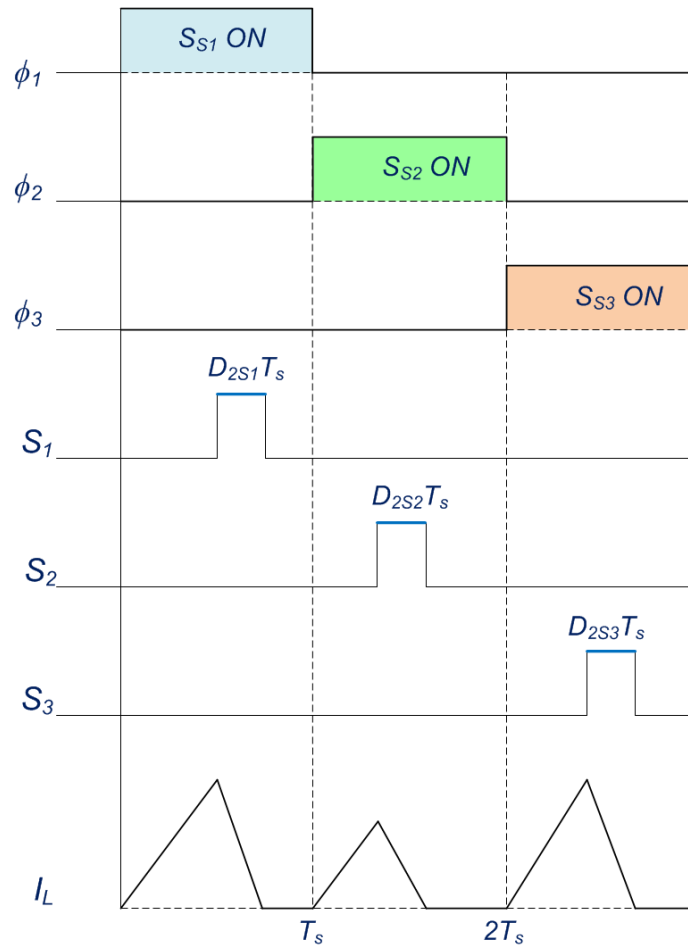


Figura 4.34 Diagrama de tiempos en estado estable del convertidor SIMO de Arreglos en Paralelo para Dimerización LED con Optimización de Voltaje de Bus Local.

Considerando que la capacidad de regulación “Dimming PWM” es de gran importancia en drivers LED, puesto que ofrece mayor precisión de control de brillo, mayor estabilidad de color y mayor flexibilidad de regulación frente a regulación analógica, el convertidor propuesto en [50] presenta un esquema de regulación flexible tal como se muestra en la Figura 4.35. Con el control MT propuesto, el driver es capaz de realizar control de regulación flexible con diferentes patrones. Por ejemplo los arreglos impares pueden ser dimerizados cuando algún arreglo permanece en ON constantemente o viceversa sin causar impacto en voltaje de bus de otro arreglo.

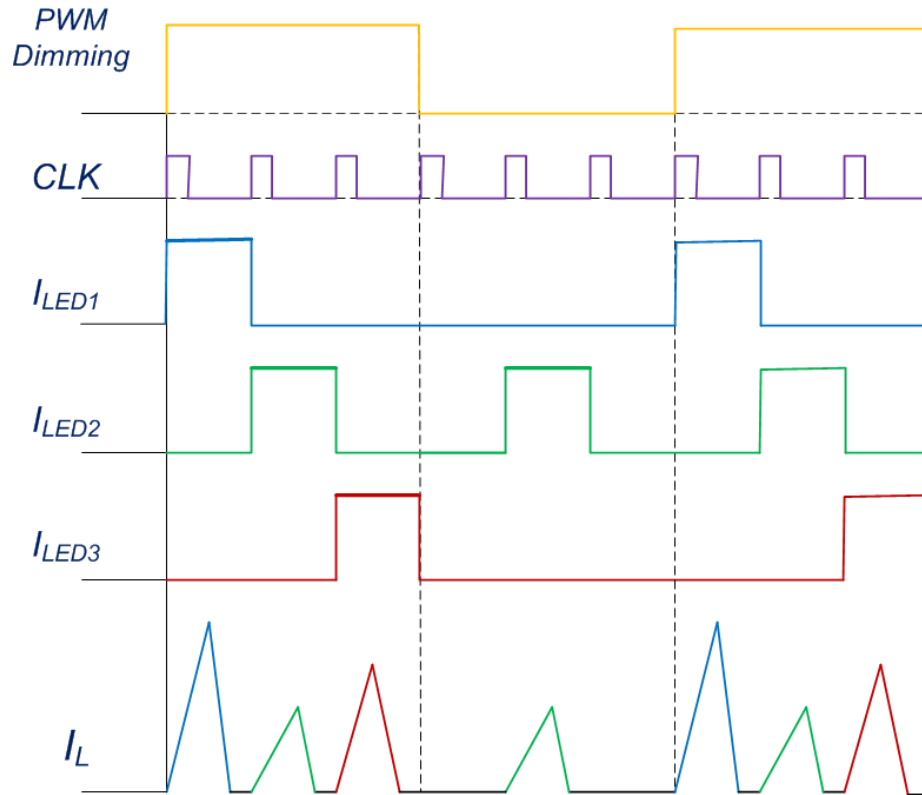


Figura 4.35 Formas de onda de regulación flexible del convertidor.

4.3.8 Convertidor SIMO LED Multicanal de Alta Eficiencia.

En esta técnica se presenta una metodología para manejar multicanales de arreglos de LED aplicando un convertidor en modo de conmutación SIMO orientado a ofrecer alta eficiencia. El circuito mantiene la corriente constante en cada arreglo de LEDs usando resistencias de sensor de corriente, así como empleando un control en modo de corriente PWM. La Figura 4.36 muestra el esquema propuesto del convertidor [51].

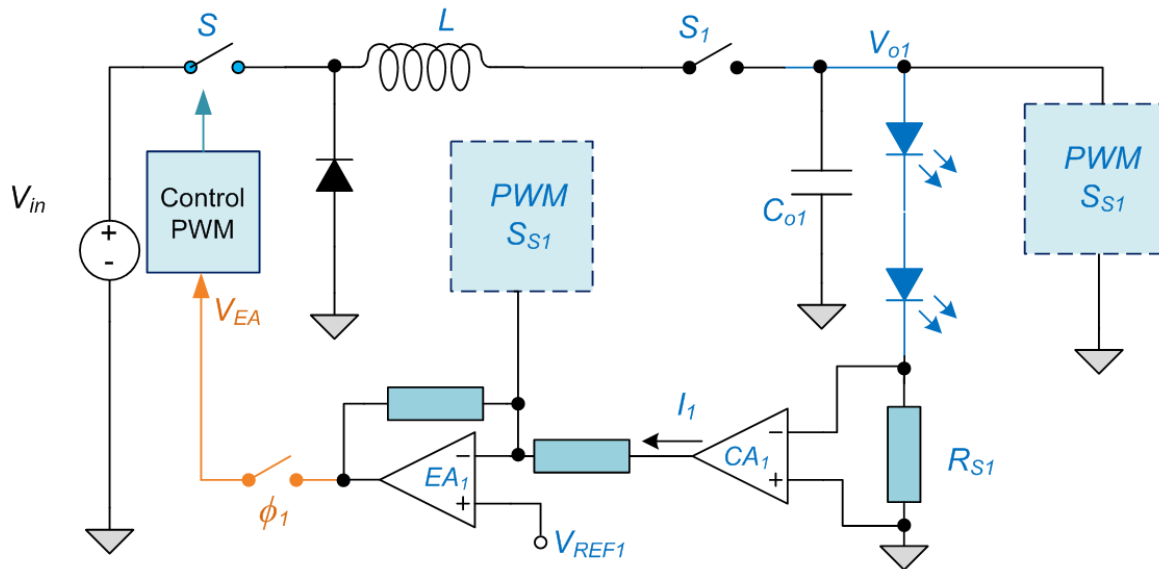


Figura 4.36 Convertidor LED multicanal de alta eficiencia basado en SIMO.

El convertidor consiste de N arreglos LED. Cada arreglo es combinado con una resistencia R_i ($i = 1 \dots N$), un amplificador de corriente CA_i y un amplificador de error EA_i . Estos tres elementos trabajan como realimentación de corriente conectados a un controlador PWM. Cada canal es activado (estado ON) en sus fases respectivas $\phi_1 \dots \phi_N$ con un período completo T . En el circuito propuesto durante la fase correspondiente la corriente I_{LEDi} es medida por la resistencia R_i , la cual es procesada por el amplificador de corriente CA_i , el cual proporciona el valor de I_i para el amplificador de error EA_i . A continuación I_i es comparado con el voltaje de referencia V_{REFi} , de modo que el amplificador de error EA_i se compara en contraste con la forma de onda PWM, la cual es triangular y trabaja a una frecuencia f_s . De esta manera el controlador PWM convierte el voltaje de control V_{EAi} al ciclo de trabajo D del conmutador principal S .

Estado 1: ϕ_1 conduce. PWM procesa y convierte el voltaje de control V_{EAi} a D . S conduce. El inductor se carga debido al voltaje de entrada V_{in} durante T_{ON} y la corriente del inductor crece hasta I_{pi} .

Estado 2: ϕ_2 conduce. El conmutador principal S se desactiva puesto que el ciclo de trabajo es igual a cero. El inductor es descargado durante el tiempo T_{OFF} y la corriente del inductor baja hasta cero.

Estado 3: ϕ_i se desactiva y se prepara para la siguiente fase.

Las formas de onda del comportamiento de los parámetros del convertidor se muestran en la Figura 4.37.

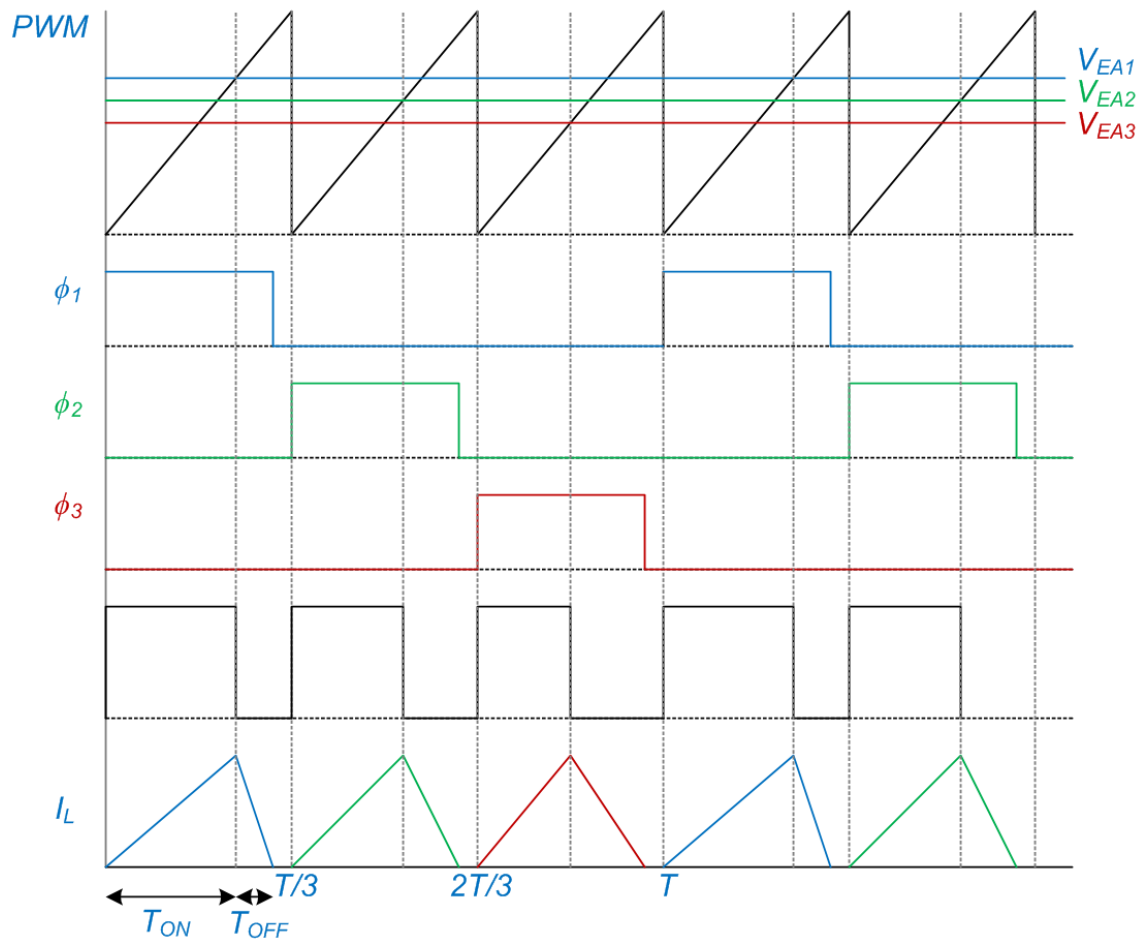


Figura 4.37 Formas de onda de los parámetros del convertidor LED multicanal de alta eficiencia basado en SIMO.

4.3.9 Convertidor Reductor SIDO LED con Control Digital Quasi-Histórico

Este trabajo denominado control quasi-histórico es presentado en [58] y se implementa en un convertidor reductor tipo SIDO por las siglas en inglés (*Single Input Double Output*) que dispone una sola entrada y dos salidas, el mismo que presenta un esquema diferente a los controladores convencionales basados en modulación PWM. En esta técnica de control digital destacan que el control quasi-histórico no requiere ningún circuito de compensación debido a su estabilidad inherente, simplificando de esta manera el diseño de lazo de control y reduciendo la cantidad de componentes y el coste del convertidor. La Figura 4.38 muestra el esquema propuesto del convertidor con control digital quasi-histórico.

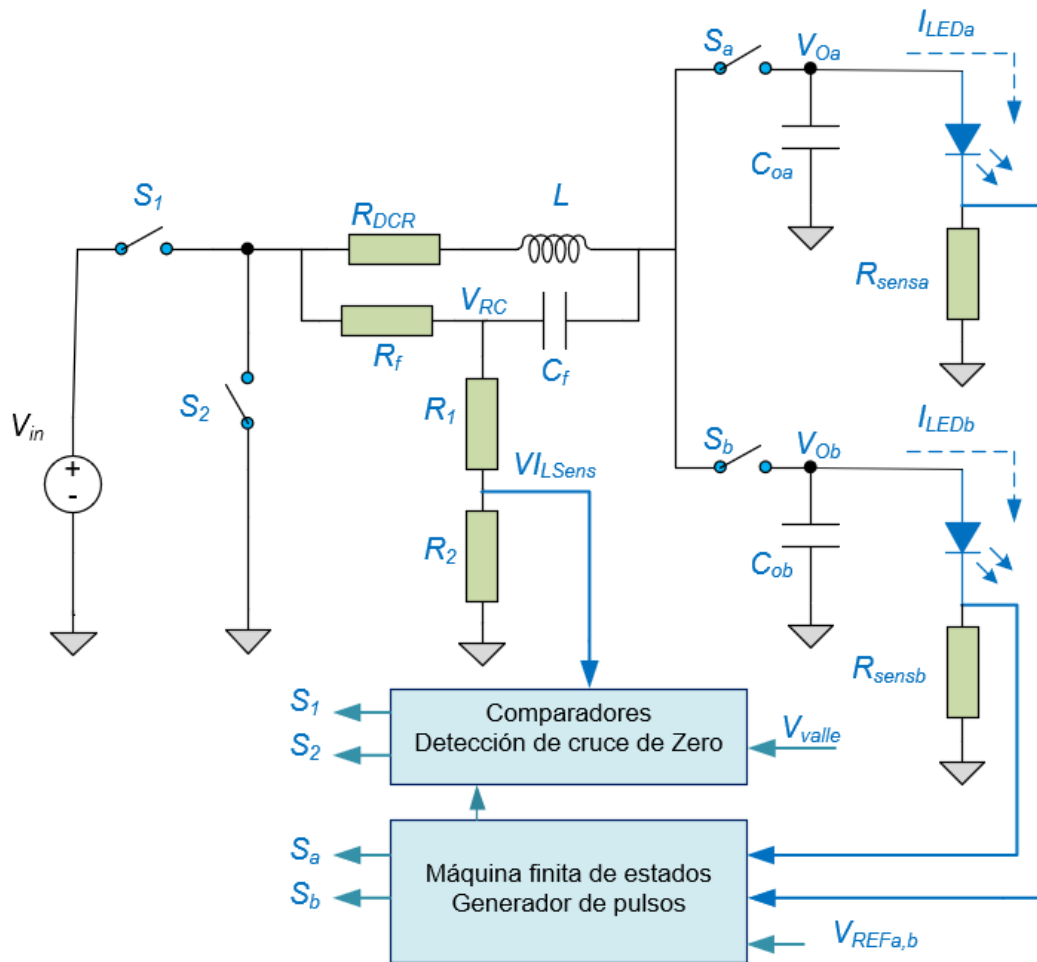


Figura 4.38 Convertidor SISO Quasi-Histórico.

En este diseño se utiliza una señal de reloj externa para sincronizar el convertidor reductor LED con los conmutadores a una frecuencia fija. Para controlar el tiempo de activación de la etapa de potencia y de las salidas se utilizan comparadores que monitorean la corriente del inductor. Como se puede observar en la Figura 4.38, una resistencia R_f y un capacitor C_f son conectados en paralelo al inductor puesto que los saltos de V_{RC} son proporcionales a la rampa de corriente del inductor de subida y de bajada. Una resistencia de bajo valor es conectada entre V_{RC} y tierra para generar una pequeña señal de voltaje $V_{ILsense}$ que se inserta en el comparador (CMP). El voltaje $V_{ILsense}$ ingresa a los correspondientes comparadores para determinar el cruce de pico y cruce de cero de la corriente del inductor. El diagrama de tiempos del convertidor propuesto para dos salidas se muestra en la Figura 4.39, donde se puede observar que la corriente del inductor I_L es asignada a cada arreglo de LEDs en ciclos de trabajo alternados.

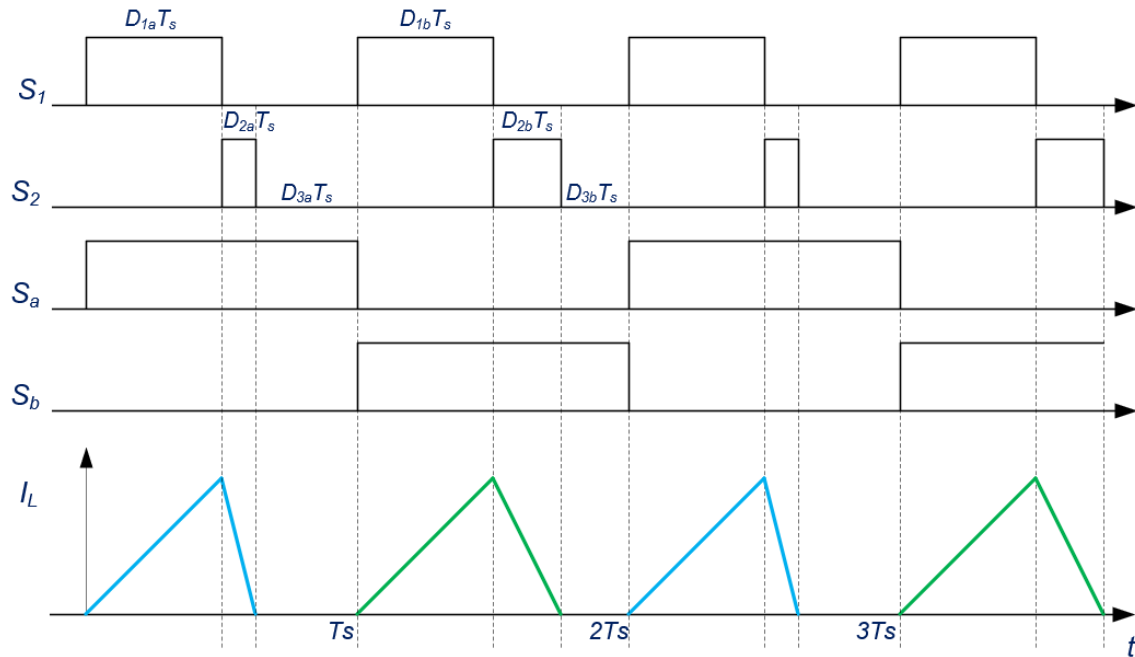
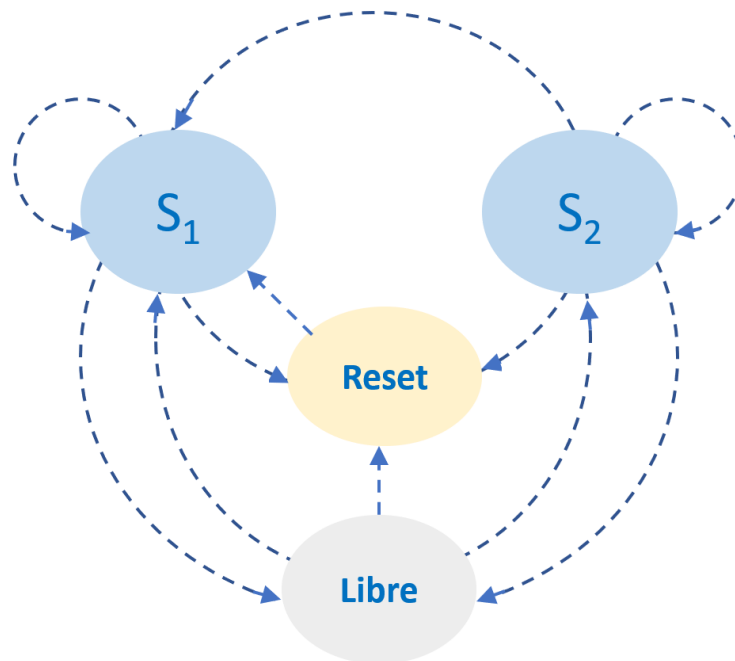


Figura 4.39 Diagrama de tiempos del convertidor SIDO Quasi-Histórico.

Durante $D_{1a}T_s$ o $D_{1b}T_s$ la rampa de I_L crece con una relación $m_1 = (V_{in} - V_o)/L$ y el inductor se carga con un voltaje de $V_L = V_{in} - V_o$, donde V_{in} y V_o representan el voltaje de entrada del convertidor y el voltaje de salida, respectivamente.

Durante $D_{2a}T_s$ o $D_{2b}T_s$, la rampa de I_L decrece a una relación de $m_2 = -V_o/L$ y el inductor descarga su corriente al capacitor de salida correspondiente y la corriente I_L del arreglo de LED regresa a cero. El flanco ascendente del reloj del sistema dispara el ciclo de trabajo ON ($D_{1a}T_s$, $D_{1b}T_s$) mediante la carga del inductor durante el tiempo que el conmutador S_1 está activado y el conmutador S_2 está desactivado. La corriente del inductor continuará creciendo hasta alcanzar su valor límite pico, en este punto el convertidor reductor entra en el intervalo ($D_{2a}T_s$, $D_{2b}T_s$) donde S_1 está desactivado y S_2 está activado.

El inductor descarga su corriente a la salida correspondiente hasta que el cruce por cero de la corriente del inductor es detectado. A continuación, el convertidor entra en la fase ($D_{3a}T_s$, $D_{3b}T_s$) durante la cual los conmutadores S_1 y S_2 están desactivados. La corriente del inductor se mantiene en el valor de cero hasta el siguiente flanco ascendente del reloj del sistema y la secuencia de conmutación se repite nuevamente. Los conmutadores S_a y S_b son controlados usando control digital mediante una máquina de estado finito (MEF) siguiendo el esquema de la Figura 4.40.



Estado	Interruptor S_1	Interruptor S_2
Reset	Encendido	Apagado
S_1	Encendido	Apagado
S_2	Apagado	Encendido
Libre	Apagado	Apagado

Figura 4.40 Algoritmo MEF del Convertidor SIDO Quasi-Histórico.

Esta técnica, demostrada para dos salidas, es factible para uso extendido en un convertidor SIMO con N arreglos de LED independientes. De acuerdo al esquema de multiplexación de tiempo usado, la energía es transferida desde la fuente a cada una de las salidas a la vez con un total de N fases de conmutación.

4.3.10 Convertidor SIMO Solar para iluminación LED

En esta técnica se presenta un convertidor SIMO Solar para iluminación LED basado en control por MT, que consiste en un convertidor DC-DC elevador con un solo inductor, un circuito amplificador y un controlador con control MT [59]. La Figura 4.41 muestra el esquema propuesto del convertidor.

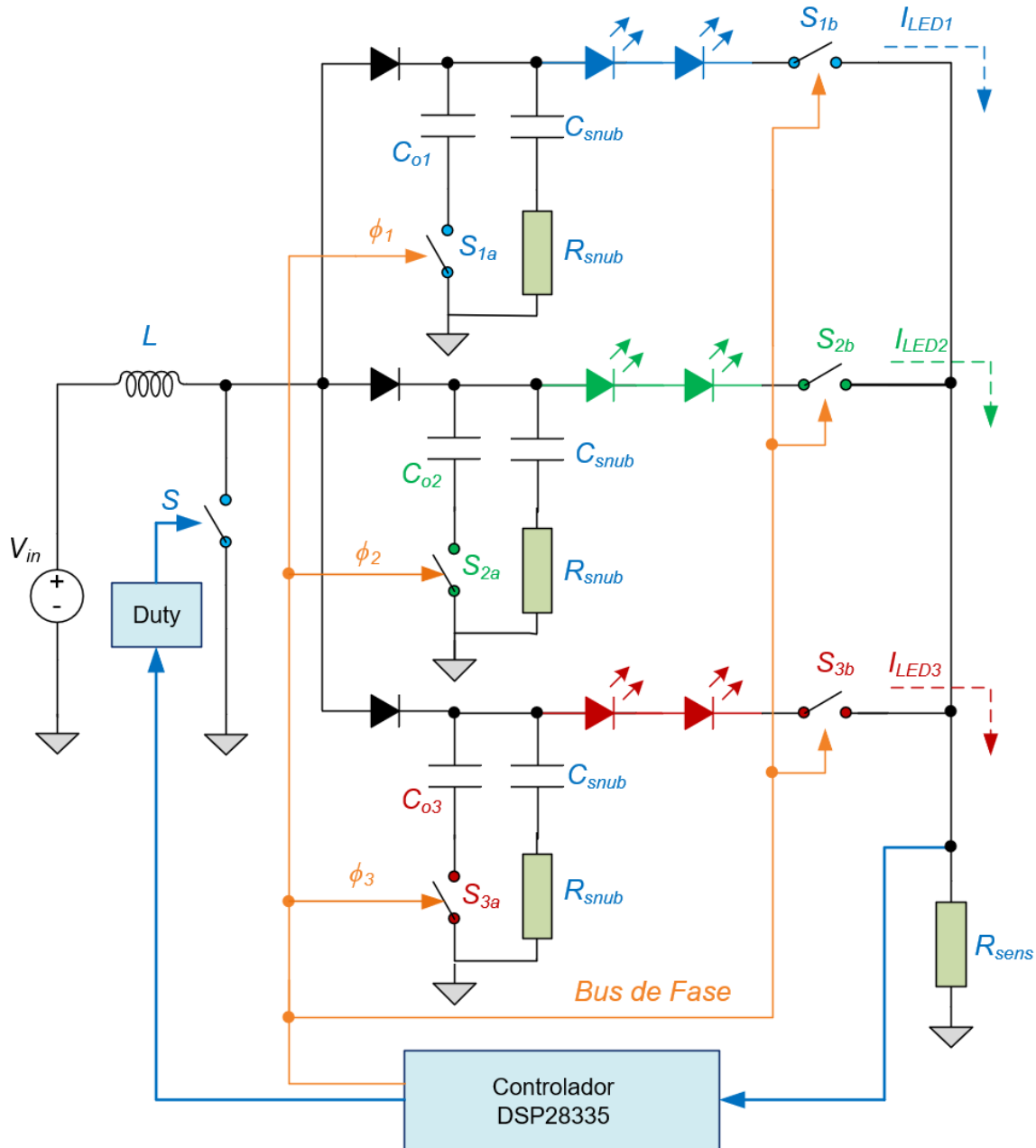


Figura 4.41 Convertidor SIMO Solar para Iluminación LED.

En el esquema mostrado en la Figura 4.41 la fuente puede ser reemplazada por un sistema de energía solar. El convertidor utiliza control MT donde los tres arreglos de LED comparten un solo inductor y un conmutador principal S . El convertidor LED es operado con tres fases no sobrepuestas $\phi_1 - \phi_3$. Los conmutadores $S_{1a} - S_{3a}$ son implementados usando MOSFETs para aislar los tres voltajes de los arreglos respectivamente, mientras que los conmutadores $S_{1b} - S_{3b}$ se utilizan para conseguir el control MT. La característica principal es que el

convertidor puede proveer de manera independiente voltajes optimizados para cada arreglo de LED compensando la tolerancia de seguimiento de voltaje de LED.

El conmutador del lado de la salida es implementado con un MOSFET que es utilizado para reemplazar el conmutador del lado de la entrada de potencia del convertidor. Como se puede observar en la Figura 4.42 el conmutador y el capacitor de salida son conectados en serie, así como un circuito RC_{snub} se añade en paralelo para proteger los dispositivos de cambios bruscos de encendido y apagado.

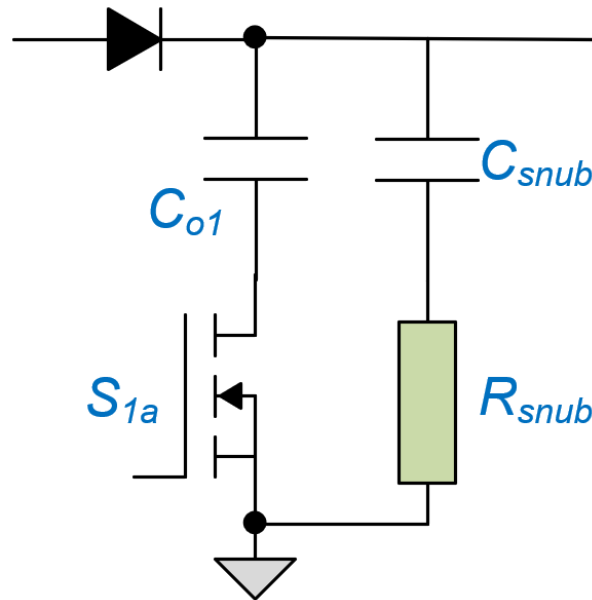


Figura 4.42 Circuito Elevador con los componentes de potencia.

En esta técnica se utiliza el método de regulación PWM de fase secuencial para controlar la corriente de los arreglos de LEDs de manera individual para reducir los saltos de corriente de salida y de corriente de entrada. Comparados con técnicas tradicionales de regulación analógica, este método de control mejora el tiempo de vida del LED así como la estabilidad de color.

Considerando que la amplitud de corriente es constante, el ciclo de trabajo y la frecuencia pueden ser variadas para conseguir el control de regulación “dimming”. La Figura 4.43 muestra dos esquemas de regulación PWM dimming conseguidos.

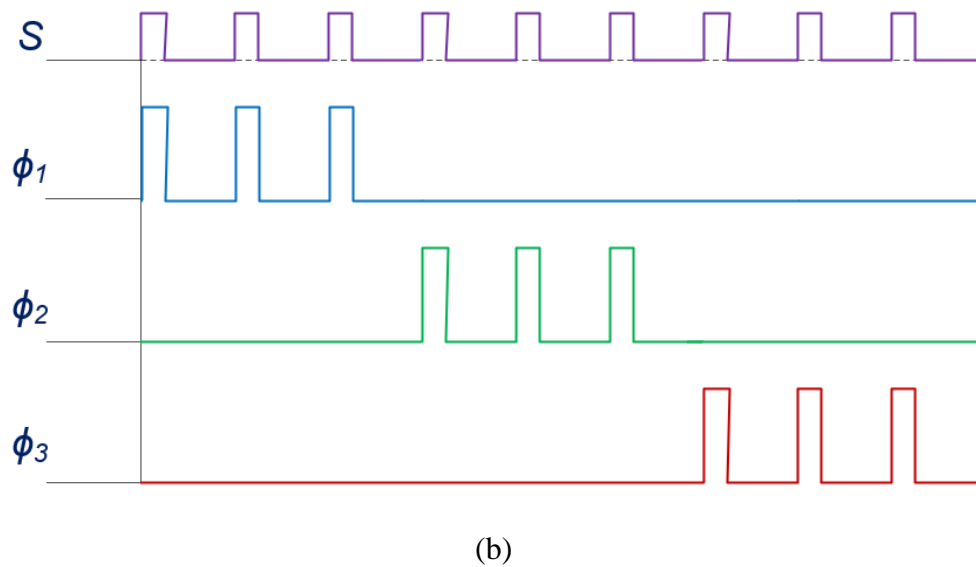
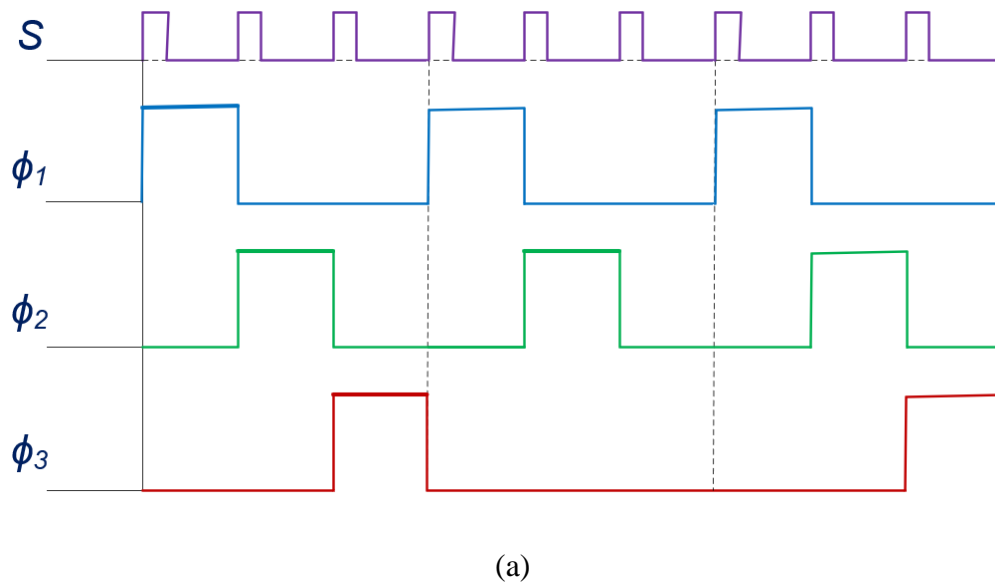


Figura 4.43 Control PWM Dimming. (a) Modelo I. (b) Modelo II.

En este circuito no se produce activación cruzada entre las tres fases, por lo que cada LED se enciende de manera individual. En el Modelo I mostrado en la Figura 4.43a las tres señales PWM operan con retardo de fase de 120 y el ciclo de trabajo “duty” de las tres señales PWM son todas iguales a un tercio. La Figura 4.43b muestra el Modelo II que tiene señales PWM troceadas. La frecuencia de operación puede ser tan baja como la frecuencia de operación del convertidor elevador. Al comparar los esquemas, el Modelo II contienen mayor cantidad de pulsos uniformes de alta frecuencia en un período, de modo que con el Modelo II se consigue el doble del largo en el área de nivel en alto. Por lo tanto, se puede asumir que con el Modelo

II se puede ahorrar mayor energía que con el Modelo I. El inductor en ambos esquemas trabaja en MCC. La corriente del inductor crecerá cuando el interruptor S está activado y por otro lado la rampa de corriente decrecerá cuando S esté desactivado.

4.3.11 Comparación de Convertidores DC-DC SIMO en Paralelo

A continuación, se presenta una comparación de las técnicas de control de convertidores DC-DC usando SIMO en configuración paralelo. La Tabla 4.1 muestra cada una de las técnicas contrastadas frente a las características de uso de lazo de control, número de conmutadores utilizados en el convertidor, el desempeño PWM y las topologías factibles.

Tabla 4.1 Comparación de técnicas de control de convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo

Método de control	Lazo de control	Número de Conmutadores*	Inductor Variable	Desempeño PWM	Topologías Factibles
Multiplexación de Tiempo en MCD	Sí	N+1	No	Buena	Cualquiera
Pseudo MCC/MCD	Sí	N+2	No	Buena	Cualquiera
Control Ordenado de Distribución de Potencia CODP	Sí	N+1	No	Buena	Cualquiera
Adaptativo de Recuperación de Energía CARE	Sí	N+3	No	Buena	Cualquiera
Modo de Conservación de Energía CMCE	Sí	N+2	No	Buena	Cualquiera

* N representa el número de canales de salida.

A partir del análisis realizado, se detecta que cada una de las técnicas ha ido evolucionando implementando mejoras en el proceso de conmutación y en la reducción del cruce de regulación. Sin embargo, todas se sujetan a una corriente establecida por un valor de inductor fijo, es decir no incluyen control magnético que bien podría ser un método adicional de control para tener un parámetro de regulación de las salidas del convertidor para aplicaciones tales como las presentadas a continuación para el caso de regulación de iluminación LED.

La Tabla 4.2 muestra una comparación de las técnicas de control de convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo usadas para iluminación LED. Los parámetros de comparación son los mismos de la Tabla 4.1.

Tabla 4.2 Comparación de técnicas de control de convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo usadas para iluminación LED

Convertidor SIMO LED	Lazo de control	de Conmutadores	Inductor Variable	Desempeño PWM	Topologías Propuestas
Una Sola Etapa AC/DC	Sí	N+1	No	Buena	Reductor
Libre de Capacitor	Si FPGA	N+1	No	Buena	Reductor-Elevador
Reductor dimerizable	Si	N+1	No	Buena	Reductor
Multicanal para Displays	Si	N+1	No	Buena	Elevador
Rango completo de dimerización	Si Micro	2N+1	No	Buena	Reductor
PFC sin capacitor electrolítico	Si	N+2	No	Buena	Flyback
Voltaje de bus local optimizado	Si	2N+2	No	Buena	Elevador
Multicanal de alta eficiencia	Si	N+1	No	Buena	Reductor
Quasi-Histerico	No MEF	N+2	No	Buena	Reductor-Elevador
Solar con MT	Si PDS	2N+1	No	Buena	Elevador

Al analizar la Tabla 4.2 se desprende la misma observación principal de que hasta ahora no se ha utilizado el uso de control magnético como parámetro de regulación de la corriente del inductor, la cual en todas las topologías abastece de energía a cada una de las salidas de arreglos de LED.

Cada una de las técnicas optimiza si bien el método de control MT; para ello requiere incrementar el número de inductores o a su vez incluir control digital implementando el control de los conmutadores de potencia usando FPGAs o Microcontroladores, lo cual encarece e incrementa la cantidad de componentes de la técnica original propuesta con MT.

4.3.12 Posibilidades de Control del Convertidor SIMO con Control Magnético

Una vez realizada la revisión comparativa y evaluativa de los convertidores DC-DC SIMO en paralelo para el control de iluminación LED, se presenta un esquema de la utilización de la metodología de control magnético (CM) [63]-[66], presentada en el Capítulo 3 de esta disertación, aplicado a convertidores SIMO para el control de drivers LED, con el fin de introducir el control optimizado de la corriente de inductor para aplicaciones de iluminación LED. Ésta es una de las posibilidades de control, la cual puede ser combinada con otras técnicas, tales como el control por frecuencia y control por ciclo de trabajo. El control de la generación de estados y ciclo de trabajo para el control de los canales puede ser implementado usando elementos digitales tradicionales o control por microprocesador para su integración con algoritmos de optimización del control digital y comunicaciones con otros sistemas. La Figura 4.44 muestra el esquema para un Convertidor SIMO con CM para el control de arreglos LED.

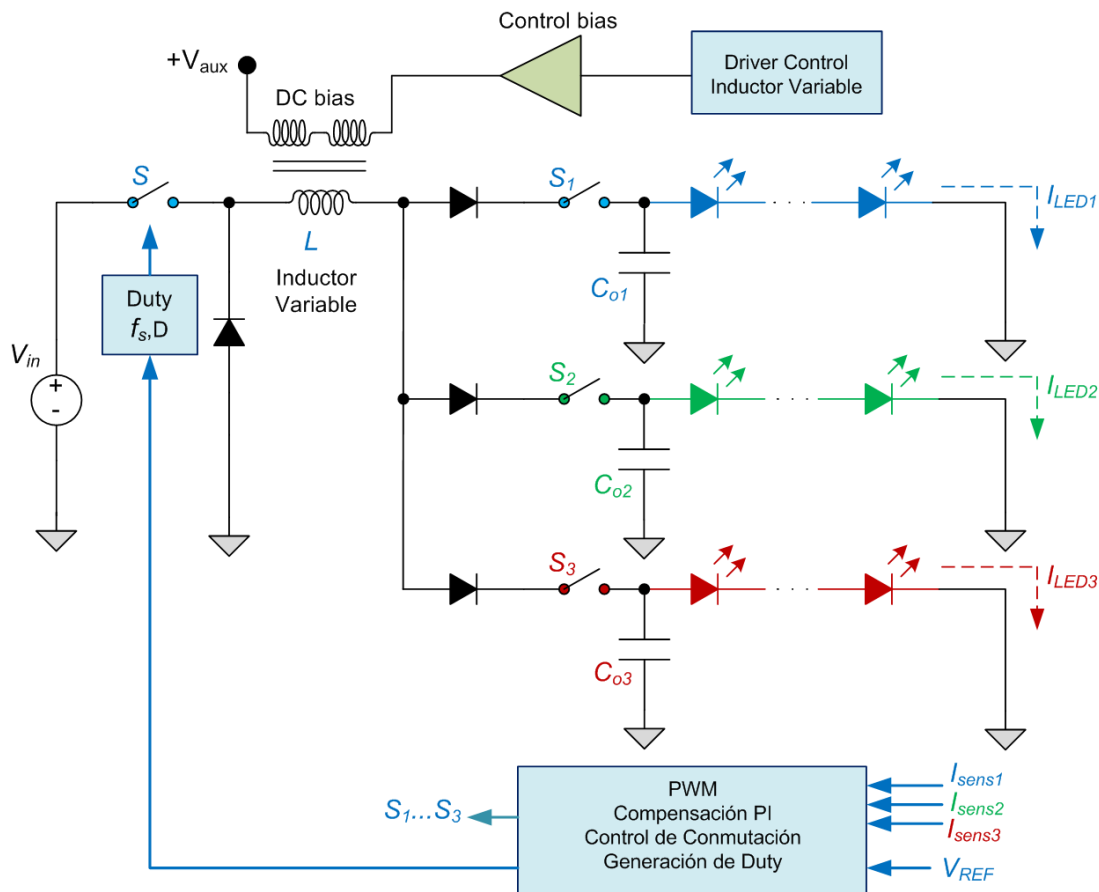


Figura 4.44 Posibilidades de control del Convertidor DC-DC SIMO con CM.

4.4 Control de Convertidores DC-DC SIMO en paralelo usando Control Magnético para iluminación LED

La iluminación LED es ampliamente utilizada en aplicaciones tales como iluminación de puestos de trabajo, iluminación decorativa, ambientación de entornos, entre otros. Esto hace que sea necesario mejorar constantemente los métodos y tecnologías para tener sistemas más flexibles, eficientes energéticamente y amigables con el medio ambiente. Por otro lado, los métodos control de los sistemas de iluminación están constantemente evolucionando y adaptándose al vertiginoso cambio de la tecnología LED.

En este apartado se presenta la aplicación de la técnica de CM, que previamente ha sido presentada en el Capítulo 3, en convertidores DC-DC que utilizan el método “Una sola entrada y múltiples salidas” conocida como SIMO por las siglas de sus términos en inglés (Single Input Multiple Output). La técnica SIMO se utiliza ampliamente en aplicaciones como la multiplexación de canales, la selección de frecuencias, la radiación desde una sola antena de radiofrecuencia (RF) a una serie de antenas receptoras, comunicaciones digitales, etc. [42]. El control SIMO se basa en la caracterización del comportamiento de salida múltiple de un sistema basado en un único parámetro de entrada.

En electrónica de potencia la técnica SIMO se utiliza en convertidores que trabajan con un solo inductor como elemento de control en la entrada para el control de múltiples salidas de corriente o voltaje, denominada SIMO por sus siglas en inglés (Single Inductor Multiple Output), haciendo referencia al control de corriente de varias cargas dependiendo de un sólo inductor [43].

En el caso de convertidores DC-DC para iluminación LED, la metodología SIMO está siendo utilizada en el ámbito de control de corriente de salida de arreglos de LEDs para conseguir un flujo eficiente de luminosidad y permitir que cada lazo de corriente en los arreglos de LEDs esté trabajando en los puntos de operación correctos, para conseguir por ejemplo la maximización de la eficiencia, control de flujo luminoso, temperatura de color y brillo, entre otros. El campo de aplicación puede ir desde Drivers para iluminación LED autónomos para soluciones residenciales, control de alumbrado público, etc. así como para aplicaciones integradas a redes de drivers LED en sistemas de iluminación para edificios inteligentes.

4.4.1 Convertidores DC-DC SIMO en Paralelo

En los convertidores DC-DC convencionales con el fin de obtener N número de salidas de voltaje o corriente, se requieren N número de convertidores DC-DC reductores en paralelo. El objetivo de implementar la técnica SIMO en convertidores DC-DC es evitar la necesidad de utilizar un número N de convertidores, por lo tanto N número de inductores para el control de cada salida requerida [42][43], reduciendo el costo del sistema de control, y proporcionando tamaño, pérdida y optimización de energía.

Un convertidor SIMO DC-DC en aplicaciones de iluminación LED genera simultáneamente N voltajes de salida y corrientes reguladas para cada matriz LED como se muestra en la Figura 4.45, utilizando un solo inductor y un único convertidor SIMO en el sistema de energía electrónica, de modo que los canales se pueden regular correctamente, distribuyendo la energía almacenada en el inductor a cada salida [43].

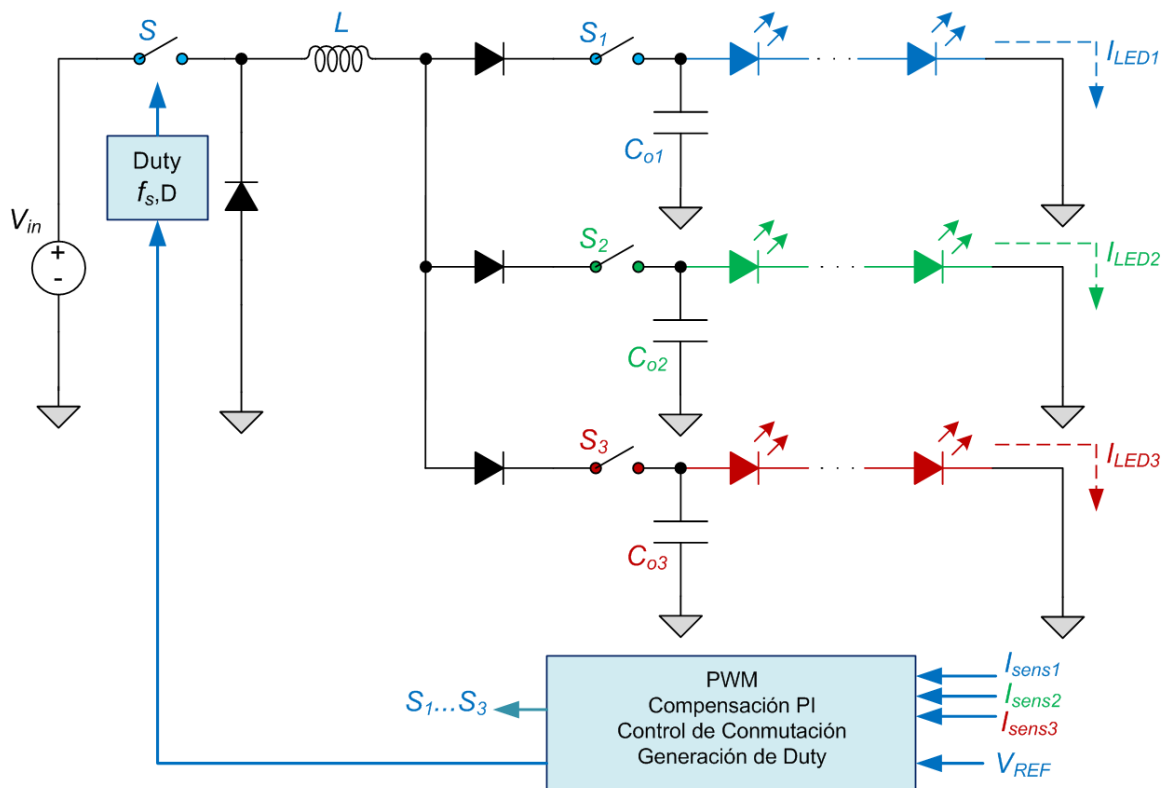


Figura 4.45 Esquema del Convertidor DC-DC Reductor SIMO para aplicaciones LED usando control por MT.

Debe considerarse que el convertidor SIMO debe trabajar en MCD para que la regulación actual de cada canal se realice fundamentalmente mediante la variación del ciclo de trabajo del interruptor principal y por variación de frecuencia, manteniendo un valor fijo de la inductancia de la etapa del filtro de entrada del convertidor. Este aspecto hace que exista un rango de funcionamiento específico cuando se utiliza un valor fijo de inductancia en el convertidor.

Existen obras desarrolladas [43]-[62] que mejoran el comportamiento de dichos convertidores, sin embargo, el rango de operación en MCD permanece establecido en un valor de inductancia fijo.

En este apartado se introduce un nuevo concepto sobre los convertidores SIMO basado en el uso de un inductor variable (IV) [63]-[66] como elemento controlable en el convertidor. En los convertidores SIMO convencionales, el inductor debe diseñarse por debajo de la inductancia crítica con la que el reductor SIMO opera en MCD a la tensión de entrada máxima, voltaje de salida mínimo y corriente de carga completa.

Con una inductancia fija, la ondulación de corriente del inductor será bastante grande cuando el convertidor reductor SIMO funcione con un voltaje de entrada más bajo, pero con mayor voltaje de salida, lo que conduce a mayores pérdidas de conmutación y conducción. Sin embargo, con el inductor controlable usando IV, la inductancia se puede variar adaptativamente con el voltaje de entrada o la corriente de carga, contribuyendo a una menor tensión de corriente y una mayor eficiencia de conversión con respecto al convertidor que trabaja con la misma tensión de entrada o corriente de carga, pero con el inductor fijo.

4.4.2 Convertidor DC-DC SIMO Reductor en Paralelo con Carga LED

En el convertidor DC-DC SIMO Reductor propuesto se utilizan tres canales. Estos canales están asociados con tres arrays LED de tipo RGB, ampliamente utilizadas en convertidores SIMO para aplicaciones de iluminación LED [42]-[60], teniendo en cuenta la tendencia en el campo del uso de la tecnología LED.

4.4.3 Análisis del Convertidor DC-DC Reductor SIMO LED con Carga LED

Para el control de los tres canales se utilizarán así mismo, tres señales de estados establecidas por S_1 , S_2 y S_3 tal como lo muestra la Figura 4.46.

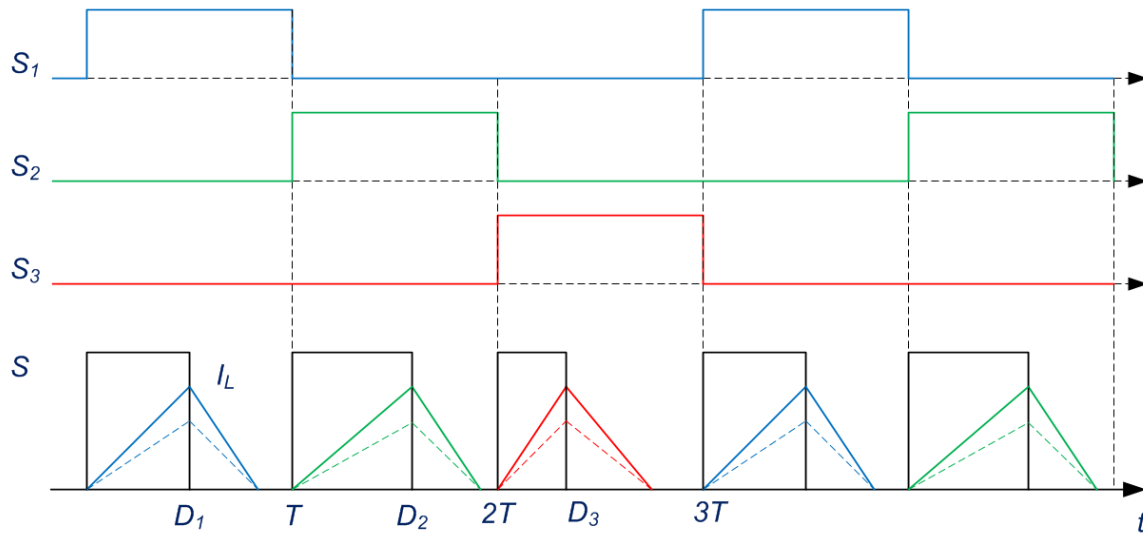


Figura 4.46 Señales de los conmutadores del Convertidor DC-DC Reductor SIMO LED con CM.

Las corrientes en cada canal se determinan mediante el cálculo de áreas de corrientes. La Figura 4.47 muestra la forma de onda de la corriente del inductor en el canal Rojo R, mientras el convertidor está en el estado S_3 ilustrado en la Fig. 4.46.

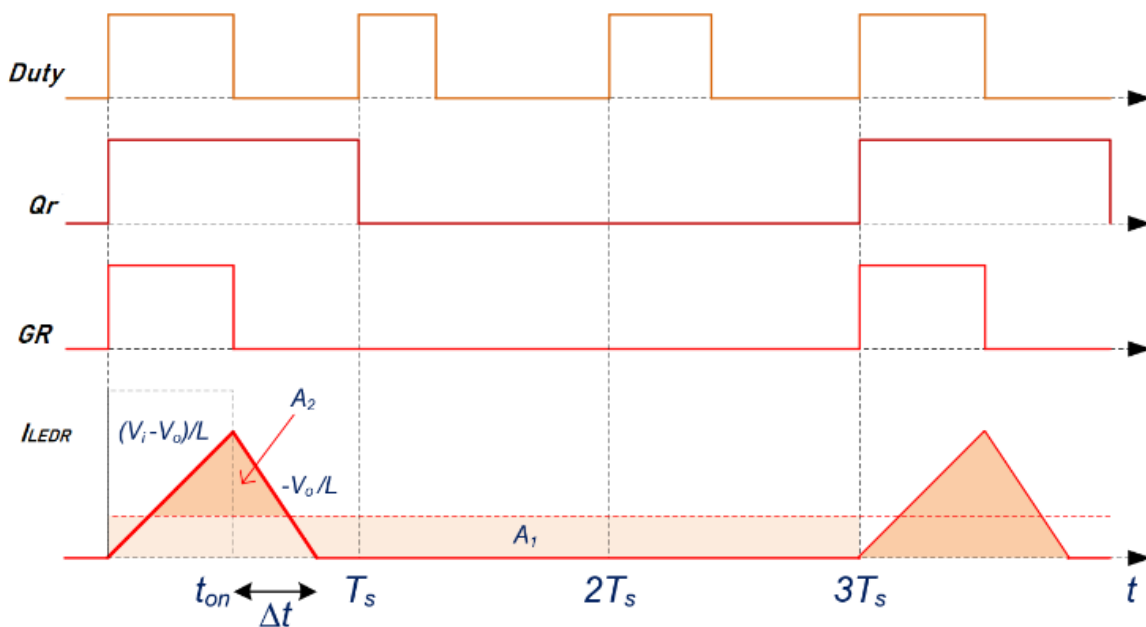


Figura 4.47 Forma de onda de la corriente del inductor en el canal Rojo R del Convertidor DC-DC Reductor SIMO LED con CM.

En la Figura 4.47 el área correspondiente a la corriente de salida que se dibuja en A_1 en el tiempo de $3T_s$ es:

$$A_1 = I_o * 3T_s \quad (4.1)$$

donde I_o es la corriente de salida. El área correspondiente al triángulo A_2 es:

$$A_2 = \frac{1}{2} (t_{on} + \Delta t) \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t_{on} \quad (4.2)$$

donde t_{on} es el tiempo activo del ciclo de trabajo D y Δt el tiempo de descarga del inductor L . Teniendo en cuenta que V_o es la tensión de salida y aplicando la relación coseno del triángulo, también se obtiene:

$$\frac{V_o}{L} = \frac{\frac{V_i - V_o}{L} \cdot t_{on}}{\Delta t} \quad (4.3)$$

Por ende, se obtiene la siguiente expresión para Δt :

$$\Delta t = \left(\frac{V_i}{V_o} - 1 \right) \cdot t_{on} \quad (4.4)$$

Por otro lado, mediante el desarrollo de la zona del triángulo A_2 es posible encontrar I_o en función del ciclo de trabajo D sustituyendo Δt de (4.4) en (4.2):

$$A_2 = \frac{1}{2} \left(t_{on} + \left(\frac{V_i}{V_o} - 1 \right) \cdot t_{on} \right) \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t_{on} \quad (4.5)$$

Dado que A_2 debe ser igual a A_1 , se puede establecer la siguiente relación:

$$I_o = \frac{1}{3T_s} A_1 = \frac{1}{3T_s} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{V_i - V_o}{L} \cdot t_{on}^2 \quad (4.6)$$

Considerando que $D = \frac{t_{on}}{T_s}$, la corriente de salida puede ser expresada como sigue:

$$I_o = \frac{1}{6} \cdot \frac{V_i}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{V_o} - 1 \right) \cdot \frac{D^2}{f_s} \quad (4.7)$$

En este estudio, el tipo de carga es un LED, por lo que la tensión de salida en cada canal está determinada por $V_o = V_{TH} + R_D * I_o$, donde V_{TH} es el voltaje de umbral LED y R_D es la resistencia dinámica LED. A continuación, reemplazando V_o en (4.7) para despejar la

corriente de salida I_o , se evidencia una ecuación de segundo orden que se resuelve utilizando métodos matemáticos, de modo que se establece la siguiente expresión:

$$R_D I_o^2 + \left(V_{TH} + \frac{V_i D^2 R_D}{6 L f_s} \right) I_o - \frac{V_i D^2}{6 L f_s} (V_i - V_{TH}) = 0 \quad (4.8)$$

Para resolver la ecuación (4.8) se utilizará el método expresado por:

$$\begin{aligned} Ax^2 + Bx + C &= 0 \\ x &= \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \end{aligned} \quad (4.9)$$

En este caso solo se empleará el valor positivo de la raíz puesto que en este caso sólo interesa el valor positivo:

$$I_o = \frac{-V_{TH} - \frac{V_i D^2 R_D}{6 L f_s} + \sqrt{\left(V_{TH} + \frac{V_i D^2 R_D}{6 L f_s} \right)^2 - 4 R_D \cdot \frac{V_i D^2}{6 L f_s} (V_i - V_{TH})}}{2 R_D} \quad (4.10)$$

La ecuación (4.10) es válida siempre y cuando el convertidor esté funcionando en MCD, entonces se debe cumplir la siguiente condición:

$$\Delta t < (1 - D) T_s \quad (4.11)$$

Mediante la sustitución de (4.4) en (4.11) la condición MCD se puede determinar en función de los parámetros del convertidor de la siguiente manera:

$$\frac{V_i D}{V_{TH} + R_D I_o} < 1 \quad (4.12)$$

Como se puede ver en (4.12) la condición MCD depende de los parámetros del convertidor como voltaje de entrada V_i , ciclo de trabajo D y parámetros de carga nominal. Por lo tanto, dado que I_o se basa en la inductancia L , es posible controlar el rango de operación de MCD de acuerdo con V_i y L . Por otro lado, al despejar L de la ecuación (4.7), la inductancia se puede determinar en función de la corriente de salida I_o y el voltaje de entrada V_i , por lo que se establece la siguiente expresión para la carga LED:

$$L = \frac{V_i D^2}{6 I_o f_s} \cdot \left(\frac{V_i}{V_{TH} + R_D I_o} - 1 \right) \quad (4.13)$$

Además, para analizar el comportamiento del convertidor en función del valor del ciclo de trabajo, D se puede resolver desde (4.7):

$$D = \sqrt{\frac{6 I_o f_s}{V_i} \cdot \left(\frac{V_{TH} + R_D I_o}{V_i - V_{TH} - R_D I_o} \right)} \quad (4.14)$$

4.4.4 Diseño del inductor

Para el diseño del inductor se considera que la variación del flujo magnético respecto al tiempo es directamente proporcional al valor de la inductancia cuando varía la corriente [63]:

$$\begin{aligned} N \frac{d\phi}{dt} &= L \frac{dI}{dt} \\ NBA &= L I \\ N &= \frac{L I_p}{B_p A_e} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Para encontrar el número de vueltas N del devanado para un tipo de estructura de un inductor específico, el valor del campo magnético pico B_p así como la corriente pico I_p se establecen a partir de la curva característica $B - I$ del material magnético utilizado para el núcleo del inductor, entonces N se determinará mediante (4.15) [63]-[66].

4.4.5 Ejemplo de Diseño

Para el diseño del convertidor se utilizan como ejemplo una tensión de entrada nominal V_i de 24V y una corriente de salida nominal en cada canal de 1 A; a continuación, utilizando la ecuación (4.7) se determina un valor de inductancia de 5 μ H.

La tensión de salida nominal para una corriente de 1 A es de 8.27 V para el canal rojo, 11.43 V para el canal verde y 10.11 V para el canal azul. Usando la ecuación (4.14) se determinan los valores del ciclo de trabajo de cada uno de los tres canales RGB: $D_{red} = 0.32$, $D_{green} = 0.43$ y $D_{blue} = 0.41$. En este caso, usando la ecuación (4.12) para una inductancia fija de 5 μ H se determina que el convertidor puede operar en MCD para un rango de voltaje de entrada de 22V a 28V, que corresponde a un rango de variación del 25%. Ahora, en este ejemplo se desea ampliar el rango de voltaje de entrada hasta 40%, lo que significa un rango de voltaje de 14 V a 35 V. Mediante el uso de (4.13) se obtiene que la variación requerida de la inductancia VI es de 3 μ H a 8 μ H.

4.4.6 Diseño del sistema de control Duty

El control del interruptor principal S para el Convertidor DC-DC SIMO Reductor para tres canales con CM se realiza con la señal $Duty$ utilizando los estados de los interruptores S_1 , S_2 y S_3 . Estos estados se logran mediante el uso de puertas AND para multiplicar digitalmente las señales de G_{dr} , G_{dg} y G_{db} con las señales Q_r , Q_g y Q_b respectivamente. El resultado son las señales GR , GG y GB que se utilizan para activar los interruptores S_1 , S_2 y S_3 respectivamente. Para generar la señal de $Duty$ se resuelve la tabla de verdad mostrado en la Tabla 4.3, cuyo resultado se consigue utilizando una puerta OR tal como lo muestra la Figura 4.48.

Tabla 4.3 Tabla de verdad de estados del Convertidor DC-DC SIMO Reductor

$A (GR)$	$B (GG)$	$C (GB)$	$Y (Duty)$
1	0	0	1
0	1	0	1
0	0	1	1
X	X	X	0

$$Y = A + B + C$$

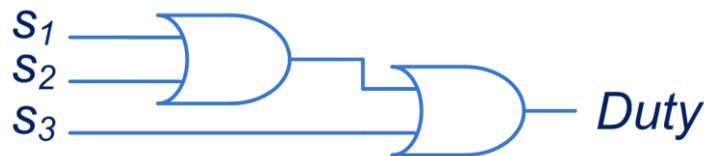


Figura 4.48 Lógica Secuencial de la señal Duty.

En este caso Y es la función de salida para la señal $Duty$ que se debe emplear para activar el driver del conmutador principal del convertidor reductor propuesto.

4.4.7 Diseño del sistema secuencial para tres canales

En este estudio los estados indicados en la Tabla 4.3 se repiten de manera secuencial de acuerdo a T_s que es el período del driver del convertidor. Este sistema secuencial se puede conseguir utilizando elementos bi-estables del tipo Flip-Flop D, por lo que se establecen los estados secuenciales mostrados en la Tabla 4.4 de acuerdo al diagrama de estados de la Figura 4.49.

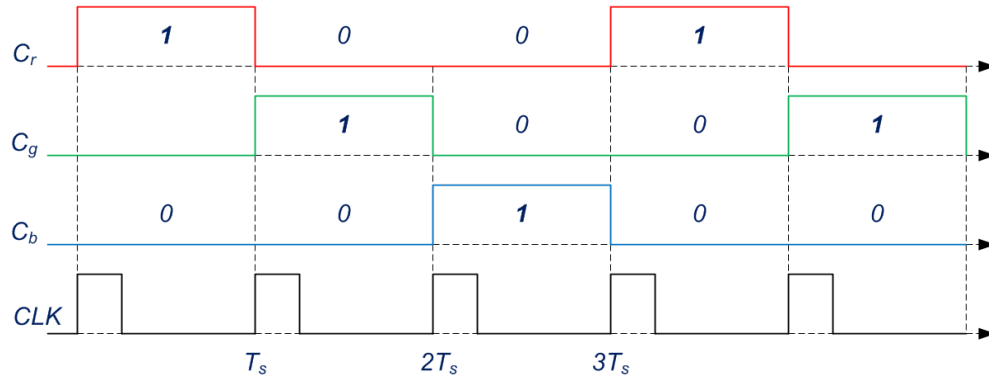


Figura 4.49 Señales de los conmutadores del Convertidor DC-DC Reductor SIMO con CM para tres canales de iluminación LED.

La Figura 4.50 muestra el esquema y secuencia del sistema secuencial para el convertidor propuesto para tres salidas de iluminación LED. La secuencia indicada se repite cada $3T_s$. El sistema secuencial genera los estados de acuerdo a la Tabla 4.4, estableciendo los estados Q_r , Q_g y Q_b para los canales rojo, verde y azul respectivamente.

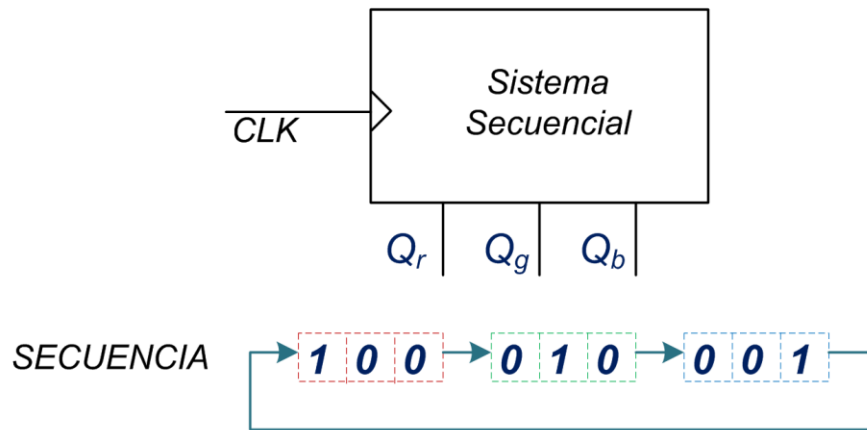


Figura 4.50 Sistema Secuencial del Convertidor DC-DC Reductor SIMO para tres canales de iluminación LED.

Tabla 4.4 Estados del sistema secuencial para el convertidor con tres salidas.

Q_b	Q_g	Q_r	Q_{b+}	Q_{g+}	Q_{r+}
0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	0	1

Para resolver el sistema de la Tabla 4.4, se plantean los siguientes Mapas de Karnaugh en la Tabla 4.5 con lo cual se consiguen los estados de acuerdo a las funciones encontradas para Q_r , Q_g y Q_b .

Tabla 4.5. Mapas de Karnaugh del sistema secuencial para tres canales

$Q_b Q_g$ Q_r	00	01	11	10
0	X	0	X	1
1	0	X	X	X

$$Q_r = Q_b$$

$Q_b Q_g$ Q_r	00	01	11	10
0	X	0	X	0
1	1	X	X	X

$$Q_g = \overline{Q_b} \cdot \overline{Q_g}$$

$Q_b Q_g$ Q_r	00	01	11	10
0	X	1	X	0
1	0	X	X	X

$$Q_b = Q_g$$

De acuerdo a los estados encontrados para Q_r , Q_g y Q_b , el sistema se compone por tres elementos bi-estables Flip-Flop del tipo D y una compuerta AND de acuerdo al diagrama mostrado en la Figura 4.51.

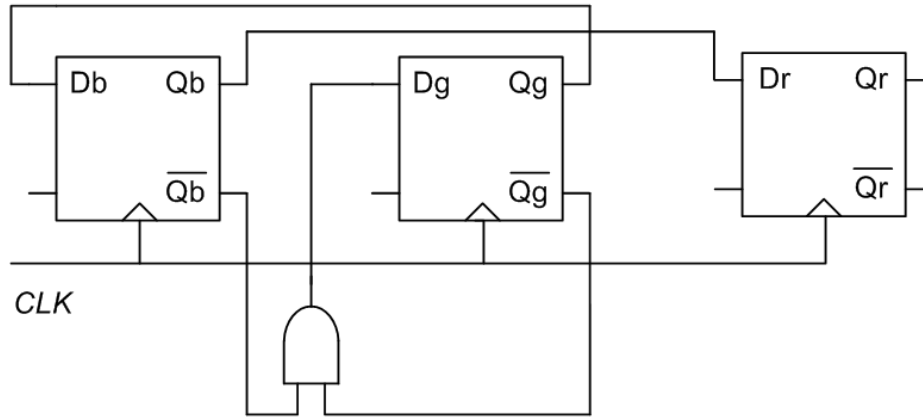


Figura 4.51 Esquema a de la Máquina de Estados del sistema secuencial

4.4.8 Esquema del Convertidor DC-DC SIMO con MC para Iluminación LED

El esquema de control propuesto del convertidor DC-DC SIMO Reductor con MC para iluminación LED se ilustra en la Figura 4.52. En este caso, el interruptor principal S funciona con el ciclo de trabajo y la frecuencia establecidos por un circuito DRIVER DUTY.

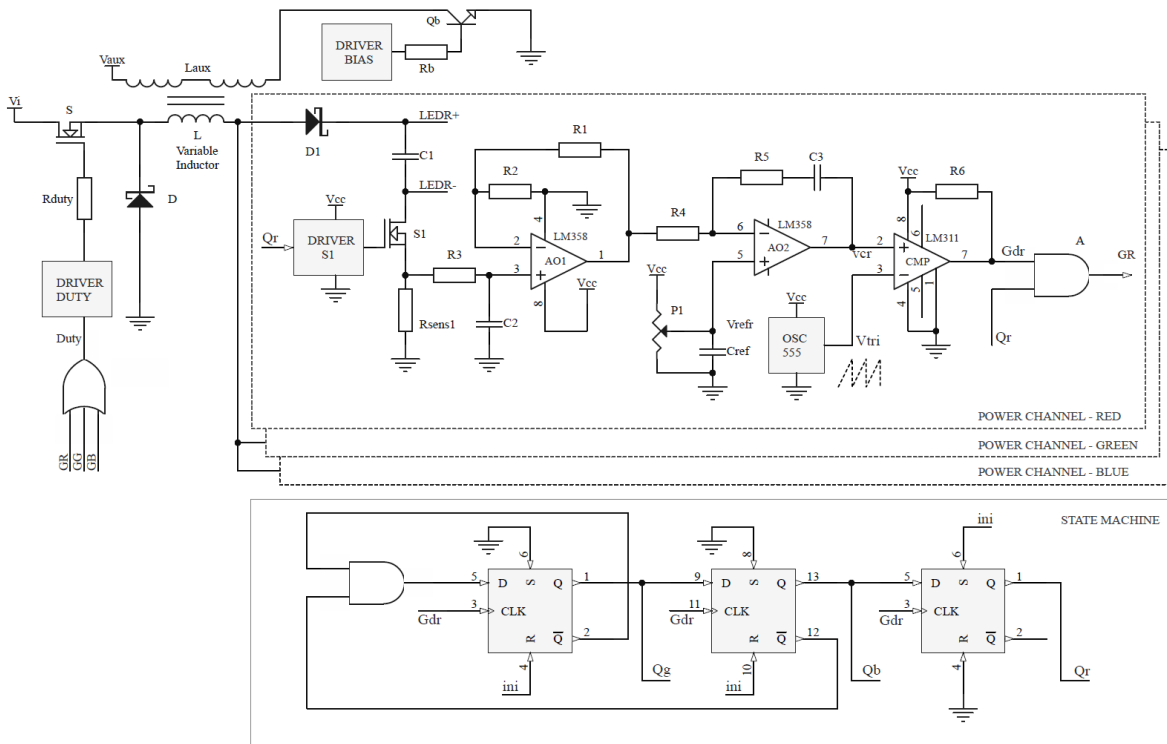


Figura 4.52 Esquema del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM para tres canales de iluminación LED propuesto.

La corriente de salida en el canal rojo I_R se mide por la resistencia de la serie R_{sens1} y un filtro de paso bajo implementado por el amplificador operacional (AO) AO1 y se introduce en un compensador proporcional-integral (PI) implementado por AO2, que genera la señal de v_{cr} utilizada para alcanzar el estado del canal respectivo. El control de los canales verdes y azules se realiza de forma similar. En el caso del canal verde se utilizará la corriente de salida I_G y para el canal azul, la corriente de salida I_B .

Cada canal se pasa a través de D_1 , D_2 y diodos D_3 para los canales rojo, verde y azul respectivamente. Como resultado, también se generan las señales de estado v_{cg} y v_{cb} utilizadas para implementar posteriormente el control secuencial del sistema. v_{cr} , las señales v_{cg} y v_{cb} deben transformarse en pulsos digitales, lo que se logra comparándolos individualmente con una señal triangular de V_{tri} que proviene del circuito OSC555 que funciona a una frecuencia de 100 kHz.

La comparación en el canal rojo se realiza utilizando un CMP, implementado con un LM311, del cual se obtiene la señal G_{dr} . La Figura 4.52 muestra el esquema de comparación para el canal rojo, para los canales verdes y azules se utiliza un circuito similar. Las señales generadas a partir de esta comparación son G_{dr} , G_{dg} y G_{db} para los tres canales RGB respectivamente.

4.4.9 Esquemas de los Drivers del Convertidor DC-DC SIMO con CM

Para el diseño electrónico del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM se ha utilizado la herramienta Altium Designer 14.3.9. La Figura 4.52 muestra el esquema general del convertidor y que incluyen los Drivers S_1 , Driver bias y Circuito OSC. El Driver S_1 se consigue realizando la multiplicación digital de las señales Q_r con G_{dr} , resultando la señal GR que posteriormente es amplificada usando un circuito amplificador de clase B implementado mediante Q_1 y Q_2 , para generar la señal de S_1 con la que se controlará los estados del canal rojo. Para los canales verde y azul, se implementa un circuito similar usando las señales Q_g , G_{dg} , Q_b , G_{db} respectivamente. La Figura 4.53 muestra el esquema del Driver S_1 para el canal rojo.

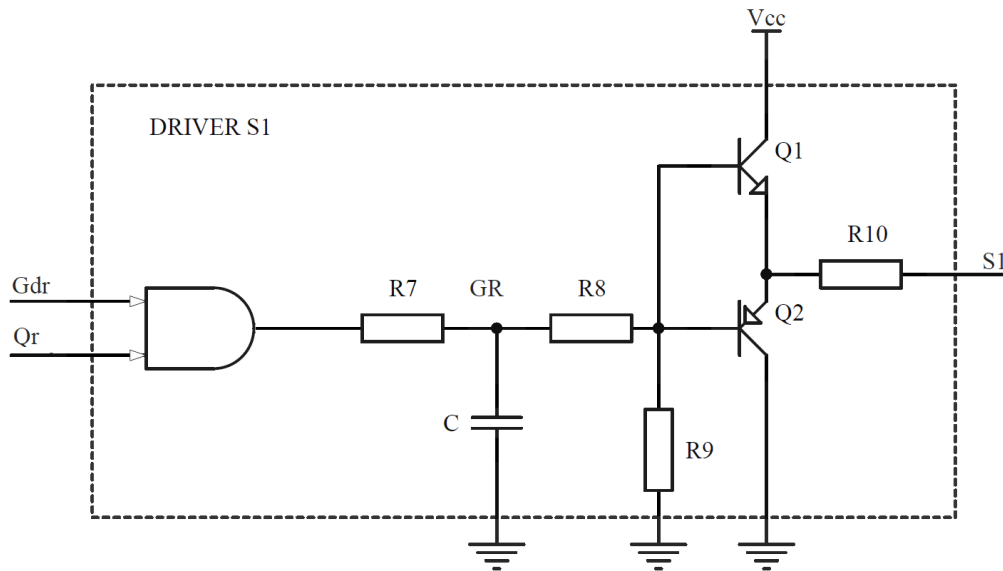


Figura 4.53 Driver S1

El circuito OSC es el encargado de generar la señal de voltaje triangular V_{tri} , el esquema es mostrado en la Figura 4.54.

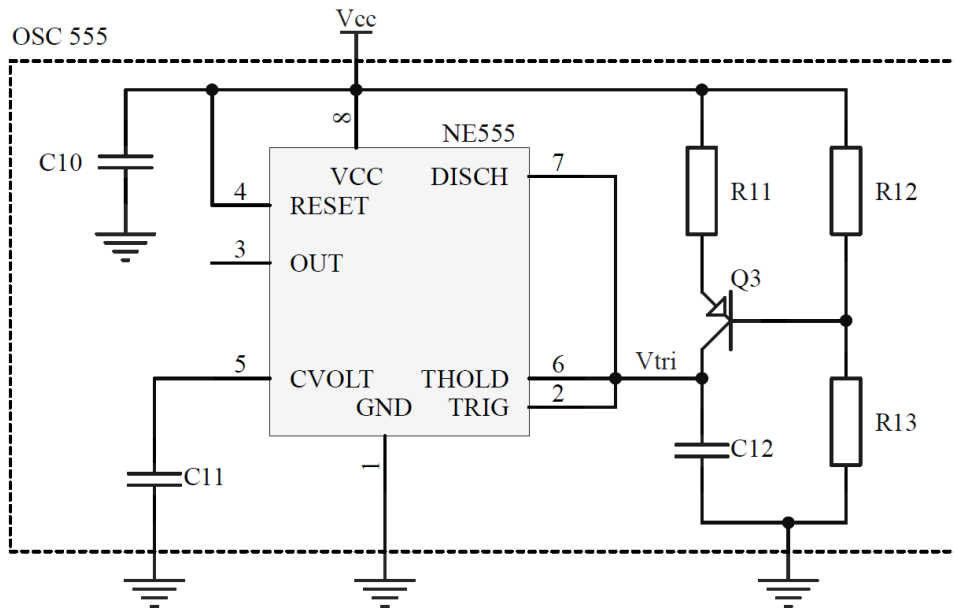


Figura 4.54 Esquema del circuito OSC 555.

El Driver Duty se implementa con la ayuda del IC IR2111, para generar los ciclos de trabajo para cada canal, tal como se muestra en la Figura 4.55.

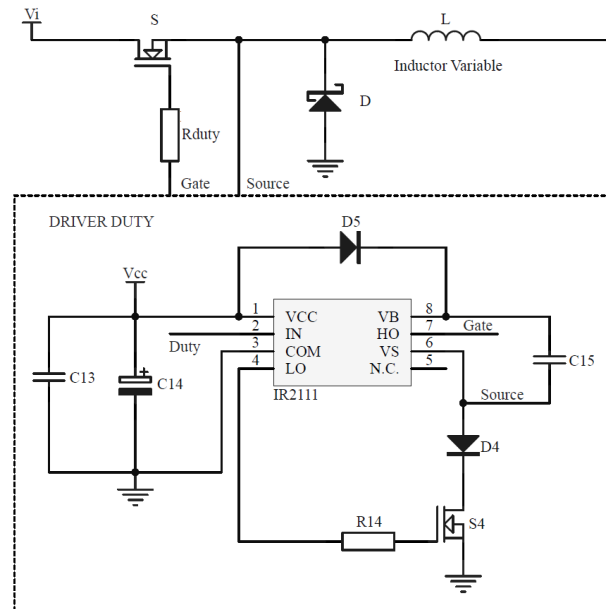


Figura 4.55 Esquema del DRIVER DUTY.

Para realizar la variación del valor de inductancia del filtro de entrada del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM se implementa un IV, el cual es controlado mediante una corriente de bias I_b que circula por la inductancia auxiliar L_{aux} del IV de acuerdo con el esquema presentado en la Figura 4.56. Como se puede observar el control se realiza mediante U_c que proviene de un compensador PI el cual puede ser controlado a través de la señal U_d .

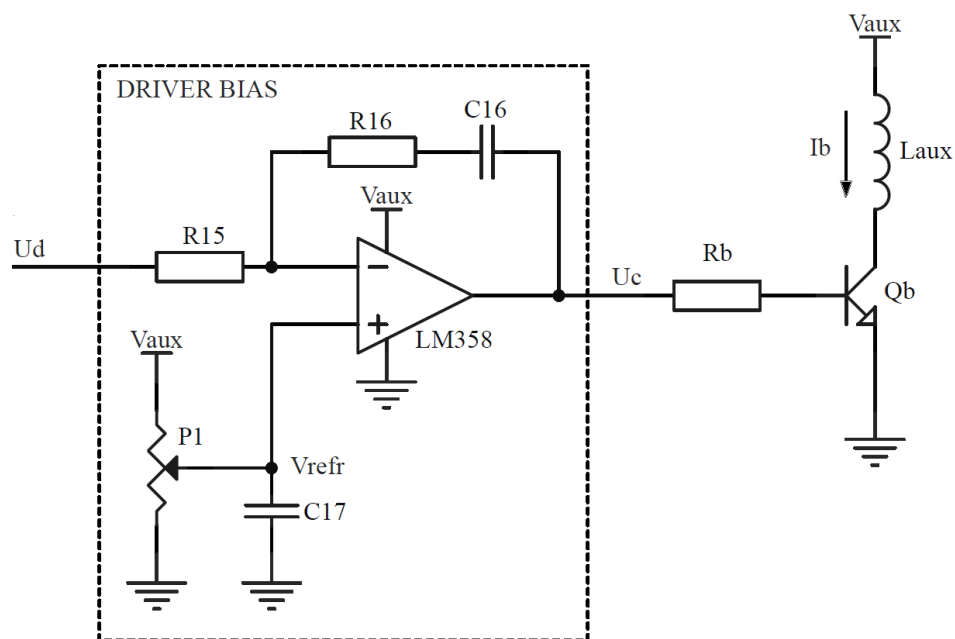


Figura 4.56 Esquema del DRIVER BIAS para el control del IV.

4.4.10 Simulación del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM

Para comprobar el funcionamiento correcto del circuito diseñado para el convertidor DC-DC SIMO reductor con CM de tres canales, se realizará la simulación del sistema utilizando la herramienta LTSpice. La simulación permite verificar el comportamiento de la corriente del inductor, la corriente de salida en cada canal, las señales de estados, generación de ciclo de trabajo, señal de reloj, señal diente de sierra, entre otras.

El Convertidor DC-DC SIMO Reductor con tres canales LED se muestra en la Figura 4.57. El esquema representa la salida para el canal rojo. Los componente y elementos electrónicos usados para representar al modelo eléctrico del diodo LED rojo son de 2.55Ω para la resistencia dinámica R_{dr} y 5.72 V para la tensión de codo V_{thr} .

Para los canales verde y rojo se realiza un circuito similar con sus respectivos parámetros. Para activar el estado del canal rojo, se utiliza el interruptor de potencia IRFZ48Z. La puerta del interruptor se activa con la señal G .

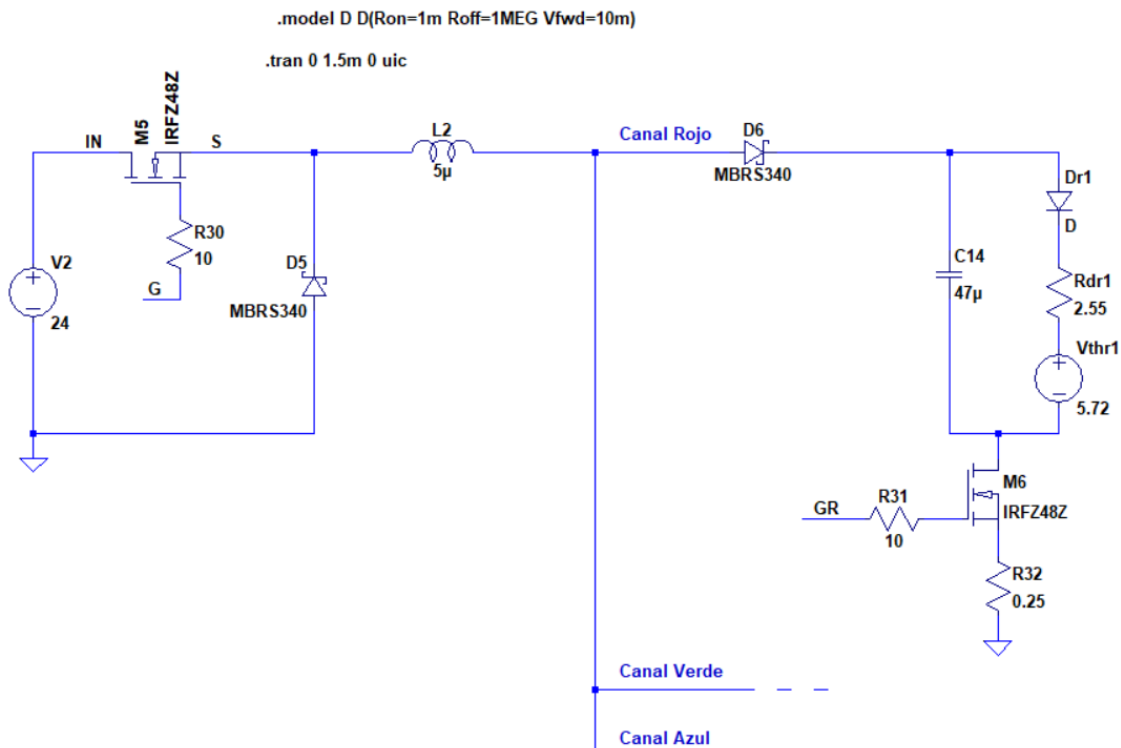


Figura 4.57 Convertidor DC-DC SIMO Reductor con Tres Canales LED (RGB) implementado en la herramienta LTSpice.

A continuación, se ha construido el bloque de sensor de corriente y generación de señal de estado en cada canal. La Figura 4.58 muestra el esquema para el canal rojo, como se puede ver se utiliza un sensor de corriente implementado con una resistencia serie de 0.25Ω . La señal es amplificada y comparada con un compensador PI para generar la señal de estado *vcr*. La señal *vcr* será utilizada posteriormente para conseguir las señales de estados y generación de *Duty*. El mismo esquema se repite para los canales verde y azul, de las cuales se consiguen las señales de estado *vcg* y *vcb* respectivamente.

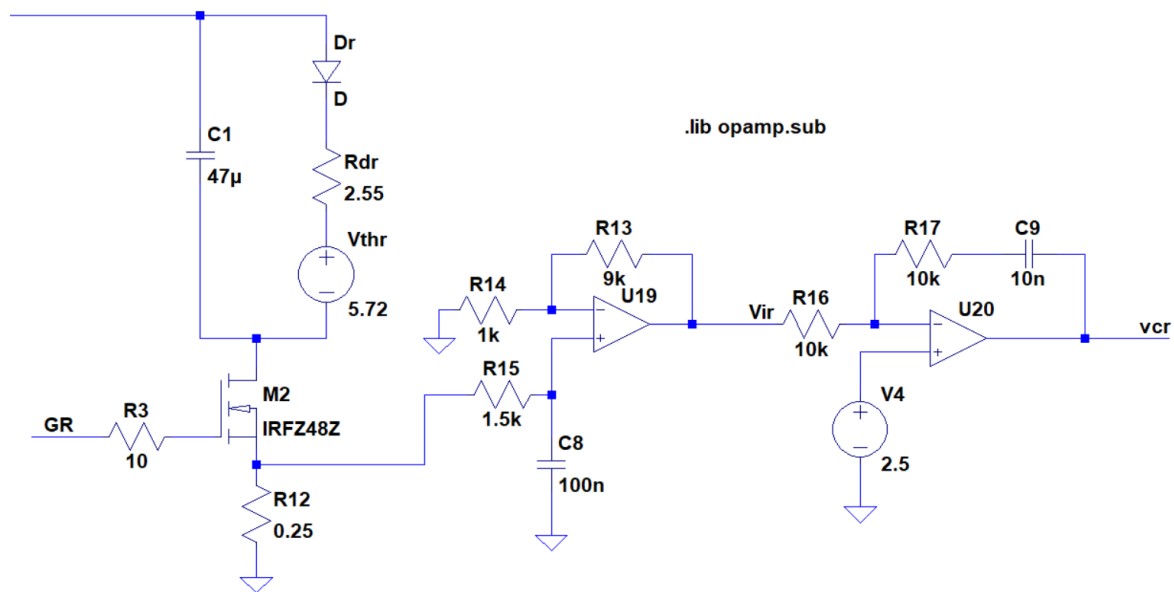


Figura 4.58 Sensor de corriente y generación de señal de estado *vcr*.

Para conseguir que las señales de estados se conviertan en pulsos digitales, éstas se comparan individualmente con una señal triangular, tal como lo muestra la Figura 4.59. La señal triangular *Vtri* se consigue mediante una fuente de impulsos mediante V8 en LTSpice. Las señales resultantes de esta comparación son *Gdr*, *Gdg* y *Gdb* para los canales rojo, verde y azul respectivamente, las cuales serán utilizadas posteriormente para realizar el control del sistema secuencial.

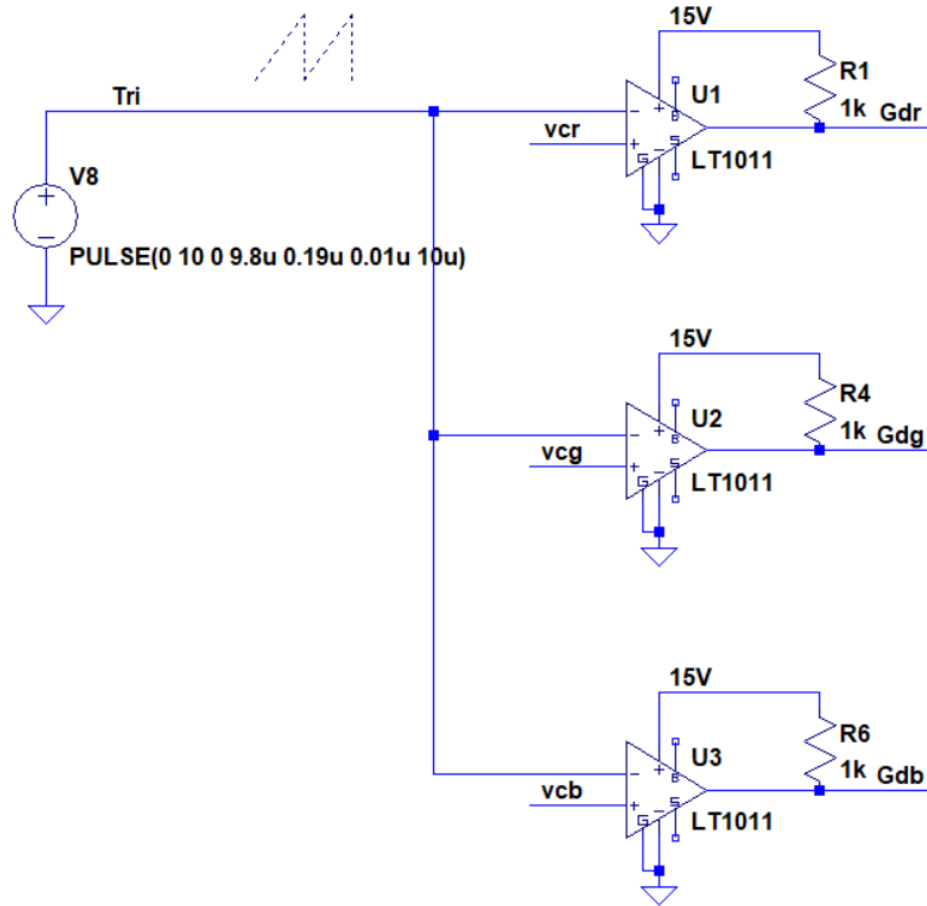


Figura 4.59 Comparación con señal triangular y generación de Gdr , Gdg , Gdb .

La Figura 4.60 muestra el esquema de la máquina de estados, de acuerdo al diseño del sistema secuencial para tres canales. Las señales obtenidas son Q_r , Q_g , Q_b . Para iniciar la simulación se utiliza el circuito *ini* para eliminar impulsos erróneos.

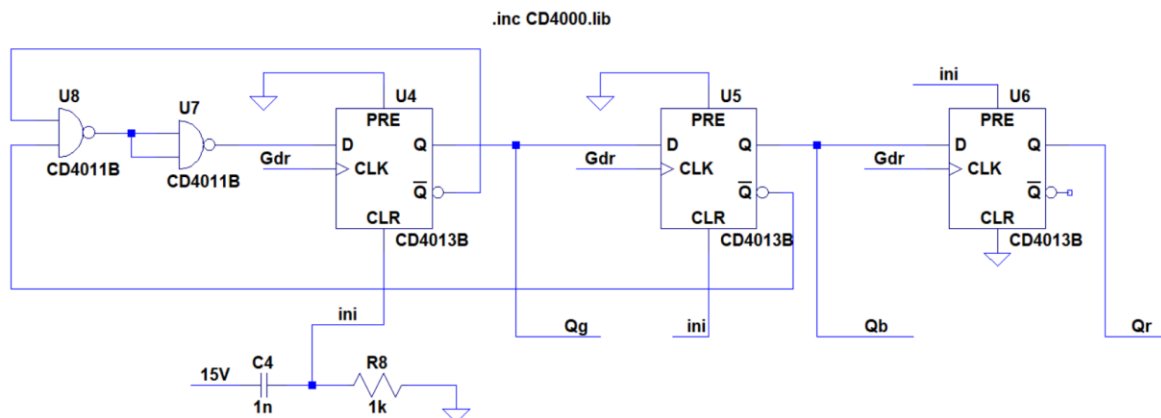


Figura 4.60 Máquina de estados y generación de Q_r , Q_g , Q_b .

Una vez conseguidas las señales de la máquina de estados, éstas son sujetadas a un valor de tensión que permiten activar las puertas de los interruptores de estados. La Figura 4.61 muestra la generación de las señales GR , GG y GB conseguidas y que son utilizadas para activar las puertas de los interruptores de estado rojo, verde y azul respectivamente.

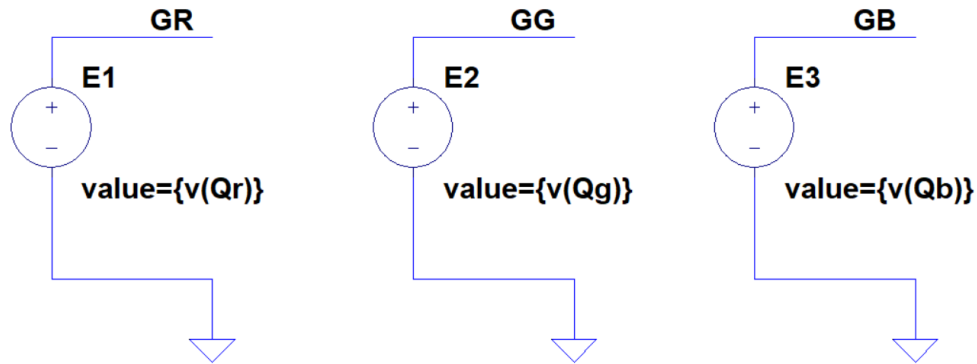


Figura 4.61 Generación de señales de control de estados de interruptor GR , GG , GB .

Finalmente se implementa la lógica digital para la generación de $Duty$ para el interruptor principal S del convertidor DC-DC SIMO Reductor.

Esta operación se realiza mediante el uso de puertas NAND para multiplicar digitalmente las señales de G_{dr} , G_{dg} y G_{db} con las señales Q_r , Q_g y Q_b respectivamente. El resultado son las señales G_{or} , G_{og} y G_{ob} que se utilizan para para generar la señal de $Duty$ utilizando una puerta OR, tal como lo muestra la Figura 4.62.

La señal G_o , es la señal resultante de esta operación lógica y es utilizada para activar el interruptor principal S del Convertidor DC-DC SIMO Reductor. Para activar el interruptor de potencia S , se adapta el valor de G_o a una tensión de acuerdo a las características del interruptor IRFZ48Z, por lo que la señal G , es la señal final utilizada para la generación de $Duty$.

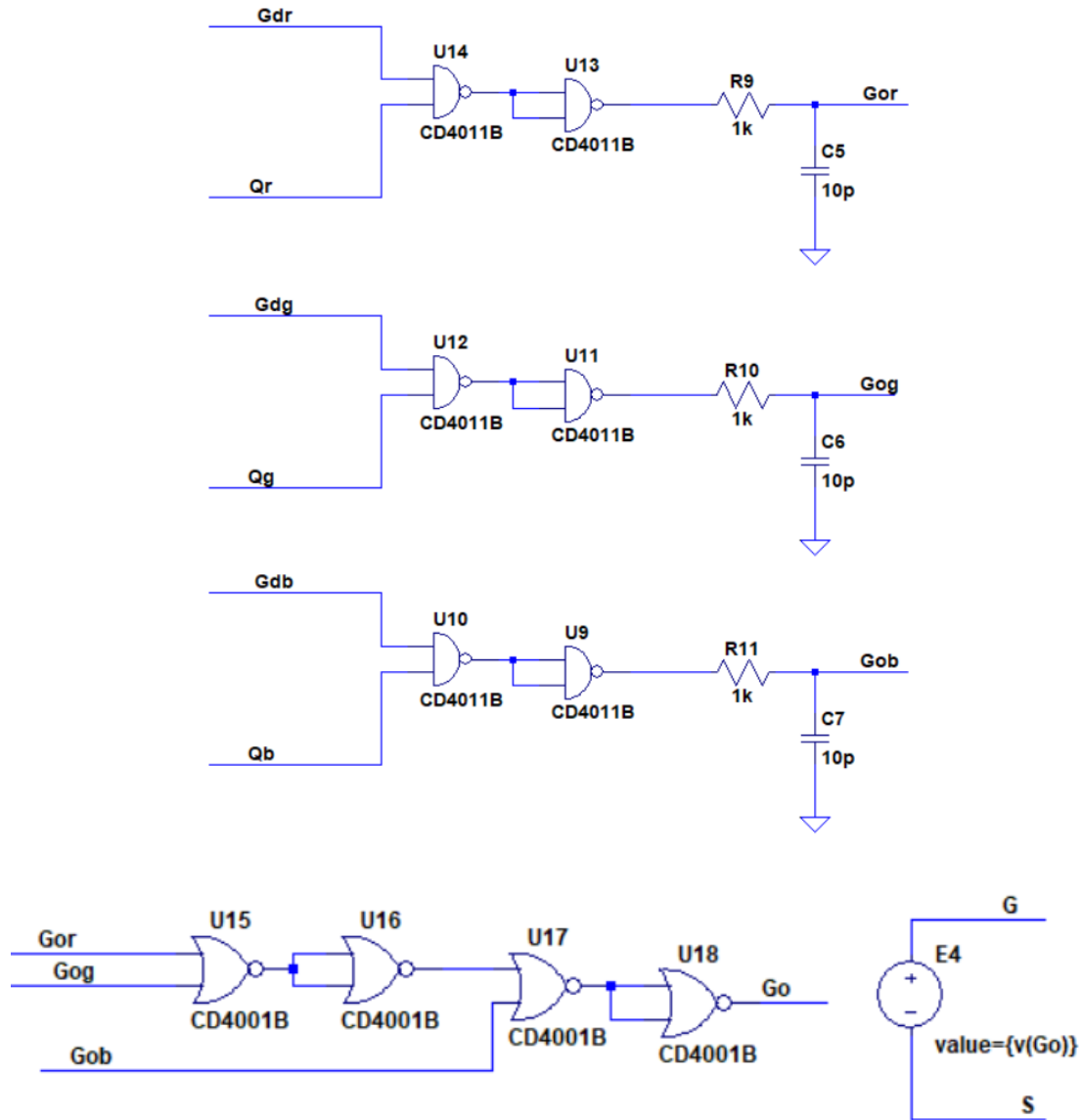


Figura 4.62 Generación de la señal *Duty*.

Una vez construido todo el sistema en la herramienta LTSpice, se procede a simular para conseguir la respuesta en estado estable. La Figura 4.63 muestra las señales de corriente en cada canal LED. $I(Dr)$ para el canal rojo, $I(Dg)$ para el canal verde e $I(Db)$. A continuación, está la corriente del inductor en $I(L1)$. Posteriormente se muestran las señales de estado de los interruptores de cada canal y finalmente la señal de *Duty* obtenida en $V(go)$.

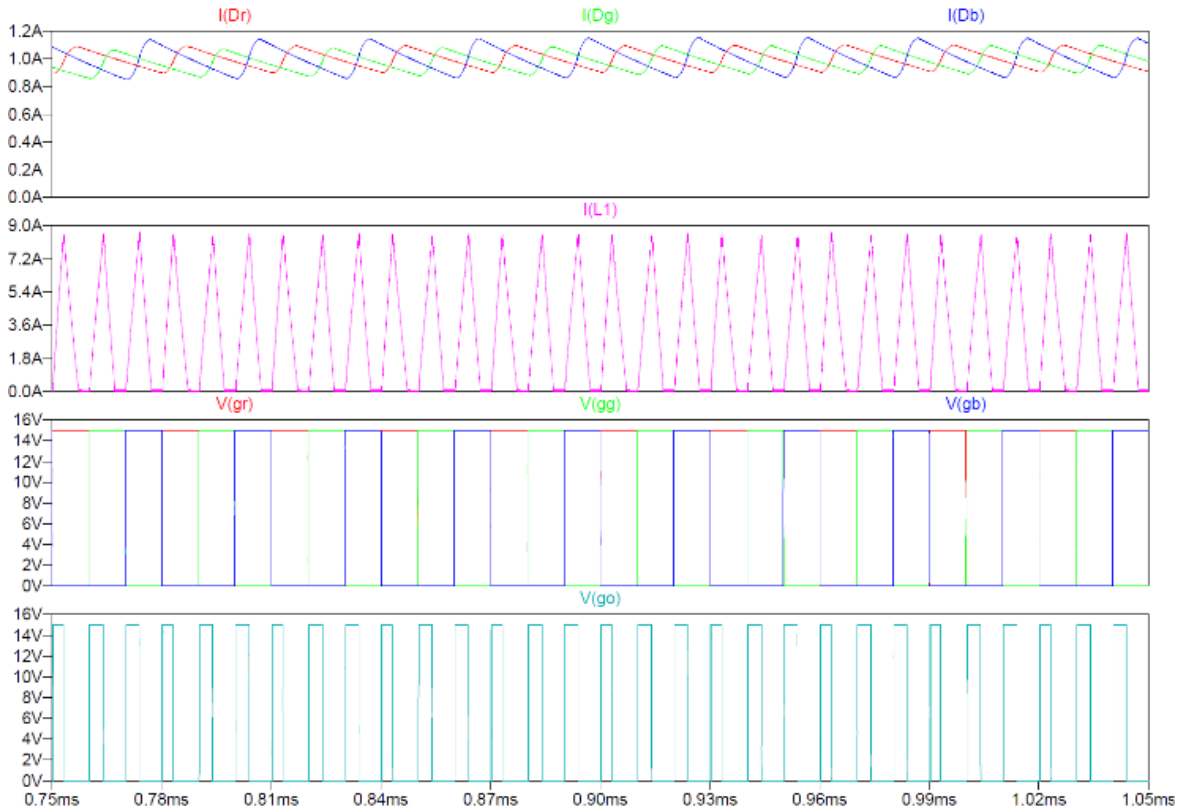


Figura 4.63 Formas de onda logradas para el convertidor DC-DC SIMO reductor con CM en el Simulador LTspice. De arriba a abajo: corriente en cada canal LED RGB, corriente del inductor, estados de los interruptores de canales RGB y señal de *Duty*.

Otra de las simulaciones realizadas incluye la gráfica del estado transitorio del arranque de las corrientes en cada array hasta que alcanzan el valor en régimen permanente, tal como lo muestra en la Figura 4.64 en la parte inferior. También se han simulado las tensiones de salida en cada array en el mismo intervalo de tiempo, mostrado en la parte superior de la misma figura. Como se puede observar el convertidor consigue su estado permanente a partir de los 0.7 milisegundos.

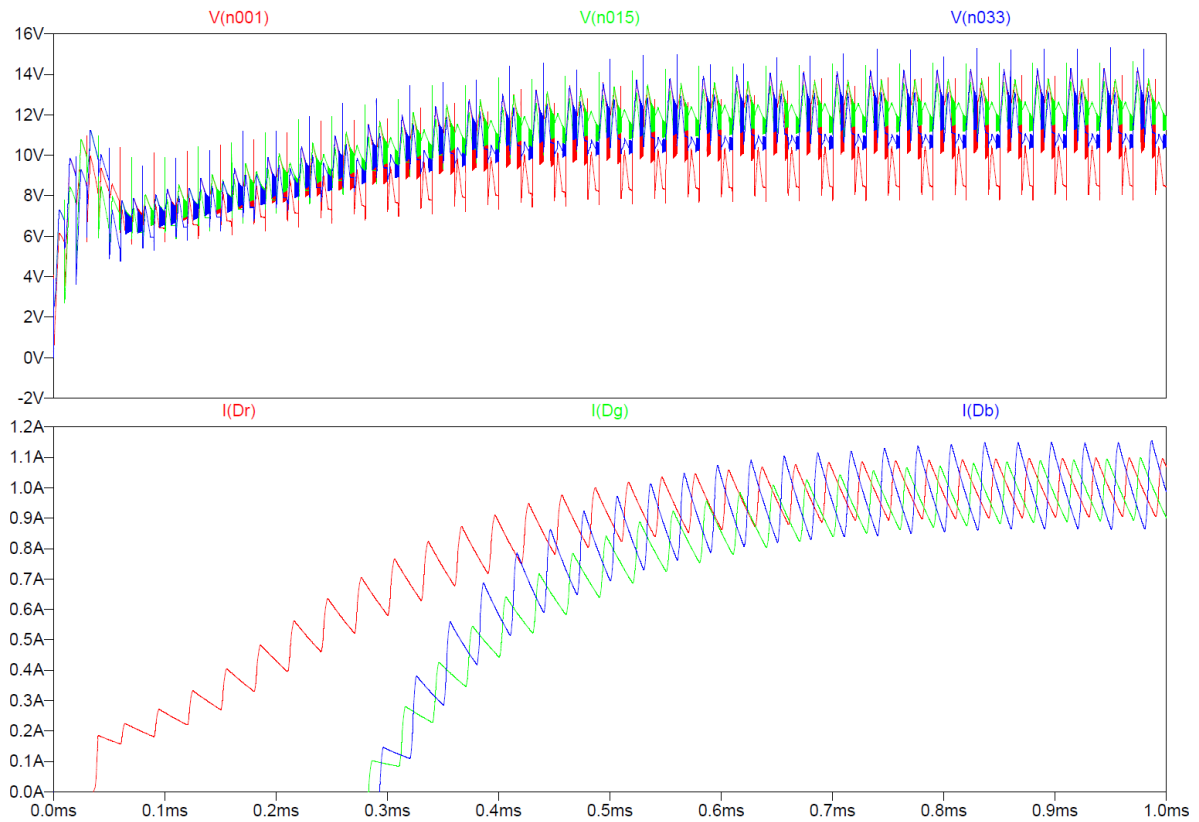


Figura 4.64 Formas de onda simuladas para el convertidor DC-DC SIMO reductor con CM en el Simulador LTspice. De arriba a abajo: tensiones de salida en cada canal LED RGB, corriente de salida de arranque en cada canal LED RGB.

4.4.11 Prototipo implementado

Como ejemplo de implementación, esta sección presentará y estudiará el rendimiento de un convertidor DC-DC SIMO Reductor de tres canales, que funciona con un ciclo de trabajo de 0.32 para el canal rojo, 0.43 para el canal verde y 0.41 para el canal azul y una frecuencia de conmutación de 100 kHz, por lo que cada canal funcionará a una frecuencia de 33.3 kHz.

Se ha implementado un IV que oscila efectivamente entre 2.99 μH y 8.38 μH con los parámetros mostrados en la Tabla 4.6.

La Figura 4.65 muestra la característica de inductancia frente a la corriente de bias del IV implementado.

Tabla 4.6 Parámetros del IV Implementado

Parámetro	Tipo/Valor
Estructura	Double E
Núcleo y material magnético	EFD25/13/9, N87
Devanado principal	$N_p=6$, 270x0.08 mm (litz)
Entrehierro	Central 1 mm, Lateral 0 mm
Devanado bias	2 x $N_b=22$, 1x0.75 mm
Rango de inductancia principal	2.99 μH – 8.38 μH
Inductancia efectiva y Resistencia serie del devanado bias	0.139 mH / 0.25 Ω @ 10 kHz
Transistor bipolar del devanado bias y admitancia de salida	BD139 / $h_{oe} = 0.1667 \Omega^{-1}$
Resistencia de base del transistor bipolar del devanado de bias	4.7 k Ω

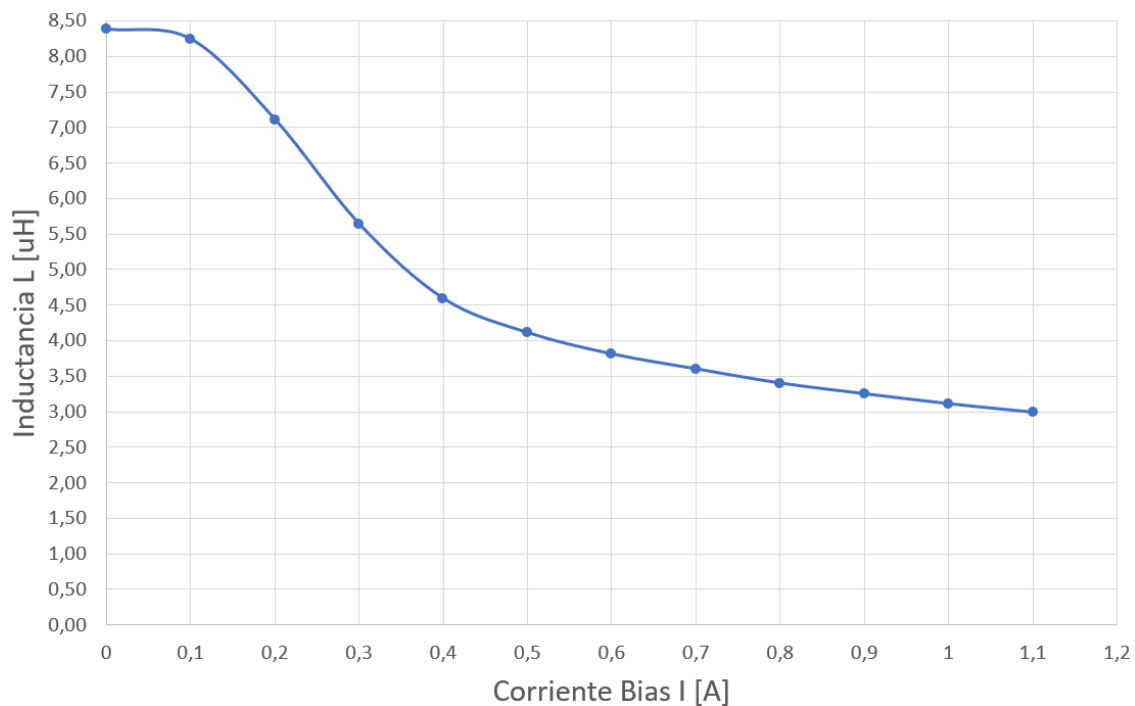


Figura 4.65 Característica de la inductancia frente a la corriente de bias del IV implementado.

El convertidor DC-DC SIMO Reductor ha sido alimentado con un voltaje de entrada que va de 14 V a 35 V para una carga LED de tres canales utilizando matrices LED de acuerdo con los parámetros del dispositivo LedEngine LZC-03MA007. La tensión de salida nominal de los canales LED RGB es de 8.27 V para el canal LED rojo, de 11.43 V para el canal LED verde y de 10.11 V para el canal LED azul. La capacitancia del filtro de salida en cada canal es de 47 μF , implementada con un condensador de película para que su resistencia en serie pueda ser despreciada. En la Tabla 4.7 se resumen los parámetros del prototipo de convertidor implementado.

Tabla 4.7 Parámetros Convertidor reductor SIMO Implementado con Control Magnético para Tres Canales LED.

Parámetro	Tipo/Valor
Voltaje de entrada	24 V
Voltaje de salida	Canal 1 (R): 8.27 V Canal 2 (G): 11.43 V Canal 3 (B): 10.11 V
Ciclo de trabajo	R: 0.32, G: 0.43, B: 0.41
Frecuencia de conmutación	100 kHz
Inductor	3 μH – 8 μH
Capacitor	47 μF
Diodo LED	LZC-03MA007
Resistencia dinámica de los canales LED RGB	R: 2.55 Ω G: 2.45 Ω B: 1.75 Ω
Voltaje de codo de los canales LED RGB	R: 5.72 V G: 8.98 V B: 9.12 V
Conmutador de potencia MOSFET	IRFZ48Z
Diodo de potencia	MBRS340
Resistencia serie de medida de corriente LED en cada canal	0.1 Ω

Para probar la regulación del sistema en lazo cerrado de cada canal, se ha diseñado un compensador PI por cada uno de ellos. Adicionalmente este circuito permite generar la señal de pulso de realimentación en cada canal para el control del DRIVER DUTY del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM. La Tabla 4.8 muestra los parámetros del compensador.

Tabla 4.8 Parámetros del Compensador PI Implementado

Parámetro	Tipo/Valor
Ganancia de alta frecuencia	0 dB
Frecuencia de polo	10 kHz
Amplificador Operacional	LM358
Resistencias R_3, R_4	1 k Ω
Capacitancia C_3	10 nF

4.4.12 Verificación Experimental

En primer lugar, la característica de corriente de salida se ha medido en el laboratorio en cada canal I_R , I_G y I_B frente a la tensión de entrada V_i . La Figura 4.66 muestra el resultado obtenido manteniendo el valor de inductancia fijo. Como se puede ver, cuando se mantiene una inductancia L fija, el canal rojo pierde la regulación cuando el convertidor alcanza una tensión de entrada de 18 V debido a que la operación del convertidor entra en MCC.

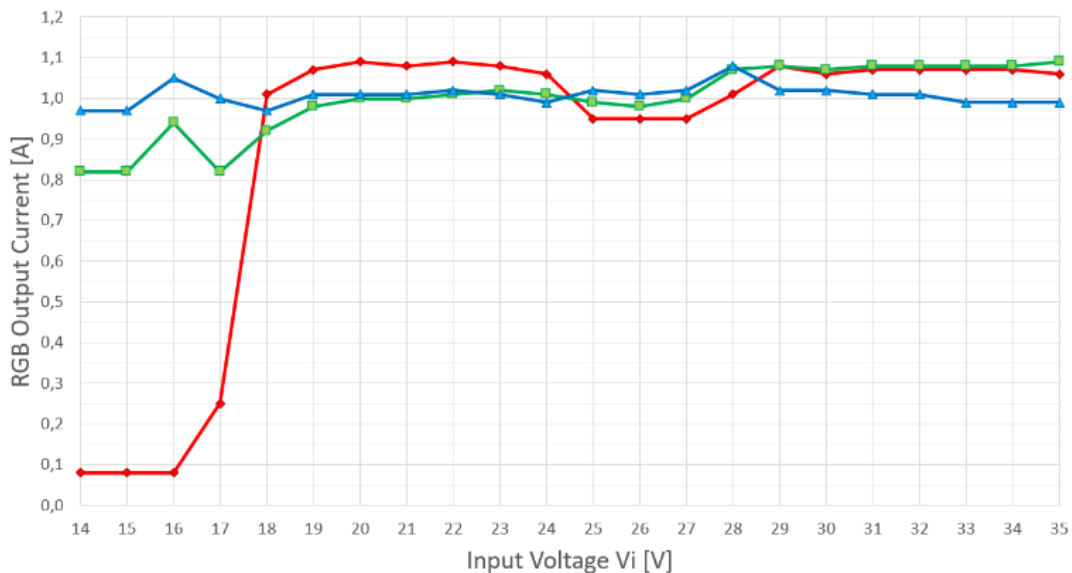


Figura 4.66 Corriente de salida de los tres canales frente a la tensión de entrada del convertidor de DC-DC SIMO Reductor sin CM. Inductancia $L = 8 \mu\text{H}$.

La Figura 4.67 muestra la característica de corriente de salida de los tres canales LED RGB frente a la tensión de entrada V_i del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM. Como se puede ver, la corriente de salida en cada canal se mantiene en el valor nominal al variar la tensión de entrada V_i en un rango razonablemente amplio entre 14 V y 35 V. El valor efectivo de la inductancia del convertidor oscila entre $3 \mu\text{H}$ y $8 \mu\text{H}$, mientras que verifica que el convertidor está funcionando en MCD.

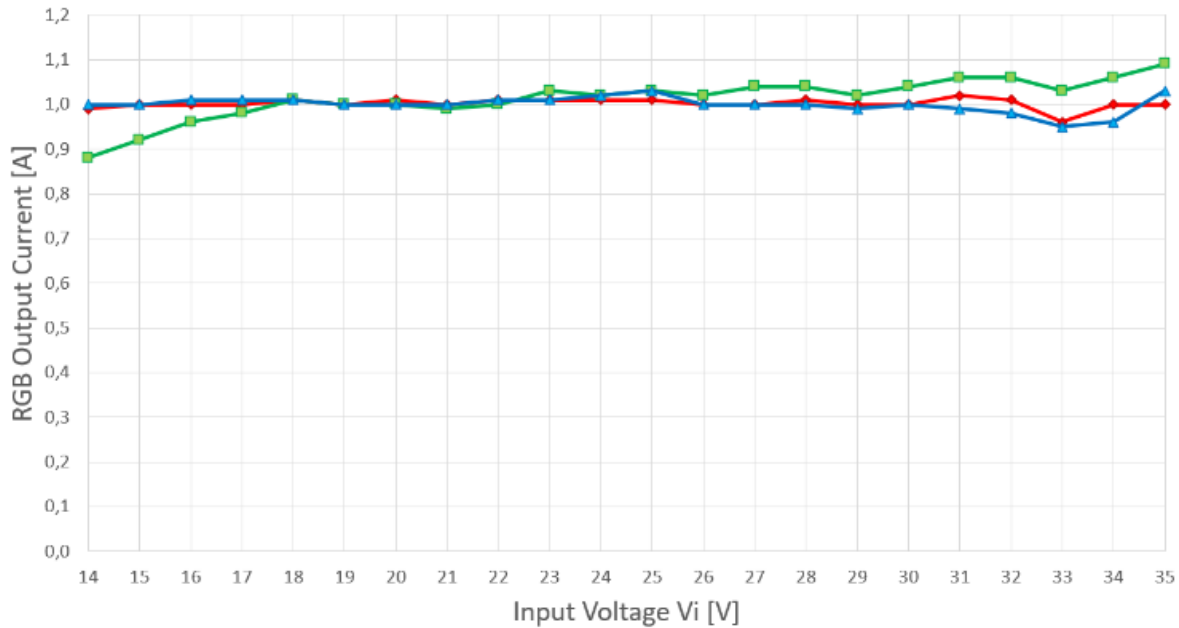


Figura 4.67 Corriente de salida de los tres canales frente a la tensión de entrada del Convertidor de DC-DC SIMO Reductor con CM.

Por otro lado, en las mediciones experimentales, manteniendo el valor de la inductancia L fijo, por ejemplo, en un valor de $8 \mu\text{H}$, el convertidor comienza a funcionar en el límite entre MCC y MCD para valores de V_i por debajo de 22 V, así como empieza a mostrar una oscilación inestable para valores de V_i por debajo de 18 V.

La Tabla 4.9 muestra mediciones experimentales de la corriente de salida en los tres canales LED RGB y los cálculos de eficiencia, donde P_i es la potencia de entrada, V_{bias} la tensión a través del bobinado auxiliar L_{aux} del IV, I_{bias} la corriente DC de bias a través de L_{aux} , P_o la potencia de salida del convertidor teniendo en cuenta los tres canales, P_{bias} las pérdidas del circuito de bias y η la eficiencia considerando las pérdidas en el IV. Teniendo

en cuenta las pérdidas debidas al control de bias, la eficiencia efectiva está entre el 76% y el 86% para voltajes de entrada entre 14 V y 35 V.

Para el cálculo de la eficiencia se ha utilizado la siguiente expresión:

$$\eta \% = \frac{P_i}{P_o + P_{bias}} \quad (4.16)$$

La curva de eficiencia se muestra en la Figura 4.68.

Tabla 4.9 Eficiencia del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM implementado para tres canales LED.

V_i [V]	P_i [W]	I_R [A]	I_G [A]	I_B [A]	V_{bias} [A]	I_{bias} [A]	P_{bias} [W]	P_o [W]	η [%]
35	39.2	1.00	1.09	1.03	0.00	0.02	0.00	30.8	78.7
34	38.8	1.00	1.06	0.96	0.00	0.02	0.00	29.8	76.9
33	38.3	0.96	1.03	0.95	0.00	0.02	0.00	29.0	75.8
32	38.1	1.01	1.06	0.98	0.00	0.02	0.00	30.2	79.2
31	38.1	1.02	1.06	0.99	0.00	0.02	0.00	30.4	79.7
30	38.1	1.00	1.04	1.00	0.00	0.02	0.00	30.1	78.9
29	38.0	1.00	1.02	0.99	0.00	0.02	0.00	29.7	78.3
28	37.2	1.01	1.04	1.00	0.00	0.02	0.00	30.2	81.0
27	37.0	1.00	1.04	1.00	0.00	0.02	0.00	30.0	81.2
26	36.4	1.00	1.02	1.00	0.00	0.02	0.00	29.8	82.0
25	36.0	1.01	1.03	1.03	0.00	0.02	0.00	30.4	84.4
24	36.0	1.01	1.02	1.02	0.00	0.02	0.00	30.3	84.1
23	35.7	1.01	1.03	1.01	0,01	0.03	0.00	30.4	85.1
22	35.9	1.01	1.00	1.01	0,04	0.03	0.00	30.1	84.0
21	35.1	1.00	0.99	1.00	0,05	0.08	0.00	29.4	83.9
20	36.4	1.01	1.00	1.00	0.18	0.31	0.06	29.6	81.3
19	36.5	1.00	1.00	1.00	0.29	0.51	0.15	29.5	80.7
18	36.2	1.01	1.01	1.01	0.40	0.68	0.27	29.8	81.8
17	35.7	1.00	0.98	1.01	0.48	0.83	0.40	29.5	81.6
16	35.2	1.00	0.96	1.01	0.54	0.93	0.51	29.3	81.9
15	34.2	1.00	0.92	1.00	0.59	0.99	0.58	28.7	82.6
14	33.7	0.99	0.88	1.00	0.62	1.05	0.65	28.2	82.0

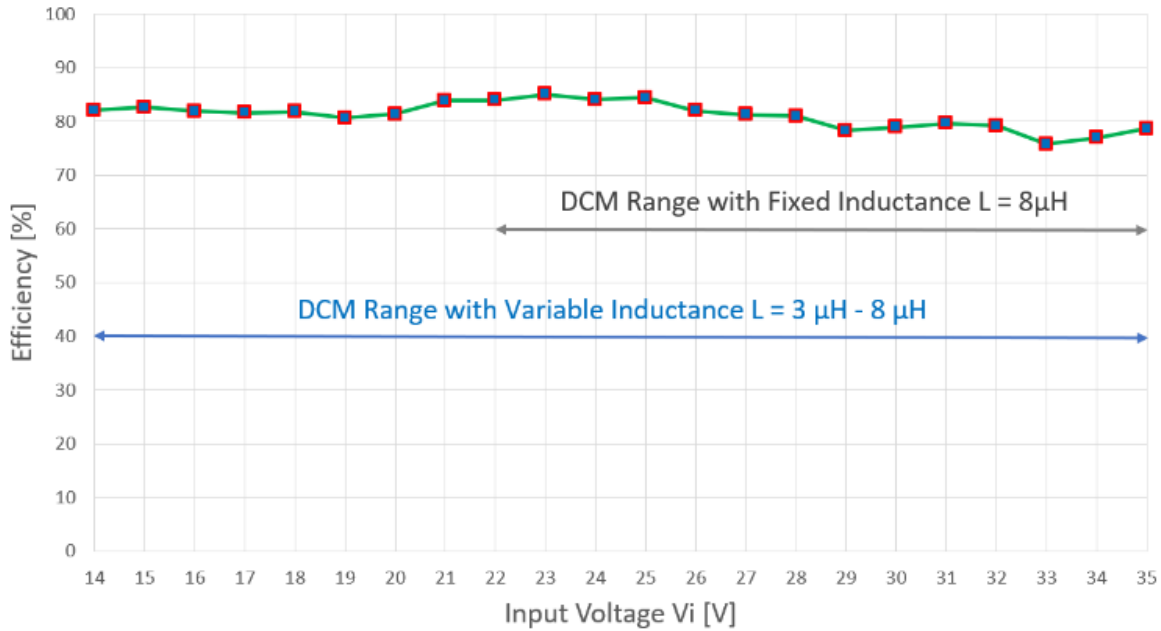
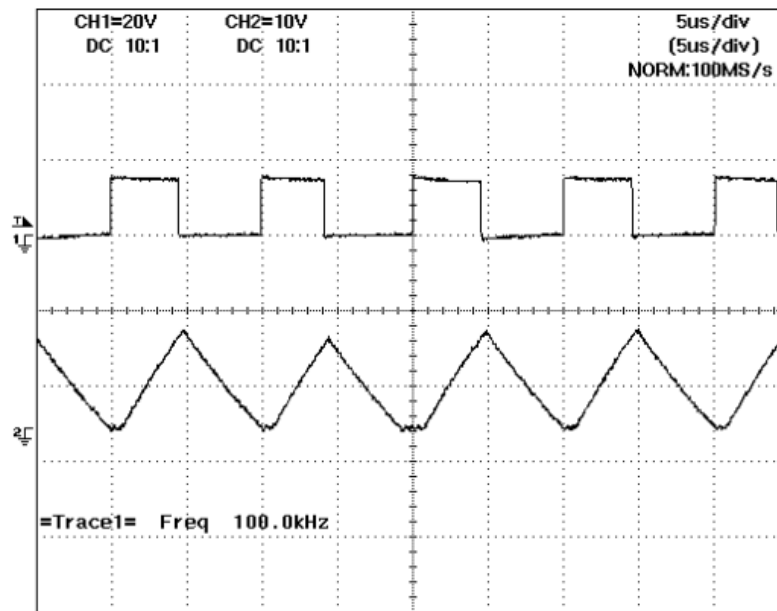
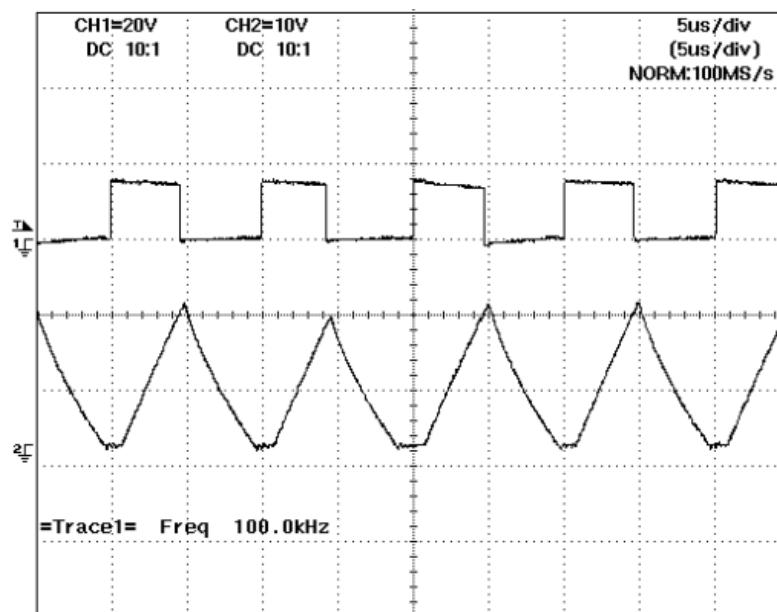


Figura 4.68 Eficiencia del Convertidor de DC-DC SIMO Reductor con CM para Iluminación LED.

La Figura 4.69 muestra la forma de onda experimental de la señal de puerta del interruptor S proveniente del DRIVER DUTY y la forma de onda de corriente a través del IV en dos puntos de funcionamiento diferentes, cuando el voltaje de entrada es de 24V. Como se puede ver, el convertidor funciona en MCD mientras la corriente de DC bias I_{bias} tiene un cambio entre 0 A en la Figura 4.69a a 0.5A en la Figura 4.69b. Este comportamiento se debe a que el convertidor está trabajando en los puntos de operación nominales para los que ha sido diseñado.



(a)

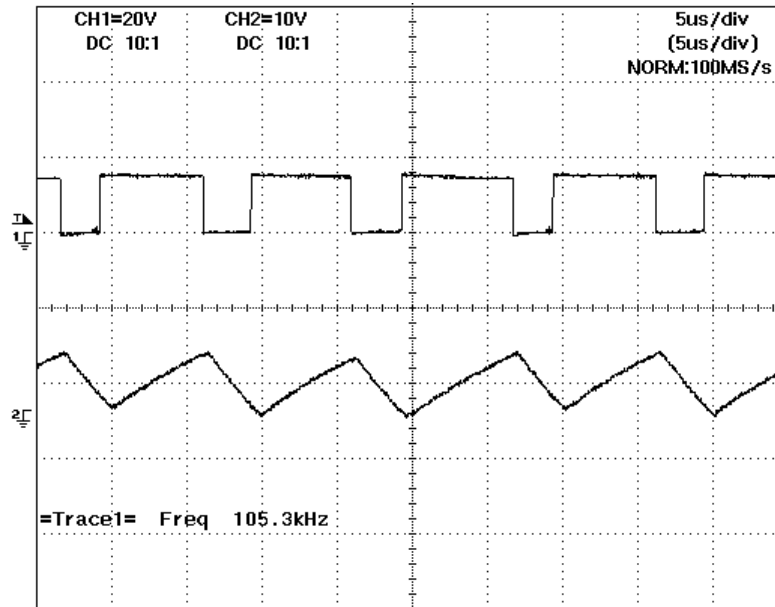


(b)

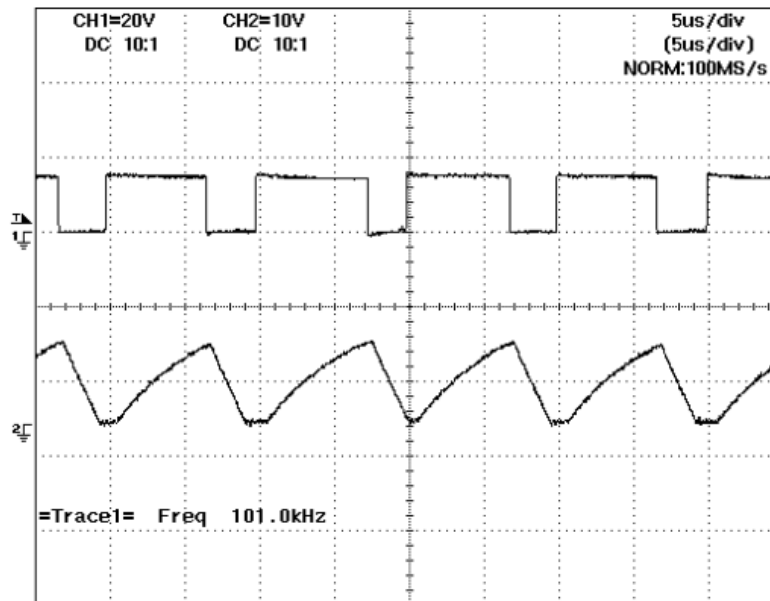
Figura 4.69 Formas de onda experimentales en dos puntos diferentes de operación cuando la tensión de entrada es de 24 V. Arriba: Señal de puerta del interruptor S . Abajo: Corriente del inductor. Escalas: 20 V/div, 0.2 A/div, 5 μ s/div.

La Figura 4.70 muestra la forma de onda experimental de la puerta del interruptor S proveniente del DRIVER DUTY y la forma de onda de corriente a través del IV en dos puntos de funcionamiento diferentes, cuando el voltaje de entrada es de 15V. Como se puede ver en

la Figura 4.70a, el convertidor entra en la operación MCC cuando la corriente de DC bias I_{bias} del IV está cerca de 0 A, pero cuando I_{bias} se incrementa a 0.5 A el convertidor recupera la operación MCD tal como lo muestra la Figura 4.70b.



(a)



(b)

Figura 4.70 Formas de onda experimentales en dos puntos diferentes de operación cuando la tensión de entrada es de 15 V. Arriba: Señal de puerta del interruptor S. Abajo: Corriente del inductor. Escalas: 20 V/div, 0.2 A/div, 5 μ s/div.

4.4.13 Construcción del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM

A continuación, la Figura 4.71 muestra el proceso de construcción física del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM. Este trabajo ha contemplado, tanto la impresión de placas electrónicas, perforaciones y soldadura de componentes, así como las pruebas de funcionamiento para demostrar la evaluación teórica y conseguir los resultados experimentales de la investigación.

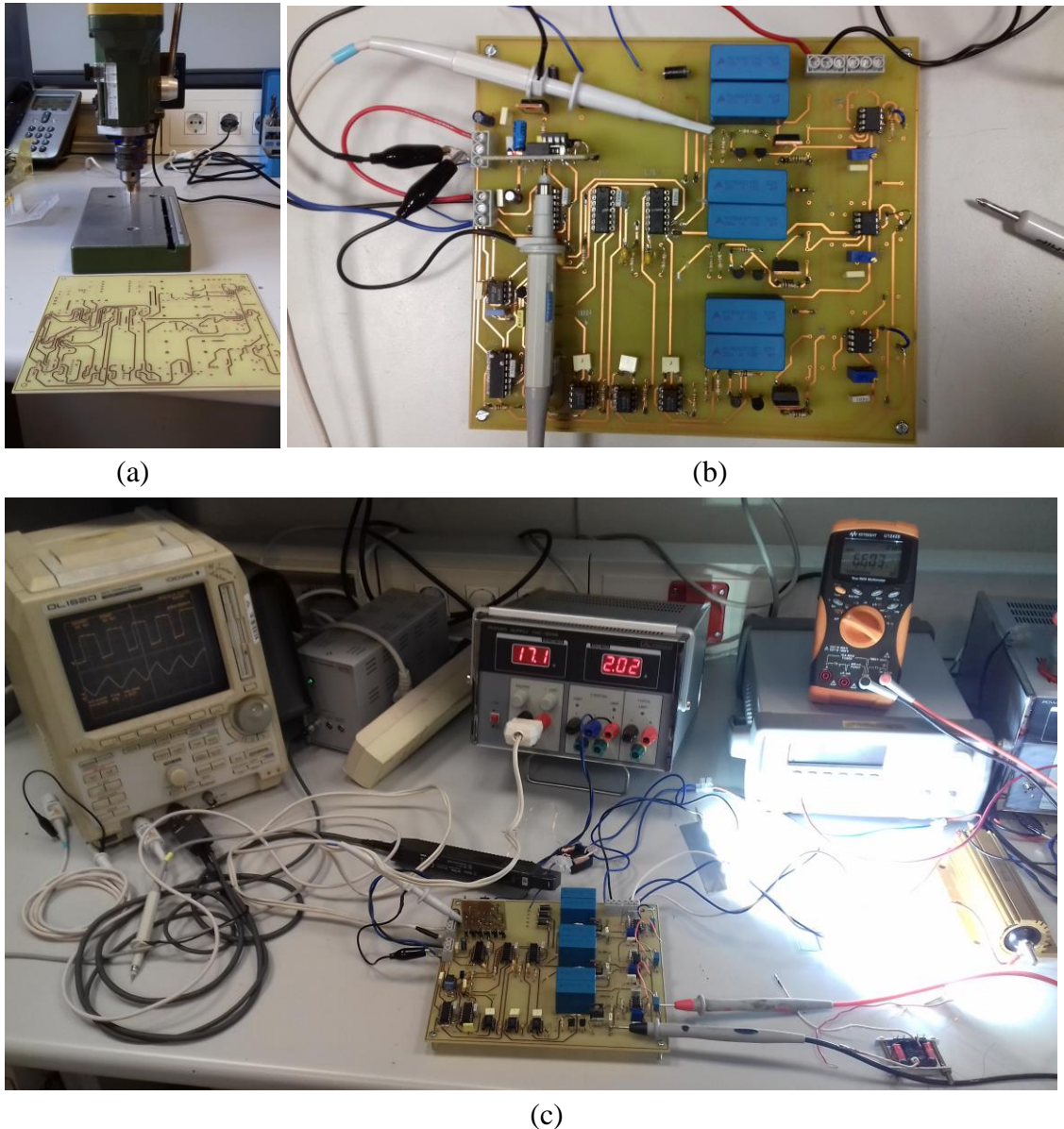


Figura 4.71 Construcción del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con CM. (a) Construcción de la placa. (b) Ensamblaje de componentes. (c) Entorno de trabajo para la evaluación experimental.

4.4.14 Contribución de la Investigación

Al analizar la forma de onda de la corriente del inductor para un período de tiempo T del Convertidor DC-DC SIMO Reductor cuando está operando en MCD, se puede determinar el valor de T , el ciclo de trabajo en DT , el tiempo de descarga del inductor Δt y el tiempo de corriente cero Δt_x debido a la condición MCD, por lo que se puede establecer un parámetro D_x , el mismo que está en relación al tiempo Δt_x , tal como lo muestra la Figura 4.72.

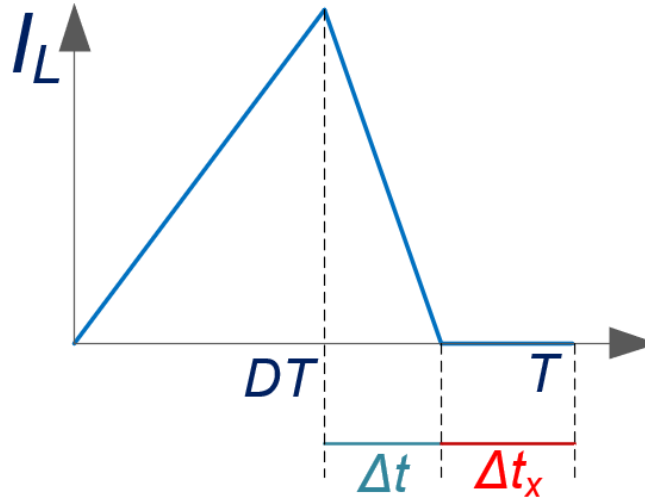


Figura 4.72 Corriente del Inductor en un período T del Convertidor DC-DC SIMO Reductor operando en MCD.

El valor de Δt_x queda expresado de la siguiente manera para un período T .

$$\Delta t_x = T - DT - \Delta t \quad (4.17)$$

Por otro lado, dado que $D_x = \Delta t_x/T$ y considerando la expresión (4.4) para Δt , se obtiene la siguiente ecuación para D_x :

$$D_x = \left(1 - \frac{V_i}{V_o} \cdot D\right) \quad (4.18)$$

Adicionalmente, al reemplazar el modelo eléctrico del Diodo LED en V_o , D_x se puede expresar como:

$$D_x = \left(1 - \frac{V_i}{V_{TH} + R_D I_o} \cdot D\right) \quad (4.19)$$

Como se puede deducir de (4.19), existe un límite para asegurar que el convertidor está operando en MCD. El valor límite entonces depende de los valores de voltaje entrada, el voltaje de codo V_{TH} y la resistencia dinámica R_D del diodo LED, la corriente nominal de salida I_o de la carga LED para la cual se está diseñando el convertidor y del ciclo de trabajo D del interruptor principal S del Convertidor DC-DC SIMO Reductor.

De acuerdo a este análisis se abre un abanico amplio de posibilidades de control para asegurarse que el convertidor está trabajando en MCD y también para controlar el límite para D_x , de tal manera que los métodos de control podrán ser diseñados con control digital tradicional o usando microcontroladores para la implementación de algoritmos robustos e inclusive para integrarlos en drivers inteligentes de iluminación LED. De esta manera, la aplicación de CM mediante el uso de IV en convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo, resulta una técnica novedosa que se podrá combinar con métodos tradicionales de control como ciclo de trabajo y frecuencia para optimizar el rendimiento de drivers de iluminación LED.

4.4.15 Modelado del Convertidor DC-DC SIMO Reductor de Tres Canales usando Python Spider

A continuación, se muestra el proceso de cálculo del análisis teórico del Convertidor DC-DC SIMO Reductor para tres canales LED. Para modelar el análisis se ha utilizado la herramienta de desarrollo científica Python Spider 3.3 en la que se han programado los algoritmos correspondientes.

El primero algoritmo se encarga de realizar el cálculo del valor de número de vueltas N del devanado central del IV en base a los parámetros geométricos y del material del núcleo seleccionado. A continuación, también se calcula el número de vueltas N en función de la curva característica $B - I_p$ de acuerdo al material magnético seleccionado, donde B es el campo magnético e I_p la corriente pico para el núcleo utilizado.

La Figura 4.73 muestra el ambiente de desarrollo con la programación del algoritmo utilizado y los resultados obtenidos.

```

Spyder (Python 3.3)
Archivo  Editar  Buscar  Código fuente  Ejecutar  Depurar  Terminales  Herramientas  Ver  Ayuda
C:\WinPython-32bit-3.3.5.9\python-3.3.5\Scripts
Editor - D:\DOCTORADO\INDUCTOR PYTHON\Calculo Inductancia.py
Simo blue.py  Calculo Inductancia.py
1 #-*- coding: utf-8 -*-
2 """
3 Created on Wed Nov 27 11:13:00 2019
4 Diseño de bobina para Convertidor SIMO 5uH
5 @author: Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso
6 """
7 from math import pi
8 #Núcleo EFD 25-13-9
9 le=57e-3
10 Ae=58e-6
11 Ve=3310e-9
12 Aw=40.7e-6
13 ln=50e-3
14 L=8e-6
15 Bp=150e-3
16 Ip=8
17 Irms=3.9
18 u0=4*pi*1e-7
19 rcu=1.72e-8
20 #Material N87
21 Pv=200e3 #Pérdidas en W/m3 a 100 KHz y 0.15 T
22
23 #Cálculos
24 N=L*Ip/(Bp*Ae)
25 g=u0*N*Ip/Bp
26 Pn=Pv*Ve
27 lt=N*ln
28 Dh=0.08e-3
29 Nh=270
30 Sh=Nh*pi*Dh**2/4
31 R=rcu*lt/Sh
32 Pcu=R*Irms**2
33 #Hilo LITZ 270x0.08 , 1.8 mm de diametro
34 print ("Numero de espiras:",N)
35 print ("Entrehierro (mm):",g*1e3)
36 print ("Pérdidas núcleo (W):", Pn)
37 print ("Resistencia hilo (ohm):",R)
38 print ("Pérdidas cobre (W):",Pcu)

```

```

Python 3.3.5 (v3.3.5:62cf4e77f785, Mar  9 2014, 10:37:12) [MSC v.16
00 32 bit (Intel)] on win32
Type "help", "copyright", "credits" or "license" for more informati
on.
>>> runfile('D:/DOCTORADO/INDUCTOR PYTHON/Calculo Inductancia.py',
wdir='D:/DOCTORADO/INDUCTOR PYTHON')
Numero de espiras: 7.35632183908046
Entrehierro (mm): 0.49302542180474307
Pérdidas núcleo (W): 0.662
Resistencia hilo (ohm): 0.004661498546071689
Pérdidas cobre (W): 0.07090139288575038
>>>

```

Figura 4.73 Algoritmo realizado en Python de los cálculos del número de vueltas N , entrehierro central, pérdidas del núcleo, resistencia del hilo y pérdidas del material de cobre para el núcleo EFD 25-13-9.

Los siguientes cálculos realizados usando Python Spider, corresponden a los valores de los ciclos de trabajo de cada canal D_r , D_g , D_b , corriente de salida I_o en cada canal y los valores límite de D_x para cada canal, en función de los valores nominales de la carga LED utilizada, tales como el voltaje de entrada V_i , inductancia L y frecuencia de conmutación f . La Figura 4.74 muestra el ambiente de desarrollo con la programación del algoritmo utilizado y los resultados obtenidos.

```

1 # -*- coding: utf-8 -*-
2 """
3 Editor de Spyder
4
5 Este es un archivo temporal
6 """
7 from math import sqrt
8
9 Vthb=9.12
10 Rdb=1.75
11 Vthr=5.72
12 Rdr=2.55
13 Vthg=8.98
14 Rdg=2.45
15 Io=1
16 Vi=24
17 fs=1e5
18 L=5e-6
19
20 Dr=D(Vthr,Rdr)
21 Dg=D(Vthg,Rdg)
22 Db=D(Vthb,Rdb)
23 print("Duty Red",Dr)
24 print("Duty Green",Dg)
25 print("Duty Blue",Db)
26 def D(Vth, Rd):
27     return sqrt(((6*Io*fs*L/Vi)*(Vth+Rd*Io))/(Vi-Vth-Rd*Io))
28 def Iout(D, Vth, Rd):
29     return ((-Vth-Vi*Rd*(D**2))/(6*L*fs)+sqrt((Vth+Vi*Rd*(D**2))/(6*L*fs)**2+4*Rd*Vi*(D**2)*(Vi-Vth)/(6*L*fs)))/(2*Rd)
30 print("Ior=", Iout(Dr, Vthr, Rdr))
31 print("Iog=", Iout(Dg, Vthg, Rdg))
32 print("Iob=", Iout(Db, Vthb, Rdb))
33
34 def Dx(Vth, Rd):
35     return 1-Vi*D(Vth, Rd)/(Vth+Rd*Io)
36 print("Dxr=", Dx(Vthr, Rdr))
37 print("Dxg=", Dx(Vthg, Rdg))
38 print("Dxb=", Dx(Vthb, Rdb))
39 Lb=((Vi*Db**2)/(6*Io*fs))*(Vi/(Vthb+Rdb*Io)-1)
40 print("Lb=",Lb)
41

```

Terminal output:

```

Dxr= 0.25604077707299666
Dxg= 0.2920941615667213
Dxb= 0.2897371279999138
Lb= 5e-06
>>> runfile('C:/Users/hnand/Downloads/Simo
blue.py', wdir='C:/Users/hnand/Downloa
ds')
Duty Red 0.256359489002632
Duty Green 0.33714015553849
Duty Blue 0.3216898924437237
Ior= 0.9999999999999998
Iog= 1.0
Iob= 1.0
Dxr= 0.25604077707299666
Dxg= 0.2920941615667213
Dxb= 0.2897371279999138
Lb= 5e-06
>>>

```

Figura 4.74 Algoritmo realizado en Python para los cálculos de los ciclos de trabajo de cada canal D_r , D_g , D_b , corriente de salida de cada canal I_{or} , I_{og} , I_{ob} , y los valores límite de D_{xr} , D_{xg} , D_{xb} .

4.4.16 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el control magnético de un Convertidor DC-DC SIMO Reductor que opera en MCD para aplicaciones de iluminación LED. También se ha demostrado que es posible utilizar la inductancia del filtro del convertidor como parámetro de control para regular la tensión o corriente de salida en cada canal LED utilizando el control magnético en combinación con el control por ciclo de trabajo y frecuencia.

El comportamiento del Convertidor DC-DC SIMO Reductor controlado magnéticamente para aplicaciones de iluminación LED es muy similar al logrado con otros métodos de control, como el control por ciclo de trabajo y el control por frecuencia, con la ventaja de que incluyendo CM el convertidor se mantiene operando en MCD para un rango más amplio de variaciones de tensión de entrada en comparación con el control realizado manteniendo un valor de inductancia fijo en el filtro de entrada del convertidor. En este caso ha sido posible

ampliar el rango de funcionamiento para la tensión de entrada entre 14 V y 35 V mientras el convertidor permanece operando en MCD.

La eficiencia de un Convertidor DC-DC SIMO Reductor operando en MCD está generalmente entre 76% y 97%. En este caso teniendo en cuenta las pérdidas del convertidor producidas en el IV, se han alcanzado valores de eficiencia entre el 76% y el 86%, lo que presenta características de rendimiento adecuadas para aplicaciones de iluminación LED.

Adicionalmente, la aplicación práctica del uso de CM en este trabajo es que al ampliar el rango de funcionamiento del convertidor en MCD, los convertidores se pueden adaptar a diferentes voltajes de bus de control del controlador de iluminación LED sin depender de un solo fabricante. Por ejemplo, hay buses de control para controladores de iluminación LED que funcionan a 12 VDC, 16 VDC, 24 VDC y otros a 32 VDC en controladores de sistemas de iluminación LED como BUSing, DALI, KNX, LONWORKS, BACNET, etc. De esta manera, el alcance de la metodología de Control Magnético puede ampliarse a futuros estudios centrados en el control de sistemas de iluminación en Edificios Inteligentes.

4.5 Referencias

- [42] Ke-Horng Chen, "Power Management Techniques for Integrated Circuit Design," IEEE PRESS Wiley, pp. 345–442, 2016.
- [43] Dongsheng Ma, Wing-Hung Ki, Chi-Ying Tsui and Philip K.T. Mok, "Single-Inductor Multiple-Output Switching Converters With Time-Multiplexing Control in Discontinuous Conduction Mode," IEEE Trans. on Solid-State Circuits, vol. 38, no. 1, 89-99, 2003.
- [44] Yue Guo, Sinan Li, Albert T. L. Lee, Siew-Chong Tan, Chi Kwan Lee and S. Y. R. Hui, "Single-Stage AC/DC Single-Inductor Multiple-Output LED Drivers," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 31, no. 8, 5837-5850, 2016.
- [45] S. Dietrich, S. Strache, R. Wunderlich and S. Heinen, "Experimental Validation of a Capacitor-Free Single-Inductor, Multiple-Output LED Driver Topology," Proc. of IEEE Industrial Electronics Magazine, pp. 24-35, 2015.
- [46] Ta-Wei Huang, Tsorng-Juu Liang, Wei-Jing Tseng and Jun-Xian Huang, "Single-Inductor Multiple-Outputs Dimmable LED Driver with Buck Converter," Proc. of IEEE International Power Electronics Conference, pp. 1626-1633, 2018.
- [47] Hyun-Chang Kim, Chang Soo Yoon, Deog-Kyoon Jeong and Jaeha Kim, "A Single-Inductor Multiple-Channel Current-Balancing LED Driver for Display Backlight Applications," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 50, no. 6, 4077-4081, 2014.

-
- [48] Sinan Li, Yue Guo, Siew-Chong Tan and S. Y. Hui, "An Off-line Single-Inductor Multiple-Output LED Driver With High Dimming Precision and Full Dimming Range," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, 4716-4727, 2017.
- [49] Hao Wu, Siu-Chung Wong, Chi K. Tse and Qianhong Chen, "A PFC Single-Coupled-Inductor Multiple-Output LED Driver Without Electrolytic Capacitor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, 1709-1725, 2019.
- [50] Hai Chen, Yi Zhang, Chi K. Tse and Dongsheng Ma, "A SIMO Parallel-String Driver IC for Dimmable LED Backlighting With Local Bus Voltage Optimization and Single Time-Shared Regulation Loop," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, 452-462, 2012.
- [51] Luchen Yu, Yuan Zhu, Minjie Chen and T. Yoshihara, "High efficiency multi-channel LED driver based on SIMO switch-mode converter," *IEEE ISOC2012*, 483-486, 2012.
- [52] Mona M. Hella, Patrick Mercier and Krzysztof Iniewski, "Power Management Integrated Circuits," *CRC PRESS*, pp. 42-70, 2016.
- [53] D. Ma, W.-H. Ki, and C.-Y. Tsui, "A Pseudo-CCM/DCM SIMO Switching Converter With Freewheel Switching," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 38, no. 6, 1007-1014, 2003.
- [54] H. P. Le, C.-S. Chae, K.-C. Lee, S.-W. Wang, G.-H. Cho and G.-H. Cho, "A single inductor switching DC-DC converter with five outputs and ordered power-distributive control," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 42, no. 12, 2076-2714, 2007.
- [55] Kuan, C.-W. and Lin, H.-C, "Near-independently regulated 5-output single-inductor DC-DC buck converter delivering 1.2 W/mm² in 65 nm CMOS," *Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp. 274-276, 2012.
- [56] Lee, Y.-H., Chen, K.-H., Lin, Y.-H., "An interleaving energy-conservation mode (IECM) control in single-inductor dual-output (SIDO) step-down converters with 91% peak efficiency," *Proc of IEEE Symposium on VLSI Circuits (VLSIC)*, pp. 57-58, 2010.
- [57] Lee, Y.-H., Yang, Y.-Y., Wang, S.-J., "Interleaving energy-conservation mode (IECM) control in single-inductor dual-output (SIDO) step-down converters with 91% peak efficiency," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 46, no. 4, 904-915, 2011.
- [58] Albert T. L. Lee, Johnny K. O. Sin and Philip C. H. Chan, "Scalability of Quasi-Hysteretic FSM-Based Digitally Controlled Single-Inductor Dual-String Buck LED Driver to Multiple Strings," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, 501-513, 2014.
- [59] Haiyan Xu, Huiqing Wen and Xingshuo Li, "Design and Evaluation of a Solar Based Single Inductor Multiple Outputs LED Lighting," *Proc. of IEEE International Conference on Renewable Power Generation RPG*, pp. nn, 2015.
- [60] Philip K. T. Mok, "Single-Inductor-Multiple-Output DC-DC Converter Design," *Proc. of IEEE CICC 2013*, 2013.

- [61] Kumar Modepalli and Leila Parsa, "A Scalable N-Color LED Driver Using Single Inductor Multiple Current Output Topology," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, 3773-3783, 2016.
- [62] Zhan Xiaoqing, "Investigation into Driving Techniques and Color Control of LED Systems with Multiple Color Channels," PhD Thesis, pp. 17-54, 2018.
- [63] M. S. Perdigao, M. F. Menke, A. R. Seidel, R. A. Pinto, and J. M. Alonso, "A review on variable inductors and variable transformers: applications to lighting drivers," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 531–547, Jan./Feb. 2016.
- [64] M. S. Perdigao, J. Trovao, J. M. Alonso, E. S. Saraiva, "Large-Signal Characterization of Power Inductors in EV Bidirectional DC-DC Converters Focused on Core Size Optimization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3042-3051, 2015.
- [65] Y. Wei, Q. Luo, X. Du, N. Altin, J. M. Alonso, H. Mantooh, "Analysis and Design of the LLC Resonant Converter With Variable Inductor Control Based on Time-Domain Analysis," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, 2020.
- [66] R. Hooper, B. Guy, R. Perrault, "A current-controlled variable inductor," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 14, no. 4, 2011.

Capítulo 5

Aplicación de Control Magnético en Sistemas de Iluminación LED para Edificios Inteligentes

Contenidos

5. Aplicación de Control Magnético en Sistemas de Iluminación LED para Edificios Inteligentes	217
5.1 Iluminación en Edificios Inteligentes	218
5.1.1 Fundamentos de Edificios Inteligentes	220
5.1.2 Servicios para Sistemas Inmóticos.....	223
5.1.3 Ahorro de Energía.....	223
5.1.4 Seguridad	223
5.1.5 Confort	224
5.1.6 Comunicaciones.....	224
5.2 Tecnologías para Edificios Inteligentes	225
5.2.1 Redes de Control para Edificios Inteligentes.....	228
5.2.2 Redes de Información para Edificios Inteligentes	230
5.2.3 Control de Drivers LED en Sistemas de Iluminación para Edificios Inteligentes	235
5.2.4 Gestión de la Energía y Eficiencia Energética en Edificios Inteligentes....	236
5.2.5 Ciberseguridad en Edificios Inteligentes	238
5.3 Metodologías de Control de Sistemas de Gestión de Energía para Edificios Inteligentes.....	239
5.3.1 Metodología Multi Agente.....	240
5.3.2 Optimización del Confort y Uso de la Energía.....	241
5.3.3 Arquitectura de Sistema Multi-Agente	241
5.3.4 Control en Tiempo Real Usando Redes de Sensores Inalámbricos WSN ..	242
5.3.5 SGEE con Respuesta Dinámica de Precio para Viviendas Inteligentes	242
5.3.6 Reducción de Escala basada en Redes Neuronales.....	243
5.3.7 Análisis Multiobjetivo del Confort y Gestión de Energía	243

5.3.8	Método de Control Predictivo MCP en Residencias	243
5.3.9	Control Difuso para Detección de Anomalías	243
5.3.10	Arquitectura Sistemas de Gestión de Energía para Edificios Inteligentes..	244
5.3.11	Conclusiones de las Metodologías de Control para SGEE.....	247
5.4	Metodologías de Control de Sistemas de Iluminación en Edificios Inteligentes	248
5.5	Metodologías de Control de Sistemas de Iluminación LED en Edificios Inteligentes	249
5.5.1	Control de Drivers de Iluminación LED.....	249
5.5.2	Control por Posición	250
5.5.3	Control por Contexto	250
5.5.4	Control por Red de Sensores.....	251
5.5.5	Control IoT.....	251
5.5.6	Control por Eficiencia Energética.....	252
5.6	Sistema de Iluminación LED con Control Magnético e Integración de Sensores IoT para Edificios Inteligentes.....	255
5.7	Sistema Inteligente de Gestión de Energía de Edificios con Integración de Sensores IoT (SIGEE+IoT)	258
5.7.1	Módulo de Gestión del Edificio Inteligente.....	258
5.7.2	Módulo de Monitoreo	258
5.7.3	Módulo Edificio Sostenible	259
5.7.4	Módulo IoT	259
5.7.5	Módulo Edificio Confortable.....	259
5.8	Conclusiones	263
5.9	Referencias.....	264

5. Aplicación de Control Magnético en Sistemas de Iluminación LED para Edificios Inteligentes

El consumo de energía en el mundo se enfrenta a desafíos cada vez más complejos de resolver, que están relacionados principalmente con el crecimiento de la población, el desarrollo de nuevas infraestructuras para el transporte en las ciudades, el crecimiento y la innovación de los procesos de producción de la industria, así como un aumento vertiginoso de edificios, nuevos entornos y los asociados con el desarrollo de actividades humanas, incluidas las relacionadas con el cambio climático. El alto nivel de consumo de energía es uno de los mayores contribuyentes al cambio climático, representando alrededor del 60% de las emisiones mundiales de gases de efecto invernadero. Por otro lado, los estudios muestran que la mejora de las normas de eficiencia energética podría reducir el consumo total de electricidad de los edificios y la industria en un 14 % [67].

Los edificios son uno de los principales actores en el consumo de energía global, constituyendo el 30% de la energía total consumida en el planeta y el 60% de la electricidad producida [67][68]. En este sentido, los sistemas de un edificio, como el aire acondicionado, la iluminación, los ascensores, la seguridad, las comunicaciones, entre otros, tienen un consumo energético que sin duda depende del tipo de tecnología, las plataformas de control y el comportamiento de funcionalidad del sistema, su recinto y el comportamiento del usuario como factores internos, siendo factores externos los relacionados principalmente con los efectos producidos por el clima sobre el edificio.

La iluminación relacionada con entornos residenciales y de trabajo corresponde al 20% del consumo total de la energía producida y al 30% de la electricidad consumida en el edificio [68]. El consumo de energía en la iluminación de edificios se asocia con el tipo de lámpara, su eficiencia, modo de uso, etc. Optimizar el consumo energético de los sistemas de iluminación depende no sólo de la eficiencia de las tecnologías con las que se desarrollan las lámparas y los elementos eléctricos que la componen, sino también de las técnicas asociadas a los controladores de estas lámparas [67].

Los controladores de iluminación LED se utilizan en la aplicación como iluminación RGB, control de canales RGBW, etc. Los controladores pueden ser utilizados de forma autónoma en aplicaciones residenciales, o controladores con comunicaciones de red de

control tales como DALI, KNX, BUSing, LONWorks, BACNet, etc. [67]-[77] para infraestructuras de EI. Actualmente, es posible encontrar controladores LED que incluyan transceptores digitales con el fin de comunicar información con plataformas IoT para integrar el control de iluminación en Sistemas de Gestión de Energía en Edificios (SGEE).

Por otro lado, la tecnología de iluminación LED tiene limitaciones que deben tenerse en cuenta al momento de implementar un sistema de control de iluminación. Por ejemplo, los LED de alto brillo necesarios para aplicaciones de iluminación general en edificios son más caros, pero cada día se reduce el precio. En muchos casos se debe agregar el costo de los conductores. También puede haber incompatibilidad en el control, debido a la amplia gama de dispositivos; no todas las lámparas LED son regulables y algunas de ellas pueden ofrecer un rendimiento deficiente cuando se atenúan. Esto a menudo hace que sea necesario comprar sistemas completos que incluyen el módulo LED, controlador LED y regulador LED para garantizar la compatibilidad. Esto a su vez, limita las posibilidades de integración y el desarrollo de estrategias más amplias de eficiencia energética. Adicionalmente, es importante indicar que los espacios de iluminación arquitectónica al aire libre todavía requerirán el uso de lámparas de sodio debido a su temperatura de color específica y distribución espectral. En cualquier caso, los mismos conceptos de automatización y control presentados en este capítulo se pueden aplicar a cualquier tipo de fuente de luz artificial.

5.1 Iluminación en Edificios Inteligentes

Convencionalmente, el control de iluminación ha sido manual, mediante manipulación física de interruptores de control local y se utiliza comúnmente en el ámbito más amplio de las aplicaciones. En los años 70, apareció el control automático de la iluminación, incorporando el uso de sensores de movimiento autónomos implementados en sistemas centralizados [67][68]. Por otro lado, el control inteligente de iluminación incluye elementos microprocesados con módulos de entrada de sensores y salidas de relé para encender y apagar áreas de iluminación, así como reguladores analógicos y digitales en los cuales se implementan técnicas de control optimizadas para sistemas de iluminación [67][68][92]-[101] La Figura 5.1 muestra el concepto integral de iluminación inteligente en entornos inteligentes.



Figura 5.1 Concepto de Iluminación Inteligente

Actualmente la iluminación inteligente ha evolucionado a sistemas de control integrados que permiten al diseñador conectar sensores, controladores e interfaces de usuario para el desarrollo de aplicaciones como entornos inteligentes de iluminación RGB, escenas de habitabilidad, publicidad y promoción, decoración de espacios, espectáculos, etc. Además, los sistemas inteligentes de control de iluminación tienen la posibilidad de realizar la gestión de la energía, informes de averías, informes de consumo de energía, posicionamiento, programación horaria, control por voz, control local y remoto, servicios en la nube, etc.

Es importante destacar en este sentido que actualmente es de gran importancia la interoperabilidad de las tecnologías, sistemas y servicios. Por ejemplo, las tecnologías de control por voz deben integrarse fácilmente en un sistema de iluminación inteligente. Actualmente los sistemas de automatización como KNX, Lonworks y BUSing tienen interfaces con soluciones como Alexa, Google Home e integración de Amazon Eco. Para ello, sólo es necesario disponer de un servidor web o una pantalla táctil con conexión de red Wi-Fi, sin necesidad de ningún equipo adicional. Este servicio en BUSing y KNX es completamente gratuito para los clientes [67][72].

5.1.1 Fundamentos de Edificios Inteligentes

El control de los sistemas de seguridad, iluminación, confort y otras plataformas tecnológicas de un edificio es una necesidad que aparece mucho antes que en la vivienda. En los grandes edificios corporativos, por ejemplo, ya existía la necesidad de gestionar y controlar parámetros que principalmente incidían en los sistemas de calefacción. A partir de los años 70 aparecieron edificios con sistemas de gestión para el monitoreo y control de otros sistemas como el de ascensores, distribución eléctrica, iluminación y sobre todo de seguridad anti-robo o control de accesos. Actualmente han surgido nuevos entornos urbanos donde el hombre tiene una presencia habitual, continua o esporádica y por tanto no sólo los edificios corporativos necesitan de esa gestión y control [67]. La Figura 5.2 muestra el entorno como ejemplo para el enfoque de este estudio.



Figura 5.2 Entorno para Edificio Inteligente

Del decálogo de la automatización de edificios descrita en [68] se puede desarrollar aplicaciones de edificios inteligentes en los siguientes entornos:

- Edificios corporativos.
- Edificios de la Administración pública.
- Edificios de oficinas.
- Edificios industriales.
- Bloques de viviendas residenciales.

- Edificios docentes, colegios y universidades.
- Hospitales.
- Hoteles.
- Edificios comerciales y de entretenimiento.

Los edificios inteligentes (EI) surgen de una disciplina acuñada en los años 90 conocida como Inmótica. Para tener una correcta definición, Inmótica proviene del término latín “Inmo” que significa edificio y del término “matica” que significa automática. Entonces se puede definir a la Inmótica como la disciplina que aborda el ámbito de los edificios automatizados. Este término se ha desarrollado con una aceptación adecuada para diferenciar la disciplina tecnológica que trata acerca de la automatización de viviendas conocida como “domótica”.

Inmótica como Automatización de Edificios es la integración total de elementos y servicios del edificio en un sistema de automatización [68]. El objetivo de un sistema inmótico para un EI es desarrollar servicios e implementar sistemas que sean de ayuda a la gestión del edificio y mejorar la calidad de servicio, así como de los usuarios del edificio. El sistema inmótico entonces debe conseguir los siguientes postulados [68].

- Control y supervisión de las instalaciones técnicas.
- Control y supervisión de personal.
- Optimización de los recursos.
- Conseguir grandes ahorros de energía

La Figura 5.3 muestra el Concepto de Edificio Inteligente.



Figura 5.3 Concepto de Edificio Inteligente.

Cuando se proyecta una automatización de un edificio se debe buscar soluciones que resuelvan las funcionalidades especificadas por el cliente y crear beneficios a esa automatización. Del decálogo de la automatización de edificios en [68] los sistemas inmóticos deben cumplir con lo siguiente:

- Conexión a cualquier punto en cualquier momento y desde cualquier lugar.
- Interoperabilidad.
- Coste de instalación más bajo.
- Costes de reconfiguración reducidos dramáticamente.
- Fácil crecimiento.

- Nuevos métodos y costes menores.
- Costes de entrenamiento y mantenimiento reducidos.
- Eliminación de Componentes Redundantes.
- Innovación.
- Satisfacción.

5.1.2 Servicios para Sistemas Inmóticos

Para definir los servicios que ofrecerá un EI, primero se debe saber en qué grado de automatización está el mismo. Generalmente, se dividen los grados de automatización de un edificio en tres niveles y de acuerdo a la funcionalidad conseguida en cada sistema. Estos niveles de automatización son [67]-[70]:

- Básico,
- Intermedio
- Avanzado

Los servicios se desarrollan de acuerdo a los cuatro sistemas que componen un verdadero EI, estos son el sistema de ahorro de energía, sistemas de seguridad, sistema de bienestar y confort, y por último el sistema de comunicaciones [67]-[70].

5.1.3 Ahorro de Energía

Los servicios de ahorro de energía, conocidos también como servicios de eficiencia energética se desarrollan con el fin de conseguir grandes ahorros en el consumo de energía eléctrica, consumo de agua, reducción de pérdidas de recursos y optimización para que la inversión realizada al implementar soluciones tecnológicas en el EI se amortice a corto plazo de tiempo.

5.1.4 Seguridad

El sistema de seguridad en un EI aborda sobre todo la seguridad de alarmas técnicas para proteger al entorno de eventos tales como inundaciones, incendios, fuego, humo, fugas de gas, fallas de los sistemas de suministro eléctrico. La seguridad también debe detectar y actuar ante eventos de intrusión en la vivienda, tanto en el interior, así como en el exterior. Por otro lado, también debe contemplarse la posibilidad de cubrir la seguridad ante los ataques a que son sujetas las personas frente a sus congéneres.

5.1.5 Confort

Los servicios de confort deben buscar conseguir el aumento de la calidad de vida de los habitantes. Crear ambientes inteligentes con el despliegue de escenas de habitabilidad: desayuno, fiesta, descanso o romance, entre otros. Uno de los objetivos adicionales de este sistema es en cierta manera mejorar el estatus o nivel de calidad de un edificio.

5.1.6 Comunicaciones

Este sistema debe desplegar servicios que permitan interactuar con el interior del edificio a través de interfaces de usuario visuales como teclados, pantallas táctiles, aplicaciones móviles, etc. Estas herramientas también deben conseguir interactuar con el edificio desde el exterior, ya sea a través de vía telefónica por medios cableados – telefonía tradicional- o por medios inalámbricos - GSM/GPRS, o usando sistemas más sofisticados de telecontrol como Internet mediante aplicaciones de usuario web o servicios de computación en la nube.

La Figura 5.4 muestra el concepto integral de servicios encontrados en EI.



Figura 5.4 Servicios integrados en un Edificio Inteligente

5.2 Tecnologías para Edificios Inteligentes

Las tecnologías de automatización y control para aplicaciones de EI se implementan mediante el uso de sistemas centralizados y sistemas distribuidos. Una determinada tecnología puede disponer métodos de control centralizados, control distribuido o una combinación de estos dos métodos.

En un sistema centralizado existe una unidad central de control que gestiona todo el procesamiento y al que se conectan todos los elementos de medición tales como sensores y elementos de actuación tales como controladores e interfaces de usuario.

Las ventajas de usar sistemas centralizados son [68]:

- Aparentemente, equipos más económicos.
- Sin embargo, se debe prestar mucha atención a los costes ocultos, puesto que se requiere más cableado que en un sistema distribuido.
- Los sistemas centralizados son adecuados para pequeñas instalaciones.

Por otro lado, los inconvenientes del uso de sistemas centralizados en aplicaciones de Edificios Inteligentes son [68]:

- Gran cantidad de cableado.
- Centralización de funciones.
- Carencia de bus de comunicaciones.
- Inexistencia de comunicaciones entre equipos.
- Limitación en la ampliación del sistema.
- Un único elemento con capacidad de procesamiento, por lo que la avería de este equipo provoca el fallo de toda la instalación.

La Figura 5.5 muestra un ejemplo de sistema centralizado utilizado en aplicaciones de automatización y control de entornos inteligentes. Como se puede observar se compone de un controlador inteligente al cual se conectan una serie de sensores y actuadores, así como tiene interfaces de usuario y comunicaciones.

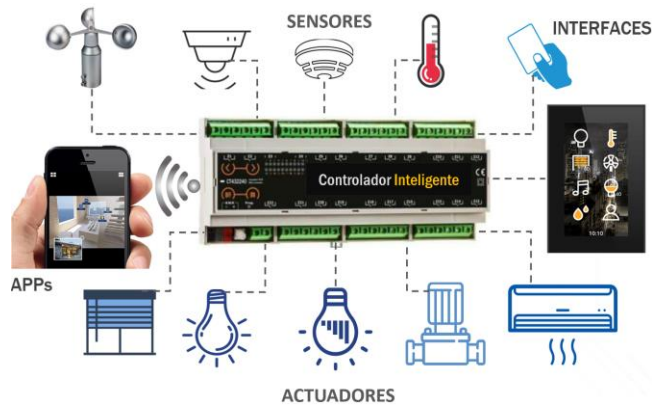


Figura 5.5 Sistema Centralizado

Por otro lado, los sistemas distribuidos son utilizados para distribuir el control en grandes infraestructuras como las usadas en los sistemas de iluminación de edificios inteligentes. Se basan en un canal de comunicación llamado BUS, a través del cual la información se transmite en una red de control [67]-[70]. La Figura 5.6 muestra un esquema que representa a un sistema distribuido de automatización y control para un EI.

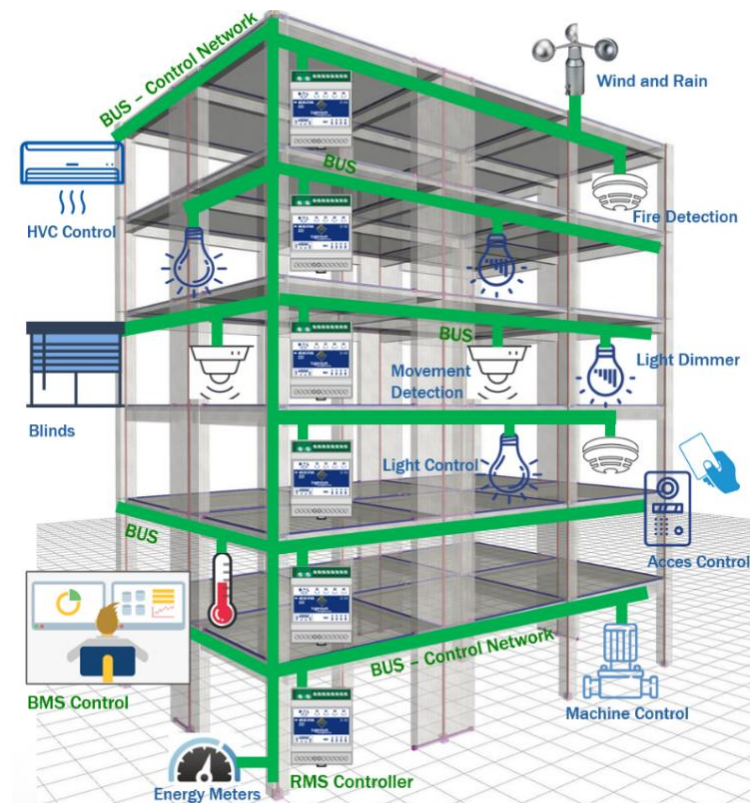


Figura 5.6 Sistema Distribuido.

La red de control permite al usuario conectar dispositivos llamados nodos inteligentes los cuales tienen propia capacidad de procesamiento [67]-[70]. Estos nodos se distribuyen en todas las inmediaciones de los diferentes entornos del edificio y se comunican a través del BUS para ejecutar órdenes de control como el encendido y apagado de la iluminación, regulación de controladores de iluminación para servicios de bienestar y confort, ajuste de la temperatura de confort, alertas de eventos de seguridad, entre otros.

La eficacia general de los sistemas de control de iluminación depende de la conjunción adecuada de inteligencia en el control y la sensibilidad del medio ambiente. Con el fin de proporcionar la sensibilidad adecuada, se requiere una selección correcta de cada sensor y su ubicación. Generalmente se utilizan sensores de ocupación (presencia o movimiento) y sensores de nivel de iluminancia. Los sensores de ocupación convencionales son tipo PIR, radar (ultrasónica, RF o microondas) o combinación de ambas tecnologías para aumentar su rendimiento. Los sensores infrarrojos piroeléctricos (PIR) se han utilizado ampliamente en aplicaciones en interiores y exteriores, ya que son de bajo costo, fáciles de usar y ampliamente disponibles. Por otro lado, las acciones inteligentes en los sistemas de iluminación dependen de los controladores de entrada y salida (E/S). Estos dispositivos electrónicos tienen una funcionalidad específica para manejar la información de entrada y controlar los dispositivos periféricos.

Adicionalmente, los controladores también tienen la capacidad de interconectar diferentes periféricos a través de interfaces estándar tales como serial USB, HDMI, etc., y son capaces de abordar y transferir datos hacia y desde dispositivos interfaces de usuario HMI (Human Machine Interface) tales como teclados, pantallas táctiles, teléfonos inteligentes, etc.

Cuando se analiza a un EI como sistema integrado de control, existen dos sistemas bien definidos para el control del entorno. El sistema de gestión de sala (SGS) conocido también como RMS (Room Management System) [67][68] que controla las zonas individuales y permite conectar sensores y actuadores para implementar servicios inteligentes en el entorno. El otro corresponde al Sistema de Gestión de Edificios (SGE), BMS (Building Management System) [67][68], que es una plataforma integrada que permite al gestor del edificio realizar funciones de control y supervisión de instalaciones técnicas, control y supervisión del personal, optimización de recursos, conseguir los objetivos de ahorro de energía, entre otros.

5.2.1 Redes de Control para Edificios Inteligentes

Las redes de control en EI se basan en un canal de comunicación llamado BUS, a través del cual la información se transmite entre todos los dispositivos conectados al BUS. La red de control permite al usuario conectar dispositivos llamados nodos inteligentes con propia capacidad de procesamiento [67]-[70]. Estos nodos se distribuyen a través de los diferentes entornos del edificio y se comunican entre si usando un determinado protocolo de comunicaciones para ejecutar órdenes de control como el encendido y apagado de iluminación, ajuste de la temperatura de confort, alertas de eventos de seguridad, entre otros. Por otro lado, un protocolo abierto permite la interoperación sin necesidad de una interfaz propietaria para una fácil integración de servicios en Edificios Inteligentes. Debido a su amplia difusión y su rendimiento, algunos protocolos son más consolidados para el sistema de iluminación, como Bacnet, Lonworks, Busing, KNX, DALI [67]-[75], entre otros. La Figura 5.7 muestra una arquitectura de red de control comúnmente utilizada en aplicaciones de EI.

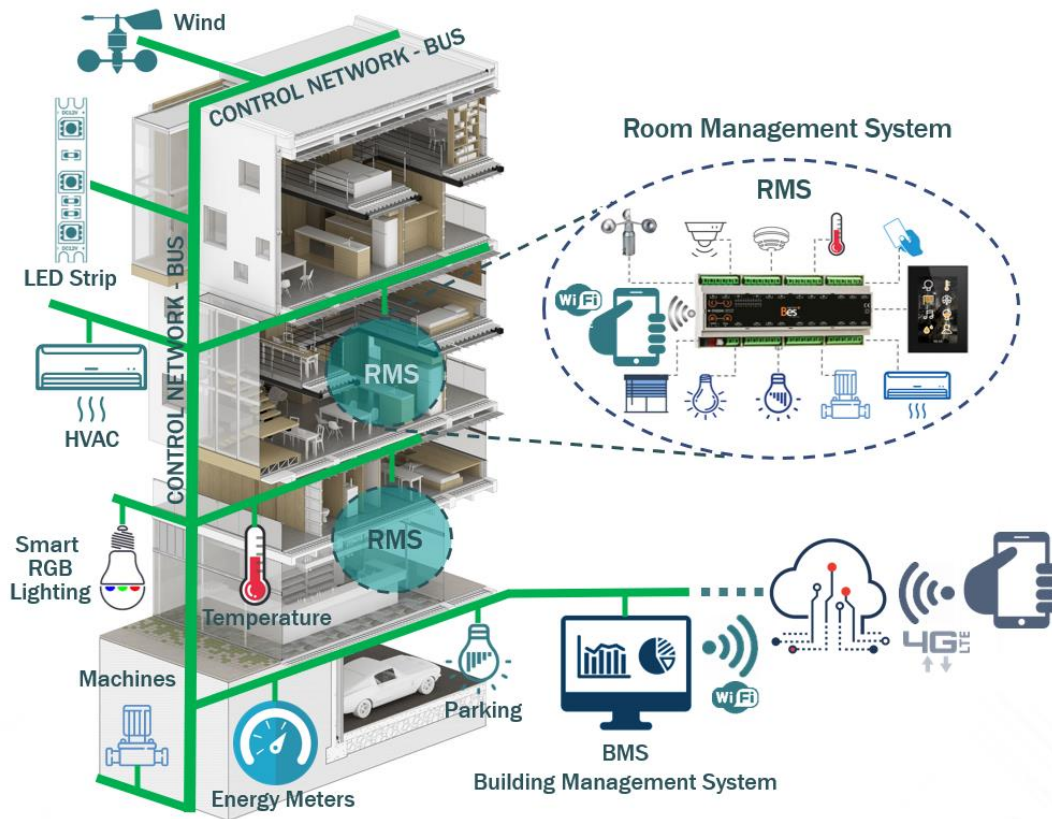


Figura 5.7 Sistema Distribuido.

Las tecnologías de red de control en EI han ido evolucionando desde el protocolo IEEE RS485 utilizado para la implementación de redes cableadas con protocolos como ModBUS, ProfiBUS, BACNet, BUSing, KNX, LONWorks, etc. [67]-[75]. BACnet [74] y LONWorks [75] son estándares que se centran más en edificios corporativos que requieren un control y monitoreo de variables en varias zonas, gestionando datos de forma centralizada. Debido a su concepción, estos protocolos ofrecen mayores prestaciones para la automatización de los sistemas convencionales existentes en los edificios, así como de grandes infraestructuras como las redes inteligentes de alimentación, aunque son ampliamente utilizadas para sistemas de control de iluminación en EI [75][155][161]. KNX [73] es un protocolo ampliamente utilizado para Edificios Inteligentes y fue desarrollado a partir de los protocolos europeos EIB y EHS. Este protocolo utiliza un sistema de bus distribuido que permite a los dispositivos intercambiar información directamente, razón por la cual su principal ventaja es la facilidad que ofrece para grandes instalaciones. Mientras tanto, la tecnología BUSing [72][148][156] se destaca por su versatilidad, es un sistema de comunicación de tipo distribuido cuya red utiliza una topología BUS, permitiendo así una fácil escalabilidad tanto en las versiones cableadas como inalámbricas.

Existen muchos casos de implementaciones de edificios inteligentes utilizando KNX, sin embargo, es posible destacar el edificio de la sede del Grupo Co-operative, el cual creó uno de los edificios comerciales más sostenibles de Europa y uno de los primeros en el Reino Unido en ser construido con el concepto BREEAM, que fue galardonado con el Premio BCSC a la sostenibilidad. El método BREEAM (Building Research Establishment Environmental Assessment Method) es ahora una medida estándar internacional para el diseño sostenible y el rendimiento ambiental de edificios [73][154]. El proyecto implementa 3745 dispositivos KNX. Los servicios de EI incluyen: control de luz constante, seguridad y protección de fallas, detección de fugas, detección de rotura de cristales e interacción con el sistema HVAC. Para la operación del EI, el administrador puede utilizar un ordenador con su respectivo BMS, paneles táctiles y pantallas HMI para la visualización y gestión del EI. Otros servicios implementados son la gestión de la energía y la medición inteligente, el uso de energías renovables y la generación distribuida con el concepto de EECN.

En la tecnología Lonworks, un caso de estudio es el Edificio Corporativo Endesa en Chile. Esta infraestructura cuenta con más de 5.100 luminarias controladas por el BMS HotelON

[75][155]. Entre otras funcionalidades del sistema de control de iluminación, implementa el ahorro de energía de más del 30%, mayor vida útil de la luminaria y la comodidad del usuario, regulación de la iluminación en el plano de trabajo, ahorro de energía y ajuste de la luminosidad del entorno, apagado automático cuando no se detecta presencia, lo que es configurable de 1 segundo a 18 horas, programación de tiempo realizando escenas de rendimiento, mantenimiento predictivo y monitoreo de las horas de uso de las lámparas.

En cuanto a la tecnología BUSing, un ejemplo es el nuevo Hospital Universitario Central de Asturias (HUCA), ubicado en el centro de Asturias, España, y finalizado en 2014 [72][156]. En este edificio inteligente, se controlan individualmente 11.500 luminarias de emergencia. Es posible conocer el estado de las luminarias, obtener un informe diario, semanal, mensual o anual de diferentes parámetros tales como las horas de funcionamiento, estado de la batería y daños producidos en las lámparas.

5.2.2 Redes de Información para Edificios Inteligentes

Las tecnologías de comunicación de red en EI han evolucionado a partir del protocolo IEEE RS485 utilizado con la implementación de redes cableadas, por lo que es posible encontrar protocolos para redes de campo como ModBUS, ProfiBUS, BACNet, BUSing, KNX, LONWorks, etc. [67]-[75] Por otro lado, para las redes de información, el protocolo básico es el Protocolo de Internet IP o el Protocolo de Control de Transmisión (TCP). TCP / IP se implementa ampliamente a través de redes de cable Ethernet en la infraestructura del edificio. En EI, TCP / IP se utiliza para integrar comunicaciones de red de campo con redes de información. Las redes IP actualmente permiten conectar todo tipo de dispositivos inteligentes en la misma infraestructura de red de edificios para el despliegue de todo tipo de servicios, como gestión de energía, integración con empresas proveedoras de servicios, computación en la nube, etc. Este concepto se conoce actualmente como BEMS (Building Energy Management System) [67][68][78]-[91]

Bluetooth surgió con la idea de operar en un entorno multiusuario, mediante la formación de redes de corto alcance, alrededor de 10 metros o menos, en lo que se denominan redes de área personal o WPAN (Wireless Personal Area Networking), sin necesidad de una línea de visión directa y con un ancho de banda inicial de unos 730 kbps en la versión 1.0. Una de sus principales ventajas es su capacidad para soportar simultáneamente transmisiones de voz y datos. Las características especiales de Bluetooth, su ancho de banda, la capacidad de integrar

canales de voz y las características de seguridad y acoplamiento de los dispositivos hacen que esta tecnología ofrezca un enorme potencial para el mercado doméstico [67]-[69][77].

Bluetooth como tecnología de reemplazo de cables se ha incorporado en diferentes dispositivos incorporados en el área personal (móvil, agenda, auriculares) y elementos de comunicación como routers-DSL o instaladores manos libres en los vehículos. Para el control de iluminación, es posible encontrar sistemas integrados que se controlan desde teléfonos inteligentes, tabletas, controles remotos, etc. El papel que desempeña la tecnología Bluetooth en este caso es comunicar las interfaces de usuario con los controladores finales de los sistemas de iluminación, tanto en infraestructuras residenciales, edificios, alumbrado público, etc. [67]-[69].

A finales de la década de 1990 ZigBee aparece como una iniciativa industrial cuyo objetivo es desarrollar una tecnología radiofónica que funcione en las bandas industrial, médica y científica ICM (866MHz y 2.4 GHz). ZigBee es una tecnología de muy bajo costo y muy bajo consumo (el tiempo de reemplazo de la batería es de varios años). El objetivo es proporcionar servicio a todo tipo de sensores y pequeños dispositivos electrónicos existentes en el hogar que no necesitan la velocidad de transmisión de datos ofrecido por Wi-Fi o Bluetooth. Esta iniciativa responde inicialmente a los nombres FireFly y HomeRF Lite para finalmente aceptar la designación ZigBee [67]-[69].

La cobertura de dispositivos en espacio abierto oscila entre 10 y 75 m y es menor que las tecnologías de red inalámbrica como Wi-Fi. ZigBee está diseñado para poder crear redes con un número moderado-alto de dispositivos para que hasta 254 dispositivos activos puedan coexistir en cada red y hasta 100 redes simultáneamente en la misma área [67][68]. Entre las primeras aplicaciones de WSN en iluminación inteligente para EI se encuentran los desarrollos que utilizan ZigBee. Sin embargo, las desventajas en el corto alcance inicial de las comunicaciones, el complejo esquema de distribución arquitectónica de edificios y la falta de desarrollos de integración con controladores de iluminación que utilizan protocolos de red de control, han hecho que ZigBee se utilice principalmente en aplicaciones residenciales de iluminación inteligente y control de iluminación exterior [67]-[69].

Una de las últimas tecnologías de red desarrolladas es LoRa y LoRaWAN [67]-[69][130]. Este protocolo se basa en un esquema de red de comunicación inalámbrica de malla en el que los nodos de sensores, actuadores, interfaces de red, etc. se pueden conectar en aplicaciones

de automatización y control de pequeño y largo alcance. La ventaja de LoRa en aplicaciones de largo alcance, es que una sola puerta de enlace o estación base puede cubrir ciudades enteras o cientos de kilómetros cuadrados. LoRaWAN define el protocolo de comunicación y la arquitectura del sistema para la red, mientras que la capa física LoRa habilita el enlace de comunicación de largo alcance. Por otro lado, se proyecta que las redes de área amplia de baja potencia (LPWAN) soportarán una parte importante de los miles de millones de dispositivos previstos para el Internet de las cosas (IoT). LPWAN ofrece una duración de la batería de varios años y está diseñado para sensores y aplicaciones que necesitan enviar pequeñas cantidades de datos a largas distancias unas cuantas veces por hora desde diferentes entornos. LoRaWAN está diseñado de abajo hacia arriba para optimizar los LPWAN para la duración de la batería, la capacidad, el alcance y el costo. Los dispositivos finales sirven a diferentes aplicaciones y tienen diferentes requisitos. Con el fin de optimizar una variedad de perfiles de aplicación final, LoRaWAN utiliza diferentes clases de dispositivos. Estas clases de dispositivos intercambian la latencia de comunicación de enlace descendente de la red frente a la duración de la batería [67][130].

La banda ISM para América del Norte es de 902-928 MHz. LoRaWAN define canales de enlace ascendente de 64, 125 kHz de 902.3 a 914.9 MHz en incrementos de 200 kHz. La potencia de salida máxima en la banda de 902-928 MHz es de 30 dBm, pero para la mayoría de los dispositivos +20 dBm es suficiente. Bajo FCC no hay limitaciones del ciclo de trabajo, pero hay un tiempo de permanencia máximo de 400 ms por canal. La arquitectura de red LoRaWAN se implementa en una topología de estrella de estrellas en la que las puertas de enlace retransmiten mensajes entre dispositivos finales y un servidor de red central. Los gateways están conectados al servidor de red a través de conexiones IP estándar y actúan como un puente transparente, simplemente convirtiendo los paquetes RF a paquetes IP y viceversa [67][130].

LoRa se utiliza actualmente en aplicaciones AMR (lectura automática de contadores) para el consumo de agua en ciudades, EMS (sistemas de gestión de energía) para sistemas de alumbrado público, medición de parámetros ambientales en ciudades para determinar los niveles de contaminación de CO₂, automatización y control en el sector agrícola, entre otras aplicaciones de IoT que han permitido el despliegue de servicios emergentes en proyectos Ciudades Inteligentes [67][130].

Otras tecnologías emergentes enmarcadas en infraestructuras de IoT que se utilizan para aplicaciones de control de iluminación en edificios son SigFox [67][141], Z-wave [67][142], Wings [67][143], EnOcean [67][144], entre otros. Estas tecnologías se implementan en el concepto de topologías de malla y utilizan la banda de comunicación RF de 900 MHz, lo que permite que los sensores y controladores inalámbricos se comuniquen en iluminación inteligente, calefacción y control del clima, y diagnóstico y mantenimiento de edificios auxiliares de aplicaciones de entorno inteligente [67].

También permiten la integración de redes de sensores IoT para el despliegue de servicios de seguridad, comunicaciones, ahorro de energía y confort para aplicaciones residenciales o LPWAN. Por ejemplo, Zig-Fox se utiliza en [146] para demostrar la robustez de las comunicaciones de protocolo mediante la interconexión de redes de sensores en escenarios para 200 a 3000 usuarios en aplicaciones de monitoreo para permitir que el sistema recopile y visualice datos remotos de sensores ambientales como temperatura, calidad del aire, sensores de automatización del hogar, control de iluminación, gestión de estacionamientos, etc. en una infraestructura IoT. Z-Wave, por otro lado, permite que los dispositivos IoT se controlen a través de Internet y es muy común entre los sistemas domésticos inteligentes.

En [147] se presenta la integración Z-Wave entre un procesador Raspberri Pi y un módulo de chip Z-Wave para un sistema de control de seguridad en una casa inteligente. En el caso de Wings, esta tecnología permite la integración de redes de sensores con una distancia entre dispositivos de 15 metros; las comunicaciones se establecen en 868 MHz y está libre de interferencias en una topología de malla [148]. Una red Wings permite que una red IoT interconecte hasta 255 dispositivos y permite el control de la instalación mediante IOS y Android SC Apps. Wings es integrable con redes BUSing y se utiliza ampliamente para aplicaciones RMS en infraestructuras mixtas, es decir, instalaciones cableadas e inalámbricas para la implementación de redes de control en aplicaciones BMS para EI. En las aplicaciones de control de iluminación, Wings se utiliza para dimmers RGB para crear escenas de confort en aplicaciones Smart Home (SH) y sistemas inteligentes de iluminación de oficina [67][148].

Por otro lado, estas tecnologías descritas tienen la capacidad de integrarse con protocolos de red de control robustos como BUSing, KNX, Lonworks, BACNet, etc. utilizando puertas de enlace para comunicar dispositivos inteligentes desplegados desde la red de campo en

entornos RMS con instalaciones mixtas en BMS, HMS, SLS y BEMS, cumpliendo con el marco de infraestructura de IoT [67][140] para aplicarlos en sistemas de control inteligentes para EI.

Una de las últimas aplicaciones de la tecnología LED es el desarrollo de Li-Fi (Light Fidelity), que integra la transmisión de datos en sistemas de iluminación LED para proporcionar servicios de información. En junio de 2019, se creó la LCA (Light Communications Alliance) con el objetivo de promover nuevas tecnologías inalámbricas que permitan el desarrollo de la comunicación a través de la luz. En el caso de los EI, Li-Fi se ha utilizado para detectar la ubicación interior de los usuarios [157].

La tecnología Li-Fi ofrece una gran oportunidad para desarrollar nuevos trabajos de investigación, los estudios pueden centrarse en los componentes, materiales y estrategias de control de potencia de los drivers y de las lámparas [167][170]. Los estudios también se pueden desarrollar en la convergencia de servicios que se pueden desplegar utilizando Li-Fi, aplicaciones de esta tecnología en EI para la optimización del consumo de energía, etc.

El aspecto final a tener en cuenta al utilizar tecnologías para Iluminación Inteligente en EI es que todos los dispositivos de la infraestructura de red, tanto los nodos de red de campo como los nodos de red de comunicación y control deben ser interoperables, es decir, deben utilizar protocolos abiertos con alta capacidad de integración para compartir información, recibir y enviar órdenes de control, sin necesidad de puertas de enlace complejas y bajos costos de integración, utilizando plataformas de desarrollo abiertas y amigables para diseñadores, integradores y, sobre todo, fácil instalación.

Para las redes de información el protocolo básico es IP (Internet Protocol) o TCP (Transmission Control Protocol). TCP/IP se implementa ampliamente a través de redes Ethernet cableadas en la infraestructura del edificio. En EI, TCP/IP se utiliza para integrar las comunicaciones de red de campo con redes de información. Actualmente, las redes IP permiten conectar todo tipo de dispositivos inteligentes en la misma infraestructura de red de edificios para el despliegue de todo tipo de servicios, como la gestión de la energía, la integración con empresas proveedoras de servicios, computación en la nube, etc. Este concepto se conoce actualmente como BEMS (Building Energy Management System) [67]-[70]. Existen tecnologías enmarcadas en infraestructuras de IoT que se utilizan para aplicaciones de control de iluminación en edificios como Bluetooth, ZigBee, SigFox, Z-

wave, Wings, EnOcean, entre otros. Estas tecnologías se implementan en el concepto de topologías de malla y utilizan la banda de comunicación RF de 900 MHz, lo que permite que los sensores y controladores inalámbricos se comuniquen para implementar servicios de iluminación inteligente, control de calefacción y temperatura del entorno, seguridad, eficiencia energética, etc. en aplicaciones residenciales o redes PAN (Personal Area Networks).

5.2.3 Control de Drivers LED en Sistemas de Iluminación para Edificios Inteligentes

La regulación es un requisito importante en los sistemas de control de iluminación, sin embargo, la regulación de la iluminación implica diferentes aspectos y funcionalidades para diferentes personas. Los diseñadores de drivers LED se refieren a la corriente de accionamiento, los diseñadores de accesorios utilizan la salida de lumen medida y la evaluación de los usuarios finales se basa en la luz percibida, es decir, la luz que el ojo ve. Por otro lado, hay un concepto erróneo común de que cualquier lámpara LED se puede atenuar con un driver LED. Las lámparas LED necesitan su propio interruptor de regulación electrónica especial para tener una luz completamente funcional y atenuante.

Los drivers LED utilizan diversas técnicas y recursos para lograr la regulación; por ejemplo, el corte de fase de corriente alterna (CA), control analógico de tensión de 0-10V, PWM, DALI, DMX, entre otros. Para fines de regulación, los fabricantes generalmente ofrecen drivers LED universales que normalmente son analógicos y electrónicos de baja tensión. La amplia oferta comercial está centrada en dispositivos de estado sólido con diferentes capacidades de carga, diferente número de canales, diferentes tipos de montaje, dispositivos específicos para regulación, como por ejemplo, LED RGB o LED RGB+Blanco, entre otros [67]-[70]. La Figura 5.8 muestra un ejemplo de Driver LED usado para la regulación de lámparas LED, el cual tiene la capacidad de regular una canal de 200W y tres canales tipo RGB, así como conectar sensores de movimiento y luminosidad para detectar la presencia en el entorno y los niveles de luz del ambiente. Una aplicación típica del Driver LED es que en función de la información obtenida de los sensores, el color y el nivel de iluminación del entorno se establece de acuerdo a los algoritmos propios para los cuales fue desarrollado [72]. Otros métodos de control implementan el control para la optimización del

brillo, control difuso, regulación de la corriente de salida por pulso de alta frecuencia, entre otros [162][166].



Figura 5.8 Esquema de un Driver de Iluminación LED RGB

5.2.4 Gestión de la Energía y Eficiencia Energética en Edificios Inteligentes

El consumo de energía de la iluminación en los edificios de oficinas es de aproximadamente el 20%, mientras que para los hoteles es del 15% [67][155]. Por otro lado, la calefacción y el aire acondicionado pueden alcanzar hasta un 45% dependiendo del tipo de edificio. El consumo de energía es uno de los grandes gastos de un edificio; los sistemas de iluminación y aire acondicionado juntos representan aproximadamente entre el 40% y el 60% del consumo de energía. Sin embargo, representan aproximadamente el 80% del consumo de electricidad. El sistema de iluminación puede alcanzar hasta el 40% del consumo de electricidad, por lo que es importante contar con estrategias y sistemas de gestión de energía para optimizar este consumo [67].

Cuando no es posible saber dónde y cuánto consume el edificio, es necesario seguir una guía de eficiencia energética para realizar una auditoría energética, medir el consumo de energía, analizar la información para determinar el perfil de consumo exacto en tiempo real y determinar estrategias de eficiencia energética, así como elegir el mejor sistema de automatización. En el caso del sistema de iluminación, la energía se consume en exceso en determinadas zonas y cuando no es necesaria. Por lo tanto, las características de automatización tradicionales incluyen programación de tiempo de encendido/apagado de la lámpara, detección de presencia, detección de movimiento, regulación del nivel de

iluminación y administración de energía usando BMS tradicionales. Estos servicios de automatización logran un ahorro energético de hasta el 30% en el consumo energético del edificio asociado al sistema de iluminación [67][155].

Los servicios de ahorro de energía en un EI se desarrollan con el fin de lograr grandes ahorros en el consumo de electricidad, el consumo de agua, reducir las pérdidas de recursos y optimizar la inversión realizada en la implementación de soluciones tecnológicas en edificios inteligentes. Para la Gestión del Consumo de Energía se aplica la normativa de eficiencia energética ISO 50001:2011 [67][68][134]. Esta norma ISO consiste en el ahorro y uso inteligente de energía sin pérdida ni desperdicio, utilizando la energía mínima y manteniendo la calidad de los bienes y servicios, para preservar el confort para los usuarios [134]. Actualmente la normativa se ha actualizado en ISO 5001:2018 [134]. En [137] se presenta la aplicación de la norma ISO 5001:2011 en la evaluación del rendimiento de los edificios universitarios con confort térmico. Por otro lado, en [136] se realiza la aplicación de la ISO 5001:2018 para auditorías energéticas para edificios académicos.

Los Sistemas de Gestión de Energía (SGE) se basan en información de auditoría energética. La auditoría energética de los edificios es información histórica sobre el consumo eléctrico que permite identificar oportunidades de ahorro para minimizar el desperdicio de energía, implementar políticas de eficiencia energética y establecer estrategias de gestión [67][68].

Por otro lado, el Protocolo GHG (Greenhouse Gas GHG) para edificios, establece marcos globales estandarizados integrales para medir y gestionar las emisiones gases de efecto invernadero GEI procedentes de operaciones del sector privado y público, cadenas de valor y medidas de mitigación. En [158] se presenta una política de reemplazo de iluminación residencial optimizada para emisiones de costes, energía y GEI en [158], donde para cada tecnología de lámpara, se recopilan datos de costo, energía primaria y emisiones GEI para las etapas de producción, transporte, uso y fin de vida, donde todas las emisiones de GEI se expresan en valores de potencial de calentamiento global denominado GWP (Global Warming Potential), que incluye el horizonte temporal de 100 años GWP en relación con el CO₂. El uso de los valores del Cuarto Informe de Evaluación AR4 es recomendado en AR4 GWP-100 [158][159]. Los últimos valores AR5 se presentan en [159].

Otro servicio que se puede desarrollar en el BMS es la gestión del estado de las lámparas teniendo en cuenta las propiedades de la disipación de calor, lo que ayudará a aumentar la vida útil de las lámparas LED. Las luminarias deben implementar sensores y materiales adecuados, como nanotubos de carbono, para mejorar la evacuación del calor. El BMS puede implementar servicios para configurar puntos de ajuste para disipar el calor de forma fácil y eficiente de acuerdo con parámetros tales como tiempo de ignición, vida útil, temperatura, movimiento de los usuarios en una determinada estancia, ocupación del entorno, etc.

5.2.5 Ciberseguridad en Edificios Inteligentes

Los edificios inteligentes conllevan una serie de riesgos cibernéticos [1], por lo que se puede producir un acceso no autorizado para realizar acciones de activación de iluminación falsas e incluso producir daños irreparables en el sistema de iluminación. Para contrarrestar estas vulnerabilidades, se deben considerar medidas para proteger sus sistemas de los ciberdelincuentes.

Los protocolos de seguridad deben verificarse y registrarse para todos los usuarios que acceden al sistema de control y a la base de datos. La ciberseguridad no sólo afecta al servidor o a la conexión de red del edificio; cualquier dispositivo conectado es una vulnerabilidad potencial para la información confidencial. Las medidas de ciberseguridad, como la red privada virtual (VPN) y el acceso seguro al servidor, deben habilitarse [67][133]. En ese contexto, es necesario establecer políticas sólidas sobre el uso compartido de archivos por correo electrónico y otras herramientas de colaboración. Además, se pueden considerar el acceso al EI a través de la nube para el despliegue de los servicios de supervisión y gestión en tiempo real de incidentes de seguridad, usando tecnologías de Big Data e inteligencia artificial (AI).

Con frecuencia, un Centro de Operaciones de Seguridad (COS) se utiliza en redes de Internet, que es un centro de seguridad informática que impide, supervisa y controla la seguridad en las redes y en Internet [67][71]. A continuación, deben desarrollarse servicios COS que identifiquen y proporcionen soluciones para resolver todo, desde las necesidades más estratégicas hasta las más operativas en el sistema de control de iluminación. Se trata de un área de estudio que requiere un análisis más amplio, por lo que es una oportunidad de investigación extensa en el desarrollo de estrategias y metodologías de seguridad de EI con un enfoque en el sistema de iluminación, la eficiencia energética y el confort del usuario.

5.3 Metodologías de Control de Sistemas de Gestión de Energía para Edificios Inteligentes

La gestión de la energía en edificios es cada vez un tema de mayor estudio desde hace algunos años y actualmente se ha determinado el concepto de Sistemas de Gestión de la Energía en Edificios (SGEE) que abarca a toda una plataforma tecnológica que permite conseguir los objetivos de Eficiencia Energética EE en edificios, una gestión efectiva de las fuentes de energía distribuida, reducción de los costos de consumo de energía y aseguramiento de los niveles de confort para los usuarios. La importancia de los SGEE radica no solo en la reducción del costo de energía que se puede conseguir, sino también a los beneficios derivados del ahorro en consumo de la energía, así como reducción de emisiones de CO₂ al emplear fuentes de energía renovables.

Existen algunos estudios que abordan las metodologías utilizadas de SGEE para conseguir la reducción en el consumo de energía de acuerdo a la influencia de parámetros importantes conocidos también como agentes relacionados a la iluminación, climatización, calefacción, consumo de energía, demanda con respuesta al precio, confort, entre otros. En estas investigaciones se han propuesto metodologías de control tales como método multi-agente [78], optimización del confort [79], maximización de los beneficios por coste de energía [80], entre otras. Todas estas técnicas y estrategias están avanzadas basadas en modelamientos matemático para SGEE en las que se han considerado aspectos relacionados a los beneficios de utilizar una red de control en EI.

Estudios separados hacen el análisis de los beneficios que se consiguen al implementar redes de control en EI con el objetivo de conseguir servicios de bienestar y confort, seguridad, eficiencia energética y comunicaciones. Todos estos conceptos se plantean desde un ambiente global e integrador usando protocolos de redes de control tales como BACNet, KNX, Lonworks, BUSing, entre otros, con una alta capacidad de integración de sistemas y herramientas de desarrollo para implementar soluciones que pueden proporcionar grandes aportes en los objetivos que se buscan al diseñar y mejorar las metodologías y estrategias de control en un SGEE. Es importante que las metodologías que se han investigado en el área de SGEE sean evaluadas en un entorno real tomando en cuenta los dos ámbitos de investigación, es decir tanto los SGEE como las redes de control que actualmente se utilizan

en la implementación de Edificios Inteligentes de tal manera que no solo se demuestre la utilidad de integrar los métodos para SGEE con soluciones de redes de control para Edificios Inteligentes, sino que también permita realizar aportes científicos en ámbitos relacionados a los entornos inteligentes, tales como su integración en el área de los Edificios Energía Casi Nula EECN o nZEB (nearly zero Energy Building), Edificios Verdes, Ciudades Inteligentes, [67][68], etc.

5.3.1 Metodología Multi Agente

Entre las metodologías se puede destacar el control de toma de decisiones Multi-Agente [67][78] la cual describe la utilización eficiente de la energía a través del SGEE con el objetivo de reducir el costo y mejorar el uso eficiente de la energía para atender cargas de energía locales en edificios con recursos dispersos. Plantea una metodología de control de toma de decisiones usando sistemas multi agente para SGEE tales como Agente - E: Electricidad, Agente - C: Enfriamiento (Cooling), Agente - H: Calefacción (Heating), para fijar como meta en los SGEE los objetivos definidos para nZEB. Desarrolla el modelo optimizando el aprovechamiento del agua caliente residual y reducción del consumo de gas natural. En este modelo se cambia el modelo de reducción de costo de energía por el de maximización de la eficiencia energética. Utiliza el concepto JIT (Just in time) que determina el agua caliente ideal que debe entregar el sistema para un consumo ideal en un tiempo ideal. Del mismo modo propone que los sistemas tradicionales de enfriamiento contemplen únicamente la respuesta a la demanda por parte del enfriador de absorción, desarrollando un cálculo que contempla la utilización del enfriador eléctrico y el enfriador de absorción para la demanda de agua fría de modo que permita la optimización del Agente - C. Respecto al Agente - E, procura realizar el control de la demanda y comunicarse con la empresa utilitaria para recibir información de picos de consumo y costos de la energía en tiempo real. Este agente permite controlar la demanda en horas pico regresando a los valores programados tanto para iluminación, así como enfriamiento. Este agente permite conseguir beneficios por optimización del uso de la energía eléctrica. El modelo presenta las capacidades que tiene un SGEE utilizando información de consumo de un día de invierno y un día de verano para el caso de estudio del edificio de Golden CO, en donde los valores de costo de la energía han sido introducidos y calculados automáticamente en software. Los modelos propuestos como modelo multi agente han sido probados utilizando la herramienta de análisis EnergyPlus para

un área de 109 m² (disponible en la herramienta) donde los datos utilizados corresponden a un edificio de cocina donde la demanda térmica es constante. En este caso, se consigue demostrar que el modelo es importante desde el punto de vista que lo que se busca no es reducir los costes de energía sino optimizar la eficiencia energética en cada zona definida para conseguir los beneficios esperados.

5.3.2 Optimización del Confort y Uso de la Energía

En este caso se presenta un marco referencial para SGEE que permita optimizar el uso de las infraestructuras de los edificios asegurando los niveles mínimos de confort requeridos por los usuarios. Los resultados son presentados mediante una simulación utilizando la herramienta Simscape. El modelo emplea el método de planificación Scheduler que define tres estados: predicción, control de suministro y control de demanda en tiempo real. Este modelo igualmente puede considerarse multi agente con pocos variantes donde se proponen los agentes Agente - H: monitorea y controla el sistema de calor a nivel de habitación o sala, Agente - V: monitorea y controla el sistema de ventilación, Agente - C: monitorea y controla el sistema de enfriamiento, Agente - E: monitorea y controla los sistemas eléctricos y de iluminación, Agente - U: monitorea y controla los niveles de ocupación y determina los factores de carga/peso de los agentes de zona. Además, es responsable del aprendizaje de las preferencias de los usuarios, sus perfiles, identificación y realimentación con el Sistema [67][79].

5.3.3 Arquitectura de Sistema Multi-Agente

En [80] se presenta un sistema basado en agentes que implementa inteligencia distribuida capaz de resolver procesos de decisión complejas y dinámicas. En este caso, se propone una arquitectura multi agente para la administración optima de la energía en viviendas y que puede ser considerado para analizar futuros modelos para SGEE. Los agentes propuestos en este modelo son confort, coste, verde o green para la eficiencia energética y administración inteligente de la demanda. La simulación se realiza mediante curvas que representan la cantidad de potencia que consume cada dispositivo en una vivienda y a qué precio, y que son entregadas al Agente de Administración y Optimización (MOA - Management and Optimization Agent). El MOA es el responsable de buscar un equilibrio de precio con un

mínimo consumo de potencia. En este caso del lado de la vivienda se ha simulado en MATLAB y los agentes en una plataforma JAVA/JADE.

5.3.4 Control en Tiempo Real Usando Redes de Sensores Inalámbricos WSN

Trata acerca de técnicas y estrategias avanzadas de administración para SGEE usando una arquitectura de red de sensores inalámbricos o redes WSN (Wireless Sensor Network). El control se enfoca en el sistema de calefacción, mediante un método de control en tiempo real innovador que permite reducir los picos de consumo manteniendo el confort térmico. En este modelo se plantean algoritmos usando Programación Lineal (PL), Programación no lineal (PNL) y programación dinámica. El principio de control establece que si la potencia demandada no excede la potencia contratada, el sistema de control opera como un control de temperatura tradicional para asegurar el confort térmico [81]. Cuando la demanda supera la potencia contratada, los algoritmos PL y PNL establecen los modos de funcionamiento del sistema de calefacción manteniendo mínimos valores de consigna.

5.3.5 SGEE con Respuesta Dinámica de Precio para Viviendas Inteligentes

En este modelo se presenta un Sistema de Gestión de Energía para Viviendas Inteligentes (SGEVI) utilizando comunicaciones, tecnología de sensores, y algoritmos de aprendizaje para que los usuarios puedan conseguir fácilmente en tiempo real el control de respuesta de precio para viviendas tales como calentamiento de agua, calefacción, ventilación y aire acondicionado, vehículo eléctrico, etc. Adicionalmente el usuario puede interactuar con proveedores de servicios para facilitar la administración de cargas. Se presenta una simulación con un prototipo en el que se modela un clasificador simple Bayesiano basado en el teorema de Bayes con suposición independiente fuerte [82].

El esquema propuesto considera entradas como sensores para temperatura, iluminación, temporización, operaciones de los usuarios, precio en tiempo real, etc. para ser procesadas a través de una máquina de aprendizaje y la implementación de algoritmos para AC (Aire Acondicionado), iluminación y control de cargas, de modo que se gestionen variables de salida como el encendido/apagado, programación de temperatura, activación y desactivación de electrodomésticos, grabación de información, etc. consiguiendo un diseño para usuario final del SGEVI.

5.3.6 Reducción de Escala basada en Redes Neuronales

En este caso se presenta un método para SGEE basado en una Red Neuronal Artificial (RNA) que determina la escala de ocupación de una determinada zona en un edificio a nivel de entorno. Con este método se determina la producción de CO₂ de una determinada zona de acuerdo a su ocupación [83].

5.3.7 Análisis Multiobjetivo del Confort y Gestión de Energía

Este método evalúa las condiciones de confort humano en los edificios y el consumo de energía como factores clave en los edificios modernos. El modelo utiliza como base el estado constante de confort de los seres humanos [84]. Utiliza la comodidad humana por separado del ahorro de energía con el propósito principal de equilibrarlos utilizando el modelado con técnica Pareto para resolver el problema multi objetivo. El sistema de control multi agente propuesto (SCMA) para el edificio inteligente también busca un desarrollo de la tecnología de la comunicación y la inteligencia artificial.

5.3.8 Método de Control Predictivo MCP en Residencias

Este modelo se basa en la programación de problemas de optimización para aprovechar las flexibilidades operativas de los dispositivos térmicos y no térmicos mediante un método de controlador predictivo (MCP) propuesto en [85], el cual es un proceso continuo donde se ejecuta el modelo de optimización incrustado repetidamente con previsiones actualizadas. Algunas flexibilidades operativas de los aparatos no térmicos y térmicos se aprovechan para ayudar a los clientes a ahorrar en las facturas de electricidad. La simulación consiste en un método de programación de dispositivos basado en MCP para un SGE residencial. Utiliza el software de resolución MATLAB y CPLEX para demostrar que utilizando este método los usuarios tienen ahorros de energía.

5.3.9 Control Difuso para Detección de Anomalías

Este modelo toma criterios difusos cuando un SGEE utiliza datos complejos de todos los sistemas considerados como información de entrada. El nombre del modelo es DADDL que significa detección de anomalías difusas y descripción lingüística (Fuzzy-DADDL) [86]. El método detecta el comportamiento anómalo del SGEE para representar las anomalías de una manera intuitiva y fácil de entender como descripciones lingüísticas. Las metodologías

utilizan reglas difusas para una subregión determinada del espacio de entrada multidimensional a la clase de un comportamiento normal de la zona del edificio. Utiliza una representación difusa predefinida de los atributos de entrada para calcular la descripción lingüística relevante y compacta de las anomalías identificadas.

La investigación ha sido probada con un prototipo de software que implementa una Interfaz Gráfica de Usuario (IGU) que muestra un plano del entorno seleccionado. La IGU presenta la temperatura media o la información de comportamientos anómalos identificados para una zona determinada. Por último, se genera una descripción lingüística utilizando un único antecedente de entrada y describe lingüísticamente el evento anómalo. Este método es aplicado en el ámbito real de un SGEE para un edificio ejecutivo ubicado en el noroeste de los Estados Unidos y se compara con un sistema tradicional basado en alarmas de anomalías.

5.3.10 Arquitectura Sistemas de Gestión de Energía para Edificios Inteligentes

El sistema considera las entradas para SGEE así como los sistemas, agentes y salidas con el fin de alcanzar los objetivos de eficiencia energética [68]. Hay algunos factores de confort que deben tenerse en cuenta en todos los estudios como: temperatura ambiental, nivel de iluminación, calidad del aire interior (concentración de CO₂), precios de la energía en tiempo real, perfiles de usuario y preferencias, actividades humanas, estado de las máquinas, cargas domésticas entre otros.

Los datos recopilados por sensores y dispositivos electrónicos inteligentes se representan como variables de entrada. A continuación, esta información es utilizada por un módulo de procesamiento que implementa las metodologías de control en el SGEE tradicional. El módulo de procesamiento se implementa como un controlador centralizado. Este módulo es responsable de procesar las entradas de datos e implementa las metodologías de control propuestas por los modelos estudiados.

El módulo de procesamiento tradicional simula la información con algunos recursos de software que ejecutan los algoritmos e implementan algunas características útiles como el aprendizaje automático, procesamiento en tiempo real, modelos de control de datos difusos, programación por calendario o Control Schedule, etc. Después del procesamiento, la información se puede registrar y comparar con la retroalimentación para la mejora del sistema. El módulo de salida es responsable del comportamiento del edificio y tiene

influencia sobre los sistemas del edificio tales como el sistema de iluminación, temperatura del entorno, servicios de la habitación, control de cargas del hogar, electrodomésticos y la comunicación con proveedores de servicios públicos de energía. La arquitectura tradicional de SGEE se muestra en la Figura 5.9.

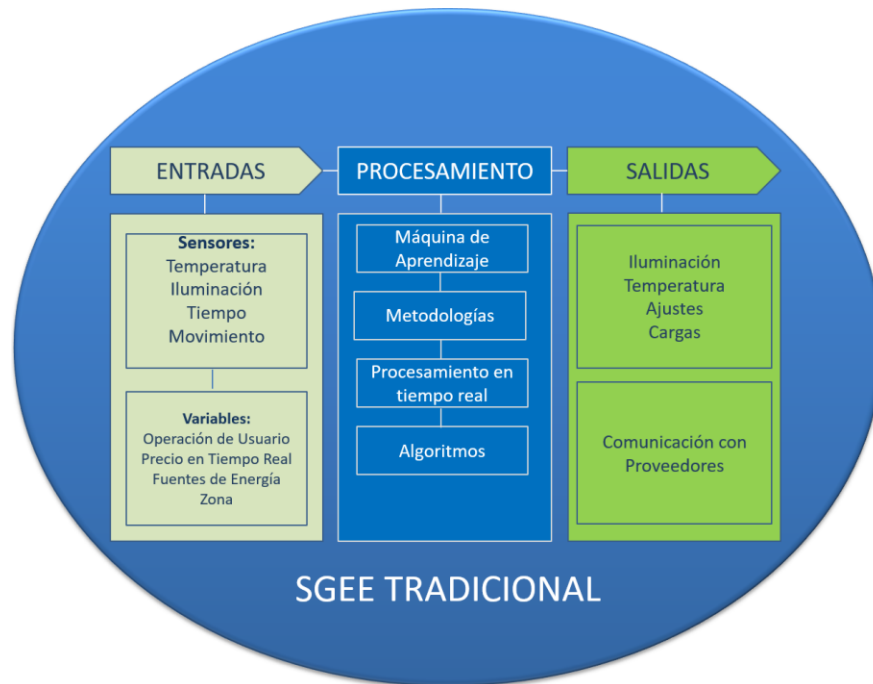


Figura 5.9 Esquema de un SGEE Tradicional.

Este SGEE tradicional es un modelo centralizado simulado e implementado en un sistema de control central, donde el fallo de uno de estos módulos puede producir el fallo de todo el sistema si implementamos el SGEE en una aplicación real de edificio con servicios en red. Los agregadores de electricidad de servicio se consideran en algunos modelos en los que actúan como agentes entre los consumidores y los servicios públicos. Si se tienen cada vez más en cuenta los elementos externos relacionados con SGEE, el modelo de control puede ser más complejo y las posibilidades de implementación de SGEE pueden reducirse. Sin embargo, el desarrollo de tecnología, redes de datos y dispositivos inteligentes se puede utilizar en un entorno global e inclusivo con el objetivo de simular e implementar SGEE. Una arquitectura integrada para SGEE debe tener en cuenta la integración del SGEE revisado y los parámetros de la red de control involucrados [68]. La Figura 5.10 muestra una arquitectura global e integrada de SGEE para EI.

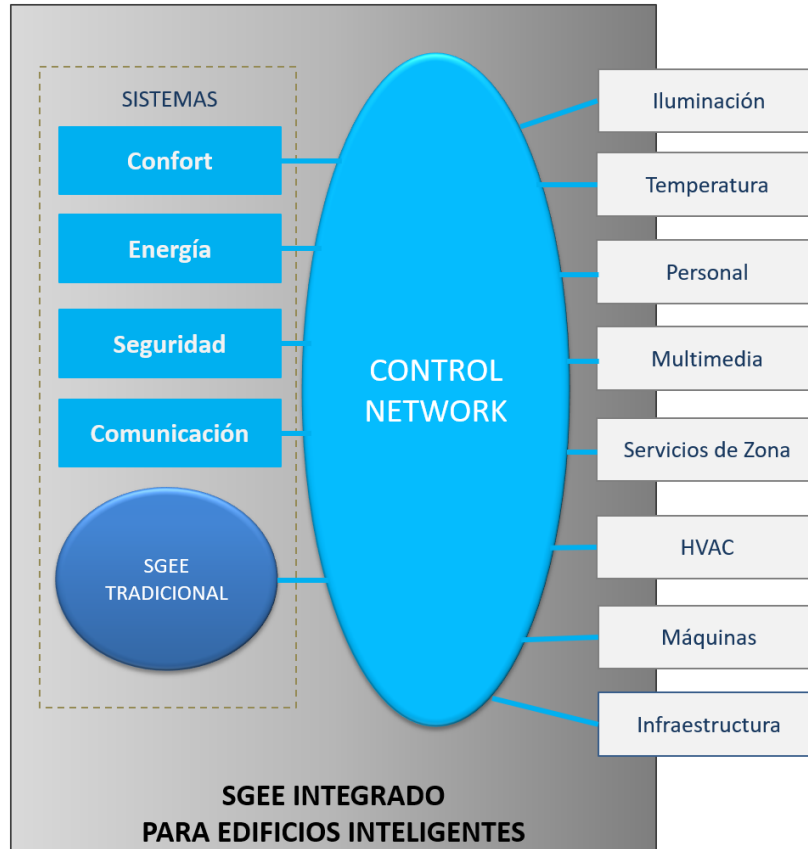


Figura 5.10 Arquitectura de SGEE integrada para Edificios Inteligentes.

En las redes de control, la comunicación entre los sensores, actuadores y el sistema de gestión se realiza a través de una red digital compartida [67]-[70] y se pueden visualizar una gran cantidad de servicios para garantizar los servicios integrados de confort, eficiencia energética, seguridad y comunicaciones. El SGEE tradicional se considera como un módulo adicional integrado en el sistema global. En el lado de las redes de control, debe considerarse una infraestructura mínima para la automatización en EI, como la gestión y el control de los sistemas de iluminación, aire acondicionado, alarmas contra incendios, control de acceso personal, etc.

Los servicios proporcionados para las redes de control deben considerarse como información de entrada para el SGEE. Con esta información se puede obtener un modelo de control, que considera información en tiempo real como la demandada de temperatura, perfiles de usuario en un área determinada del edificio, necesidades de iluminación, etc. Esta información permitirá al sistema realizar un control inteligente de modelado en tiempo real para SGEE.

El SGEE integrado para EI considera los beneficios de las redes de control, por lo que el esquema tradicional se puede implementar como una red distribuida, donde los módulos de entrada, procesamiento y salida se consideran como subsistemas dentro de la red de control. De esta manera, el posible fallo de uno de los módulos no influye en el comportamiento general del SGEE global.

En una arquitectura global puede aparecer una nueva variable de entrada correspondiente al diseño, que afecte al SGEE. Es importante tener en cuenta factores como el diseño de ingeniería para redes de control, infraestructuras en edificios, variedad de perfiles de usuario, entre otros aspectos para el desarrollo de una metodología de control para un SGEE óptimo para cada tipo de edificio.

5.3.11 Conclusiones de las Metodologías de Control para SGEE

Las metodologías de control para SGE en edificios han sido desarrolladas considerando agentes importantes como calentamiento, enfriamiento, confort, verde o “green”, entre otros y que utilizan modelos matemáticos con teoría bayesiana, probabilidades, control difuso, etc.

Todas estas metodologías propuestas han sido de alguna manera simuladas para casos de estudio de edificios considerando información de entrada de empresas utilitarias para modelar el funcionamiento de los SGEE propuestos.

Las herramientas de simulación utilizadas en su mayoría contemplan modelamiento MATLAB y otras propietarias de acuerdo a cada estudio. Es importante que en futuros trabajos de investigación se profundice aún más sobre estos modelos matemáticos propuestos, así como se realice prototipos de prueba en un entorno físico real de edificio inteligente para determinar qué otros factores pueden incidir para la consecución de un SGEE más óptimo.

Hasta ahora no se han considerado los beneficios de control y los aportes que pueden proporcionar las redes de control en modelos matemáticos para SGEE, entonces es una oportunidad de estudio el realizar un análisis profundo de los servicios de automatización y las mejoras de estos servicios que se logran conseguir al implementar redes de control utilizando tecnologías como BUSing, Lonworks, KNX, BACNet, etc.

5.4 Metodologías de Control de Sistemas de Iluminación en Edificios Inteligentes

Los sistemas de iluminación en edificios han ido evolucionando desde sistemas centralizados hasta sistemas distribuidos en los cuales se han implementado servicios y métodos de control para conseguir objetivos sobre todo de eficiencia energética, bienestar y confort de los usuarios [91]-[101]. Existen trabajos que se han enfocado en las técnicas de control de los sistemas de iluminación para la respuesta de la demanda [102]. Lo que se persigue en este caso es tener una respuesta del comportamiento del edificio frente al consumo energético de acuerdo a horas pico. En [103] se presenta el control anticipativo de iluminación en EI, en el que se consigue tener una respuesta de consumo eficiente mantenido los servicios de iluminación requeridos y servicios programados por algoritmos de anticipación de acuerdo al comportamiento de los usuarios.

Para la implementación de las técnicas de control se han desarrollado algoritmos optimizados tales como el control adaptativo [104]. Así mismo, se han desarrollado trabajos con algoritmos de control predictivo para edificios inteligentes integrados a la red eléctrica pública [105].

Otras metodologías se orientan a conseguir el control y monitoreo de iluminación en edificios enfocados en la eficiencia energética [107][109]. El Control de Realimentación Descentralizado para Sistemas Inteligentes de Iluminación es presentado en [108], donde se utiliza una matriz de lámparas LED regulables con sensores multicanal de color para determinar el nivel de iluminación de una habitación óptima en función de parámetros típicos de luminosidad y garantizando el ahorro de energía. También en [110] se presenta el Control Natural de Iluminación Inteligente, de modo que se aproveche al máximo el uso de luz natural proveniente del sol, en este caso cuando la luz solar es suficiente, el sistema de iluminación puede guiar la luz solar hacia el interior del edificio para aplicaciones de iluminación. El subsistema de iluminación auxiliar controla lámparas LED para satisfacer la demanda de los usuarios cuando el brillo del entorno no proporciona la luminosidad suficiente. El desarrollo de las técnicas de control muchas veces incluye la integración con otros sistemas del edificio como el de climatización, temperatura, etc. para desarrollar aplicaciones de edificios energéticamente eficientes, enmarcadas en nZEB, edificios verdes y ecosistemas inteligentes [111]-[116].

5.5 Metodologías de Control de Sistemas de Iluminación LED en Edificios Inteligentes

En este apartado se describen las metodologías empleadas para el control de los sistemas de iluminación LED aplicados a EI. Aunque existen muchos trabajos desarrollados [91]-[128], se han agrupado en cuatro secciones tales como el control tradicional de drivers de Iluminación LED, control por posición del usuario en el entorno, control por contexto que es asociado a la funcionalidad y tipo de uso de un determinado ambiente, control por redes de sensores y redes IoT, y finalmente el control por eficiencia energética enfocado a la implementación de estándares y normativas de EECN, GHG y LEED.

5.5.1 Control de Drivers de Iluminación LED

Entre los métodos de control más tradicionales se encuentra PWM Dimming [67], que es un proceso ampliamente utilizado para controlar tanto el flujo luminoso como el brillo LED de manera más eficiente y reducir las pérdidas de potencia. Este proceso regula la cantidad de corriente de circulación LED mediante la generación de una señal PWM que cambia en un estado abierto o cerrado de acuerdo con el ciclo de trabajo establecido en los tiempos de encendido/apagado del conmutador del driver LED basados en convertidores DC-DC. Los convertidores DC-DC se pueden clasificar en: Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, Flyback y Zeta [67] y la discusión de estas técnicas fundamentales se han abordado en el Capítulo 2. Existen técnicas de control extendidas a este tipo de convertidores y se están desarrollando nuevas metodologías que buscan optimizar la transferencia de potencia de entrada a la salida, así como hacer que los sistemas sean más eficientes para aplicaciones de iluminación LED.

Todos los controladores LED deben estar diseñados para cumplir o superar los estándares aplicables para su uso en aplicaciones de iluminación. La compatibilidad electromagnética (EMC) se especifica como una serie de criterios de prueba diferentes. Se trata de supresión de interferencias de radio (EMI), inmunidad a interferencias y fluctuaciones de voltaje, parpadeo y contenido armónico. El contenido armónico del equipo de iluminación actual de la red está sujeto a restricciones en los armónicos [67].

Los límites máximos admisibles se definen en la norma EN 61000-3-2, clasificada como clase C para equipos de iluminación. La norma de rendimiento EN 62384 define el funcionamiento óptimo de las lámparas LED con controladores LED, asegurando que los

LED solo funcionen dentro de los parámetros de funcionamiento especificados. Esto garantiza el uso adecuado de los módulos LED con el mejor rendimiento y la máxima vida útil. Los requisitos de seguridad para los controladores LED se definen en EN 61347-2-13. Los controladores LED tienen las siguientes características de seguridad: protección contra sobrecargas, protección contra cortocircuitos, operación de sobre temperatura parcial/sin carga, sobretensión de entrada y protección contra sobretensiones. También los requisitos de inmunidad se especifican en la normativa EN 61547. Esto garantiza la protección contra interferencias de ruido externo de alta frecuencia, descarga de electricidad estática y sobretensiones transitorias en el suministro de red [160].

5.5.2 Control por Posición

El desarrollo de sistemas de iluminación inteligentes, adaptados a las necesidades de quienes ocupan un espacio específico, se basa en el uso de métodos de control sensorial combinados con redes de sensores avanzadas y comunicaciones implementadas en arquitecturas de control [117]. Por ejemplo, en una red de sensores, al estimar la ubicación y la posición es posible proporcionar una iluminación optimizada en un entorno determinado. También es posible obtener información sobre el uso del espacio, que puede ser esencial para optimizar el rendimiento de los sistemas de gestión de energía del edificio, mejorar la salud humana y lograr altos niveles de productividad sin afectar el confort.

5.5.3 Control por Contexto

Estudios realizados en [118] se propone un método basado en el contexto o escenario para el uso de un sistema de iluminación. El contexto se puede medir utilizando sensores físicos, lógicos y virtuales. Los sensores físicos se utilizan para medir parámetros ambientales como ocupación, ruido, humedad, etc. Los sensores lógicos utilizan información del sistema de control para realizar una función lógica programada. Por otro lado, los sensores virtuales se programan en función de la información del contexto de aplicación del entorno, las bases de datos de aprendizaje, los servicios web, etc. Por ejemplo, un contexto básico para los sistemas de iluminación se basa en el programador de calendario, donde el sistema establece el tiempo de funcionamiento y los niveles de iluminación LED según las condiciones ambientales. De esta manera, la información de contexto se puede integrar en una arquitectura de red de control para optimizar el consumo de energía de los sistemas de iluminación LED.

5.5.4 Control por Red de Sensores

Esta técnica se propone para controlar los niveles de iluminación LED utilizando integración de sensores en red [119] para implementar algoritmos sofisticados para aplicaciones de regulación tipo PWM. El sistema de control permite integración con fuentes de energía renovables para optimizar el consumo de energizar el edificio. Para este caso, se pueden implementar redes de control utilizando protocolos como DALI y DMX que son ampliamente utilizado en sistemas de iluminación LED en edificios.

5.5.5 Control IoT

Actualmente algunas aplicaciones del uso de redes de sensores inalámbricos WSN (Wireless Sensor Network) se pueden encontrar en sistemas de iluminación LED inteligentes en edificios [120]-[124]. Por ejemplo, en [120] se implementan sensores inalámbricos para medir parámetros que definen el contexto del entorno. La metodología de inteligencia ambiental se centra en la regulación de los sistemas de iluminación LED, basados en la información de luminancia y ocupación del medio ambiente para un perfil de usuario determinado. La red WSN se implementa utilizando el protocolo SimpliciTI de Texas Instruments. El control de las lámparas LED se basa en una red de control DALI controlada por una máquina de cómputo que establece las condiciones de iluminación entre 300 y 500 lux. En [121] se implementa una red de sensores personales para determinar el contexto del entorno combinado con algoritmos de programación de tiempo y control inteligente basado en el contexto ambiental para la regulación de una red de DC de iluminación LED. Otra técnica reportada recientemente utiliza una red de sensores para conocer la posición interior de un usuario en el entorno [122]-[124], determinar el perfil del usuario y medir los parámetros del contexto ambiental para implementar sistemas de iluminación LED inteligentes en edificios. Las tecnologías para determinar el posicionamiento interno de un usuario en el entorno se basan en la tecnología RFID, que permite al sistema localizar el área precisa que necesita ser iluminada. El contexto del entorno se determina en función de la información proporcionada por una red WSN y el control de iluminación LED se realiza entre 300 y 500 lux [122]-[124]. En [124] la técnica se implementa con sensores basados en microondas para la determinación del contexto, utilizando ondas de radar continuas y pulsos de radar continuos, lo que permite medir adecuadamente el movimiento y la posición de los

objetos. Otros métodos implementan redes de comunicación aprovechando la red eléctrica del edificio para transmitir la información de contexto a los controladores de iluminación LED, utilizando protocolos de PLCC (Power Line Carrier Communication) [125], lo que elimina la necesidad de implementar sistemas cableados adicionales y se beneficia de la infraestructura eléctrica existente. En este caso, los sensores y controladores se energizan directamente desde la red eléctrica, eliminando las fuentes de respaldo adicionales utilizadas en los sistemas inalámbricos de redes WSN. Otro método de comunicación para redes de sensores utilizado es PoE (Power Over Ethernet) [126], aprovechando el desarrollo de la tecnología Ethernet que permite energizar dispositivos electrónicos mediante el cableado de Internet en un edificio. Los dispositivos en este caso, tienen un puerto RJ45 que permite tanto implementar comunicaciones con protocolo TCP /IP entre los elementos de la red de datos para tener una red inteligente de información para sensores y controladores de iluminación LED en un entorno conocido como Internet de las cosas (IoT).

5.5.6 Control por Eficiencia Energética

Otro método desarrollado para la iluminación inteligente en EI es el control con un enfoque en la eficiencia energética [67][135]-[137]. Estos modelos implementan algoritmos de control para realizar una gestión eficiente de la energía en edificios inteligentes basados en parámetros como la ocupación del espacio, la detección de movimiento, el nivel de luz natural, la temperatura ambiente, el precio de la energía, entre otros. En [60] se presenta el desarrollo de la técnica utilizando una red de sensores en una infraestructura de IoT.

Los requerimientos de energía del sistema de iluminación se calculan incluyendo la potencia de las lámparas, tiempo de funcionamiento, equipos de iluminación auxiliares, perfil de usuarios del edificio, luz del día, condiciones climáticas, etc. La técnica de eficiencia energética establece que todos los sistemas del edificio que consumen energía, como el sistema de temperatura, climatización, iluminación, etc., deben integrarse en una plataforma de gestión energética del edificio. El objetivo es desarrollar modelos de control para maximizar la eficiencia energética del EI con el fin de lograr los objetivos establecidos para reducir las emisiones de CO₂ y el cumplimiento de las normas ISO 50001:2018 y Green Building, sin reducir los niveles de confort y seguridad para los usuarios en entornos inteligentes [135]-[137].

La Figura 5.11 muestra el esquema general que resume las posibilidades de implementar un Sistema Inteligente de Gestión de Energía para Edificios (SIGEE) para sistemas de iluminación LED en EI, basado en redes de sensores y metodologías de red de control.

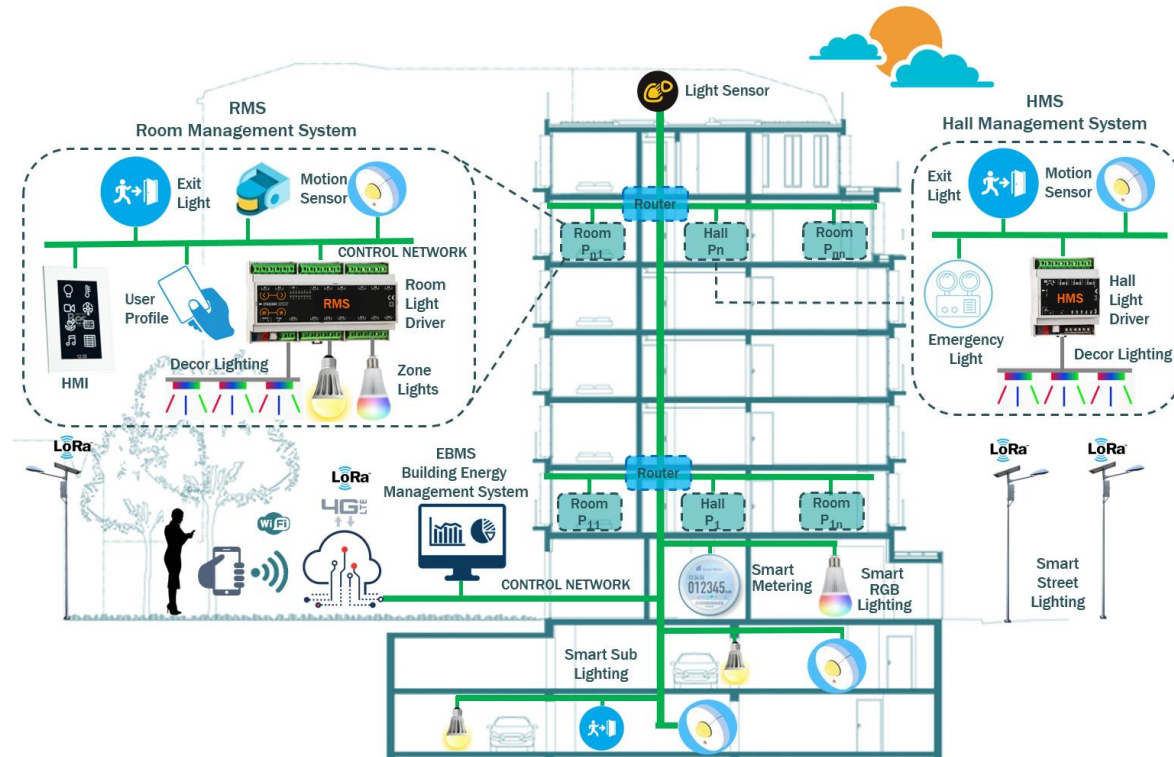


Figura 5.11 SIGEE para Sistemas de Iluminación LED en Edificios Inteligentes.

El SIGEE propuesto para sistemas de iluminación LED en EI consiste de una plataforma de red de control con nodos terminales basados en protocolos BUSing, KNX o LoRa, integrados con red de sensores IoT e interfaces HMI. La arquitectura propuesta contiene cinco sistemas de gestión del entorno bien definidos para un EI. El Sistema de Gestión de Sala (SGS) o RMS por (Room Management System), Sistema de Gestión Comunales (SGC) o HMS por (Hall Management System), Sistema de Gestión de Alumbrado (SGA) o SLS por (Street Light System) y el SGEE o BEMS por (Building Management System). Todos los sistemas propuestos se orientan al desarrollo de servicios de iluminación inteligente dentro del entorno del EI usando estrategias de control para drivers de iluminación LED, sin embargo se pueden combinar estrategias de control desarrolladas específicamente para los sistemas de alumbrado [171]-[177], que pueden estar asociados al EI y en las inmediaciones más cercanas.

La Tabla 5.1 muestra los dispositivos de cada sistema, tales como sensores, controladores, interfaces, etc., las tecnologías y los servicios involucrados en una arquitectura de sistema inteligente de iluminación LED para aplicaciones de edificios que implementan redes avanzadas de control.

Tabla 5.1: Arquitectura de Sistema Inteligente de Iluminación LED en Edificios

Dispositivos del Sistema	Tecnologías	Servicios
BEMS (Building Energy Management System)		
PC de Gestión	TCP/IP, 4G, 5G	Iluminación inteligente
Software de Gestión	Bluetooth, WiFi	Gestión de la energía
Servidor en la Nube	BUSing, KNX	Gestión de usuarios
Base de Datos BDD	LoRa, ZigBee	Control de acceso
Nodos Terminales	Bacnet, LON	Gestión en la nube
Red de control	Software Abierto	Control Local y Remoto
Drivers LED	LED	Reportes e Informes
Luminarias LED	Cinta LED	Monitoreo de BDD
Comunicaciones	Contadores	Medición de energía
RMS (Room Management System)		
Driver LED de estancia	BUSing, KNX	Detección de movimiento
Sensor de movimiento	Bacnet, LON	Iluminación de estancia
Cinta LED RGB	DALI, DMX	Iluminación decorativa
Control de accesos		Reconocimiento de usuario
Luz de emergencia		Interfaces de usuario
HMIs		Iluminación de emergencia
Red de control		Señalización
HMS (Hall Management System)		
Driver LED	BUSing, KNX	Detección de movimiento
Sensor de movimiento	Bacnet, LON	Iluminación de estancia
Cinta LED RGB	DALI, DMX	Iluminación decorativa
Luz de emergencia		Iluminación de emergencia
Red de control		Señalización
SLS (Street Lighting System)		
Driver LED exteriores	BUSing, KNX	Detección de movimiento
Sensor de movimiento	Bacnet, LON	Nivel de luminosidad
Sensor de luz natural	DALI, DMX	Control de alumbrado
Red de Control	LoRa, ZigFox	

5.6 Sistema de Iluminación LED con Control Magnético e Integración de Sensores IoT para Edificios Inteligentes

Los controladores de iluminación LED se utilizan en la aplicación como iluminación RGB, control de canales RGBW, etc. Los controladores pueden ser utilizados de forma autónoma en aplicaciones residenciales, o controladores en red con comunicaciones de red de control como DALI, KNX, BUSing, LONWorks, BACNet, etc. para infraestructuras de EI. Actualmente, es posible encontrar controladores LED que incluyan transceptores digitales con el fin de comunicar información con plataformas IoT para integrar el control de iluminación en sistemas de gestión de energía del edificio.

El sistema propuesto aborda la integración de los controladores desarrollados en el Capítulo 3 y Capítulo 4, que se los denominarán Driver LED para un canal y Driver LED de tres canales tipo RGB, en una red de control BUSing para EI, con el objetivo de implementar un SIGEE para Sistemas de Iluminación LED. A continuación, la Tabla 5.2 presenta las características técnicas generales del Driver LED de tres canales RGB. La Figura 5.12 muestra el esquema del Driver LED RGB de tres canales con sus componentes principales.

Tabla 5.2: Características del Driver LED de tres canales RGB

Driver LED de 3 Canales para Iluminación Tipo RGB	
Servicios:	Características Técnicas Generales:
Permite el control de cintas LED RGB.	<ul style="list-style-type: none"> • 3 canales de regulación independientes (Rojo, Verde, Azul) • Control digital basado en Microcontrolador
Distintas tonalidades de color del entorno.	<ul style="list-style-type: none"> • Método de regulación SIMO con Control Magnético
Programación de valores de regulación independientes por cada canal.	<ul style="list-style-type: none"> • Integración en Redes BUSing, KNX, LoRa • Montaje integrado riel DIN, en techo o matriz LED. • Eficiencia de 95%

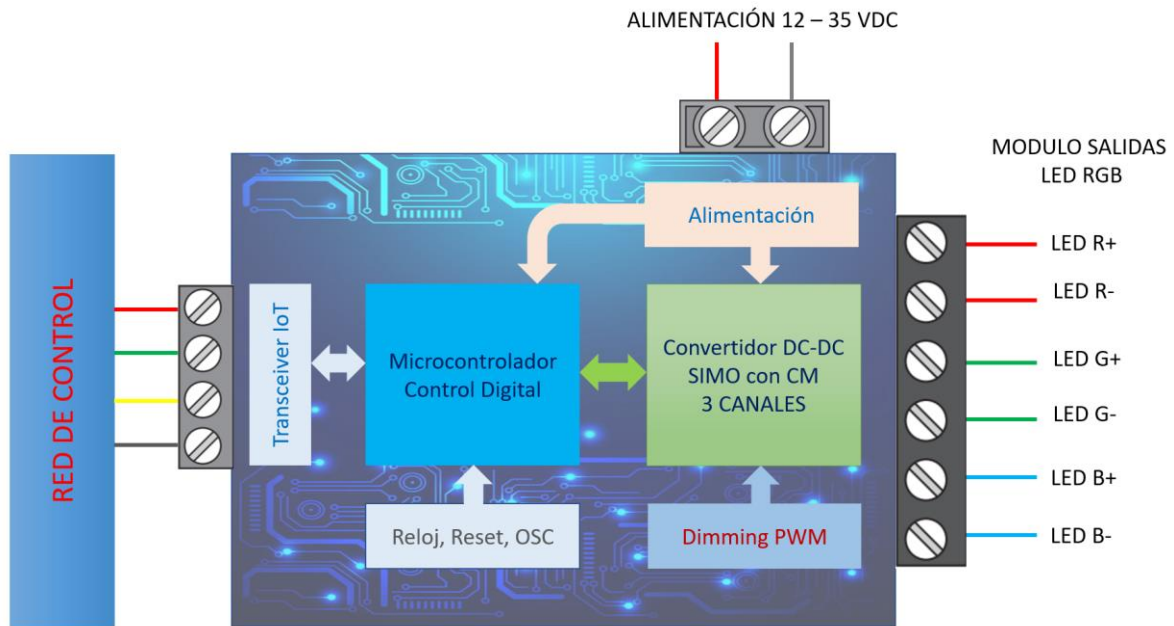


Figura 5.12 Driver LED de 3 canales tipo RGB

Descripción:

- Es un regulador de iluminación LED RGB con tres canales de control.
- Recomendado para el control de cintas RGB permitiendo crear distintos ambientes gracias a las combinaciones de colores RGB.
- Diseñado para obtener una regulación digital precisa recibiendo órdenes de otros nodos como sensores de temperatura de color, movimiento, presencia, etc.
- Permite programar distintos valores de regulación por cada canal, así como valores máximos y mínimos de regulación.

Detalles de instalación:

- Para el conexionado del módulo RGB, cuenta 3 terminales (Rojo, Verde y Azul).
- Alimentación (12 VDC a 35 VDC).
- La tensión de salida para alimentar la cinta LED será la tensión del arreglo LED de cada canal junto a la referencia (GND).
- Poder de salida: 3x12 W.
- Corriente de salida nominal operativa: 1A por canal.

La Figura 5.13 muestra la arquitectura propuesta para el SIGEE. En este esquema, cada uno de los drivers LED se puede implementar de acuerdo con una ingeniería de diseño de edificios en cualquier entorno, por lo que es necesario tener en cuenta los requisitos del servicio de iluminación en cada entorno para seleccionar el controlador LED adecuado

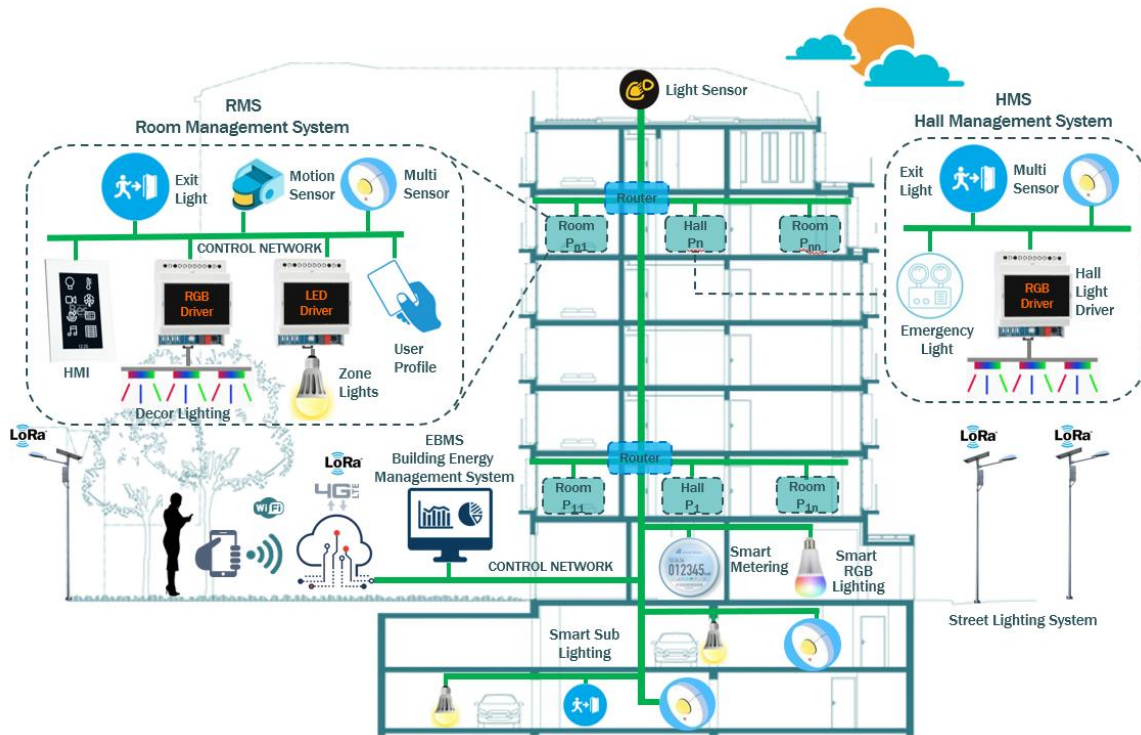


Figura 5.13 SIGEE para Sistemas de Iluminación LED en Edificios Inteligentes basado en Drivers de Iluminación LED de un canal y tres canales usando Control Magnético.

En este caso de aplicación, el controlador de un canal se utiliza para regular áreas de iluminación puntuales, como habitaciones, salones, aseos, etc., es decir recomendado para estancias con SGS. Por otro lado, el controlador multicanal RGB también se puede utilizar en SGS y otros espacios comunales como puntos de encuentro, pasillos, vestíbulos, etc. considerados como SGC para la decoración del espacio. También se podrán integrar dentro de otros servicios de iluminación inteligente tales como iluminación de cortesía, lámparas de emergencia y señalización. Además, la integración de los controladores LED en una infraestructura de EI permite desarrollar servicios de eficiencia energética, garantizando altos niveles de comodidad, seguridad y comunicaciones por parte del usuario.

5.7 Sistema Inteligente de Gestión de Energía de Edificios con Integración de Sensores IoT (SIGEE+IoT)

El espectro de aplicaciones, funciones y capacidades de SIGEE + IoT puede orientarse a todo tipo de edificio y en cualquier entorno del mismo, especialmente con el objetivo de lograr grandes ahorros de energía, altos niveles de confort y seguridad con comunicaciones flexibles y amigables. En este trabajo la gestión se centra principalmente en el sistema de iluminación. Sin embargo, se puede integrar con funciones de gestión en otros sistemas del edificio que contribuyan a garantizar criterios de eficiencia energética tales como el aire acondicionado, temperatura, persianas, personal, etc. Adicionalmente, se pueden obtener informes y reportes diarios, semanales y anuales sobre el comportamiento del edificio, de los niveles de consumo, así como informes sobre la determinación del nivel de bienestar y confort para los usuarios, estimación de la huella de carbono del entorno en el planeta. Otras funcionalidades incluyen conseguir los objetivos establecidos para Edificios Energía Casi Nula EECN conocido también como nZEB (nearly Zero Energy Buildings) y Green LEED [68]. La Tabla 5.3 presenta los módulos SIGEE+IoT propuestos en este trabajo y que están orientados para el sistema de iluminación.

5.7.1 Módulo de Gestión del Edificio Inteligente

Este módulo permite a los usuarios moverse por el entorno de una manera flexible de acuerdo con los perfiles de usuario asignados. También debe cumplir con las funciones estandarizadas para que la gestión de usuarios controle el nivel de interacción con el edificio. Permite registrar, consultar, actualizar y eliminar usuarios, determinar los niveles de administrador, entre otros. Por otro lado, permite observar información resumida sobre el comportamiento del edificio, sobre el consumo de energía por sistemas y estado de alertas.

5.7.2 Módulo de Monitoreo

Este módulo permite al sistema medir el consumo eléctrico en diferentes periodos de actividad de los sistemas de iluminación, temperatura, seguridad, climatización, etc. Estima la huella de carbono generada por cada sistema. También permite al usuario ver información detallada sobre el consumo y estado de cada sistema en el entorno general de todo el edificio e individualmente para cada una de las habitaciones, a través del concepto “Tour del Entorno”. Permite el envío de informes e informes detallados de la información registrada

por el sistema en formatos PDF, XMLS, XLS por correo electrónico y otros medios digitales aprovechando las capacidades de computación en la nube.

5.7.3 Módulo Edificio Sostenible

Este módulo debe permitir que todas las acciones de control se lleven a cabo en los sistemas de acuerdo con las políticas de acción enmarcadas en la norma ISO 50001: 2018 [134] y las estrategias Green LEED 4.1 [136]. Entre ellos se debe apagar automáticamente el sistema de iluminación, aire acondicionado y otros sistemas cuando se detecta en el entorno que la habitación no está ocupada después de un tiempo de tolerancia; para regular los niveles de iluminación en cada habitación, actuando sobre cada controlador instalado de forma independiente para cumplir con las políticas de eficiencia energética establecidas; para determinar la temperatura de color correcta para cada espacio de trabajo de acuerdo con el entorno, la actividad y la información de retroalimentación del edificio, como los niveles de luz natural, la temperatura del entorno, el día, la hora, la estación, las condiciones climáticas, etc. Para ello, se deben desarrollar los algoritmos correspondientes para establecer el comportamiento correcto del edificio. Mostrar alertas según los umbrales de consumo de electricidad previamente definidos. Otra acción es desconectar los sistemas de consumo de acuerdo con un esquema Smart Grid diseñado para el edificio.

5.7.4 Módulo IoT

Este módulo debe garantizar las comunicaciones entre todos los elementos del sensor, actuadores e interfaces implementadas, así como el tratamiento de la información en tiempo real, su almacenamiento en la base de datos, y la interconexión entre todas las redes de comunicación que convergen en la infraestructura. Permite la gestión y el control de sistemas de forma remota y local.

5.7.5 Módulo Edificio Confortable

Este módulo realiza funciones de control inteligente en los sistemas, como encender y apagar zonas de iluminación en el entorno, regulación de niveles de iluminación, control de voz, reconocimiento de usuarios, escenas, entre otros. Además de estas funciones, debe incluir funciones como el control de persianas, la temperatura ambiente, el control de sistemas multimedia, etc. La Tabla 5.3 muestra los servicios y funcionalidades de los módulos de gestión de edificios, monitoreo, verde, IoT y cómodos módulos de seguridad,

teniendo en cuenta el sistema de iluminación, puesto que el estudio de este trabajo se centra en los controladores de iluminación LED presentados en el Capítulo 3 y Capítulo 4.

Tabla 5.3. Servicios Módulos del SIGEE

Función	Sistema	Servicio
Módulo de Gestión del Edificio Inteligente		
Usuario	SIGEE	Gestión del perfil de usuario
Tour	SGS, SGC, SLS	Muestra información resumida del comportamiento del EI
Módulo de Monitoreo del Edificio Inteligente		
Reportes de Medición	Medidores Inteligentes SGS, SGC, SLS	Medidas de consumo de energía Reportes de cartas, alertas, fallos, estadísticas, proyección de consumo
Módulo Edificio Sostenible		
Control de Sistemas Umbral de Consumo	Todos	Umbral de consumo Control inteligente: on/off, regulación, temperatura de color, escenas, algoritmos inteligentes.
Módulo IoT		
Comunicaciones	Red de datos	Monitoreo de comunicaciones
Calidad de Servicio QoS	Red de control Red de sensores	Calidad de servicio QoS Integración de Redes
Módulo Edificio Confortable		
Calidad y Confort	Todos	Control inteligente de iluminación Escenas de confort Reconocimiento de usuarios Integración con sistemas HVAC, Persianas, Temperatura, Multimedia

La Tabla 5.4 muestra los requisitos mínimos que deben garantizarse para el desarrollo de aplicaciones y software de gestión. También se muestran las tecnologías de desarrollo que actualmente se pueden utilizar entre los protocolos y dispositivos más versátiles, flexibles, abiertos e interoperables para la integración de sensores IoT en aplicaciones de iluminación LED para Edificios Inteligentes.

Tabla 5.4. Requerimientos del SIGEE

Tipo	Característica	Tecnología Viable
Software y Herramientas de Desarrollo		
Sistema Operativo	Abierto	Windows, MAC
Herramientas de desarrollo y Programación de Apps.	Interoperable Apps iOS, Android aSC	Visual Studio, JAVA Script SIDE BUSing LNS – LONMaker ETS5 Pro KNX
Base de Datos		
Almacenamiento	Abierto	Oracle
Big Data	Interoperable	SQL, DataStax
Tecnología de Red de Control		
TP RS485/BUS	255 nodos en BUS	BUSing
Ethernet	9000 bps a 1,25 Mbs	KNX
Wireless/RF	Topología BUS, Libre IEEE RS485 Modelo OSI Protocolo abierto Interoperable Cableado e inalámbrico	BACNet Lonworks
Tecnología de Red de Información		
LAN	Comunicaciones	TCP/IP, WiFi
WAN	Protocolo abierto	BUSing, KNX
LPWAN	Interoperable Control en la Nube	BACNet, LONworks
Sensores IoT		
Detección	Ocupación	BUSing, KNX
Almacenar en BDD	Movimiento	BACNet, Lonworks
Realimentación de información	Temperatura de Color Nivel de iluminación	ZigBee, LoRa, SigFox Bluetooth, WiFi, enOcean
Pasarela	Pasarela de protocolos	
Nodos de Red Complementarios		
HMI	Pantallas táctiles	BUSing
Drivers de Iluminación LED	Dimmers LED	KNX
Pasarelas de redes	DALI, DMX	BACNet
Redes de campo	MODBUS M-BUS RS485	Lonworks ZigBee, LoRa, SigFox Bluetooth, WiFi, enOcean

La Figura 5.14 muestra las aplicaciones o APPs propuestas para dispositivos inteligentes como teléfonos inteligentes, tabletas, ordenadores portátiles, pantallas táctiles, etc. utilizando sistemas operativos para Apple iOS y Androide aSC con capacidad de integración en la nube. Considerando las tecnologías factibles, la interoperabilidad y la integración de sensores IoT, las tecnologías BUSing y LoRa han sido seleccionadas para este trabajo con el fin de probar la metodología SIGEE propuesta en una infraestructura de EI. Sin embargo, la nueva metodología de Control Magnético puede implementarse en drivers de iluminación LED con integración de sensores IoT sin dependencia de protocolos en infraestructuras de EI. El control digital de los Drivers LED con CM, podrá ser implementada en todas las tecnologías de redes de control tales como BUSing, DALI, KNX, LONWORKS, BACNET, LoRa, etc.



Figura 5.14 Sistema Inteligente de Gestión de Energía (SIGEE) para Edificios Inteligentes centrado en usos de control de los sistemas de iluminación LED.

5.8 Conclusiones

La iluminación LED en EI es un ámbito de estudio muy amplio y complejo, las metodologías y las tecnologías utilizan una integración completa de sensores, controladores, interfaces y plataformas de comunicación de red para implementar servicios de iluminación inteligente. Los SGEE para sistemas de iluminación en EI se implementan utilizando redes de control con la ayuda de tecnologías como BUSing, Lonworks, DALI, KNX, BACnet, LoRa, etc. Estas tecnologías cuentan con altas capacidades de integración tanto a nivel de protocolo como en nodos terminales, por lo que se puede abordar una creciente complejidad de proyectos como el control de iluminación en edificios inteligentes, alumbrado público, entre otros.

En este capítulo se ha presentado el control magnético de un convertidor reductor DC-DC SIMO para sistemas de iluminación LED multicanal. También se ha demostrado que es posible combinar MC con control digital utilizando integraciones de sensores IoT para aplicaciones de Edificios Inteligentes.

Teniendo en cuenta las pérdidas del convertidor producidas en el IV, se pueden conseguir valores de eficiencia entre el 76% y el 86% para los controladores de iluminación LED, puesto que la etapa de potencia de los convertidores no tiene dependencia del control digital al integrar los convertidores en una red de control, por lo cual el SIGEE presenta características de rendimiento adecuadas para aplicaciones de iluminación LED en edificios inteligentes.

La metodología de control magnético se puede implementar en controladores de iluminación LED con integración de sensores IoT sin depender de protocolos en infraestructuras de edificios inteligentes. El control digital de los controladores LED con MC se puede implementar en todas las tecnologías para redes de control, como BUSing, DALI, KNX, LONWorks, BACNet, LoRa, etc.

Teniendo en cuenta que la tecnología LED todavía se está desarrollando, hay muchas posibilidades de innovación en los sistemas de control, sus estrategias y metodologías para mejorar la eficiencia energética del edificio sin necesidad de incurrir en grandes cambios de las infraestructuras del EI y manteniendo el confort del usuario, a un coste razonable garantizando los criterios de sostenibilidad y el uso de energías renovables. Uno de los

problemas detectados en los sistemas de iluminación LED es que el color original de fabricación fija de una lámpara no es necesariamente adecuado para un determinado uso, por lo que es importante tener la posibilidad de controlar la temperatura del color, ajustar los niveles de luminosidad y el color de la iluminación para un determinado uso en los entornos asociados a los EI, el sector industrial, comercial y residencial.

5.9 Referencias

- [67] Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, Hugo Ortiz T., "Smart LED Lighting Systems for Smart Buildings: A Review," IET Smart Cities, Sep. 2020.
- [68] Héctor F. Chinchero, J. Marcos Alonso, "A Review on Energy Management Methodologies for LED Lighting Systems in Smart Buildings," IEEE 20th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC 2020), Madrid, Spain, Jun. 2020.
- [69] S. Lorente, J. Medina, "El Hogar Digital," Colegio Oficial y Asociación Española de Ingenieros Técnicos de Telecomunicación. Madrid. 2005.
- [70] S. Junestrand, X. Pasarte, D. Vázquez, "Domotica y Hogar Digital," Thomson Paraninfo. Madrid. 2005.
- [71] J. Sinopoli, "Advanced Technology for Smart Buildings," Artech House Power Engineering Library, Boston, USA, 2016.
- [72] Ingenium SL, "Manual de Registros BUSing," Ingenium Ingeniería y Domótica SL, BUSing Phartner Course, Asturias, 2019.
- [73] KNX Association, "KNX System arguments," KNX Basic Course, 2019.
- [74] Steven T. Bushby, "BACnet™: a standard communication infrastructure for intelligent buildings," in ELSEVIER Science Journal Automation in Construction 6, vol.6, no. 5, pp.529-540, 1997.
- [75] Echelon, "Introduction to the Lonworks Platform," Echelon Corp. USA, 2009.
- [76] ISO 50001:2011, "Energy management systems," ISO, 2011.
- [77] K. Lohia; Y. Jain; Ch. Patel; N. Doshi, "Open Communication Protocols for Building Automation Systems", The 3rd International workshop on Recent advances on Internet of Things: Technology and Application Approaches, 2019.
- [78] Peng Zhao; Suryanarayanan, S.; Simoes, M.G., "An Energy Management System for Building Structures Using a Multi-Agent Decision-Making Control Methodology," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.49, no.1, pp.322,330, Jan.-Feb. 2013.
- [79] Hurtado, L.A.; Nguyen, P.H.; Kling, W.L.; Zeiler, W., "Building Energy Management Systems — Optimization of comfort and energy use," Power Engineering Conference (UPEC), 2013 48th International Universities' , vol., no., pp.1,6, 2-5 Sept. 2013.
- [80] Asare-Bediako, B.; Kling, W.L.; Ribeiro, P.F., "Multi-agent system architecture for smart home energy management and optimization," Innovative Smart Grid

- Technologies Europe (ISGT EUROPE), 2013 4th IEEE/PES , vol., no., pp.1,5, 6-9 Oct. 201.
- [81] Nhat-Hai Nguyen; Quoc-Tuan Tran; Leger, J.-M.; Tan-Phu Vuong, "A real-time control using wireless sensor network for intelligent energy management system in buildings," Environmental Energy and Structural Monitoring Systems (EESMS), 2010 IEEE Workshop on , vol., no., pp.87,92, 9-9 Sept. 2010.
- [82] Qinran Hu; Fangxing Li, "Hardware Design of Smart Home Energy Management System With Dynamic Price Response," Smart Grid, IEEE Transactions on , vol.4, no.4, pp.1878,1887, Dec. 2013.
- [83] Nan Wang; Fang Fang; Meifang Feng, "Multi-objective optimal analysis of comfort and energy management for intelligent buildings," Control and Decision Conference (2014 CCDC), The 26th Chinese , vol., no., pp.2783,2788, May 31 2014-June 2 2014.
- [84] Amarasinghe, K.; Wijayasekara, D.; Manic, M., "Neural Network based downscaling of Building Energy Management System data," Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on , vol., no., pp.2670,2675, 1-4 June 2014.
- [85] Lingfeng Wang; Zhu Wang; Rui Yang, "Intelligent Multiagent Control System for Energy and Comfort Management in Smart and Sustainable Buildings," Smart Grid, IEEE Transactions on , vol.3, no.2, pp.605,617, June 2012.
- [86] Sungjin Lee; Beom Kwon; Sanghoon Lee, "Joint Energy Management System of Electric Supply and Demand in Houses and Buildings," IEEE Transactions on Power Systems, vol.29, no.6, pp.2804,2812, Nov. 2014.
- [87] Chen Chen; Jianhui Wang; Yeonsook Heo; Kishore, S., "MPC-Based Appliance Scheduling for Residential Building Energy Management Controller," Smart Grid, IEEE Transactions on , vol.4, no.3, pp.1401,1410, Sept. 2013.
- [88] Cui Qingquan; Ning Jing; Yin Xunhe, "Research in building automation system simulation based on network control," Control Conference (CCC), 2014 33rd Chinese , vol., no., pp.5755,5759, 28-30 July 2014.
- [89] Kastner, W.; Neugschwandtner, G.; Soucek, S.; Newmann, H.M., "Communication Systems for Building Automation and Control," Proceedings of the IEEE , vol.93, no.6, pp.1178,1203, June 2005.
- [90] Seung Ho Hong; Se Hwan Kim; Jin Ho Kim; Yun Gi Kim; Gi Myung Kim; Won Seok Song, "Integrated BACnet-ZigBee communication for building energy management system," Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, vol., no., pp.5723,5728, 10-13 Nov. 2013.
- [91] Wijayasekara, D.; Linda, O.; Manic, M.; Rieger, C., "Mining Building Energy Management System Data Using Fuzzy Anomaly Detection and Linguistic Descriptions," Industrial Informatics, IEEE Transactions on , vol.10, no.3, pp.1829,1840, Aug. 2014.
- [92] Giuseppe Parise, Luigi Martirano, Ying Wang and Meng Zhao, "Impact of building automation, controls and building management on energy performance of lighting

- systems," Conference Record 2009 IEEE Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference, May 2009.
- [93] Steffen Thielemans, Dario Di Zenobio and Kris Steenhaut, "Lighting in the building: A DC Smart Grid," IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm), pp. 151-156, Nov. 2014.
- [94] Matteo Manganelli, Roberto Consalvi, "Design and energy performance assessment of high-efficiency lighting systems," IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Jun. 2015.
- [95] Mohammad Hossein Roohi, Amir Khorsandi; Alireza Setayesh, Adel Eslamieh and Hossein Saidi, "Design and implementation of smart building lighting system," International Congress on Electric Industry Automation (ICEIA 2015), pp. 7-10, Feb. 2015.
- [96] Jiajia Feng, Yongjie Yang, "Design and Implementation of Lighting Control System for Smart Rooms," 2nd IEEE International Conference on Computational Intelligence and Applications, pp. 476-481, 2017.
- [97] Furkan Hasan Sakaci, Emine Cetiner, Haithem Chaouch and Suayb Cagri Yener, "Smart office for managing energy of lighting control system," 6th International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair (ICSG), pp. 101-104, Apr. 2018.
- [98] Sermin Onaygil, Emre Erkin, "Smart Lighting Solutions for Residences Using IoT Infrastructure: Advantages, Disadvantages and Effects on Energy Saving," Seventh Balkan Conference on Lighting (BalkanLight), Sep. 2018.
- [99] Chi Kwan Lee, Heng Liu, Desiree Fuhs, Ande Kores and Eberhard Waffenschmidt, "Smart Lighting Systems as a Demand Response Solution for Future Smart Grids," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, pp. 1-10, 2018.
- [100] Rohan Purekar, Meera Murali and Radhika Joshi, "A Cost Effective Approach Towards Development of a Smart Lighting System," Fourth International Conference on Computing Communication Control and Automation (ICCUBEA), Aug. 2018.
- [101] Weitao Xu, Jin Zhang, Jun Young Kim, Walter Huang, Salil S. Kanhere, Sanjay K. Jha and Wen Hu, "The Design, Implementation, and Deployment of a Smart Lighting System for Smart Buildings," IEEE Internet of Things Journal, vol. 6, no. 4, pp. 7266-7281, Aug. 2019.
- [102] Sri Andari Husen, Ashish Pandharipande, Ludo Tolhuizen, Ying Wang and Meng Zhao, "Lighting Systems Control for Demand Response," 2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2012.
- [103] Hannu Järvinen, Petri Vuorimaa, "Anticipatory Lighting in Smart Building," IEEE International Workshop on Consumer eHealth and Consumer Platforms, Services and Applications, pp. 390-394, 2012.
- [104] Yuan Wang, Partha Dasgupta, "Designing Adaptive Lighting Control Algorithms for Smart Buildings and Homes," Proc. of the 11th IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, pp. 279-284, 2014.

-
- [105] Chandrayee Basu, Julien J. Caubel, Kyunam Kim, Elizabeth Cheng, Aparna Dhinakaran, Alice M. Agogino and Rodney A. Martin, "Sensor-Based Predictive Modeling for Smart Lighting in Grid-Integrated Buildings," *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 12, pp. 4216-4229, Dec. 2014.
- [106] Yuan Wang, Partha Dasgupta, "Designing an adaptive lighting control system for smart buildings and homes," 2015 IEEE 12th International Conference on Networking, Sensing and Control, pp. 450-455, Apr. 2015.
- [107] Anna Pellegrino, Valerio R.M. Lo Verso, Laura Blaso, Andrea Acquaviva, Edoardo Patti and Anna Osello, "Lighting control and monitoring for energy efficiency: A case study focused on the interoperability of building management systems," 2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Jun. 2015.
- [108] Sina Afshari, Sandipan Mishra, "A Plug-and-Play Realization of Decentralized Feedback Control for Smart Lighting Systems," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 24, no.4, pp. 1317-1327, Jul. 2016.
- [109] Anna Pellegrino, Valerio R.M. Lo Verso, Laura Blaso, Andrea Acquaviva, Edoardo Patti and Anna Osello, "Lighting control and monitoring for energy efficiency: A case study focused on the interoperability of building management systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2627-2637, Jun. 2016.
- [110] Jung-Te Huang, Shanq-Jang Ruan and Jong-Woei Whang, "Intelligent natural light illumination system," 2nd International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG), Jun. 2016.
- [111] Fabio Bisegna, Chiara Burattini, Matteo Manganelli, Luigi Martirano, Benedetta Mattoni and Luigi Parise, "Adaptive control for lighting, shading and HVAC systems in near zero energy buildings," *IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Jun. 2016.
- [112] Federico Viani, Alessandro Polo, Paola Garofalo, Nicola Anselmi, Marco Salucci and Enrico Giarola, "Evolutionary Optimization Applied to Wireless Smart Lighting in Energy-Efficient Museums," *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 5, pp. 1213-1214, Mar. 2017.
- [113] Dr.P.Golda Jeyasheeli, J.V. Johnson Selva, "An IOT Design for Smart lighting in Green Buildings based on environmental factors," *International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS -2017)*, Jan. 2017.
- [114] Xu Qin, Zhengtian Wu, Baochuan Fu, Shuxian Li, "An Energy-saving Design of Smart Light Controller Based on the Position of Person," 13th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), pp. 32-36, Jul. 2018.
- [115] Atefesadat Seyedolhosseini, Nasser Masoumi, Mehdi Modarressi and Noushin Karimian, "Illumination Control of Smart Indoor Lighting Systems Consists of Multiple Zones," *Smart Grid Conference (SGC)*, Nov. 2018.
- [116] Ashish Pandharipande, Meng Zhao and Emmanuel Frimout "Connected Indoor Lighting Based Applications in a Building IoT Ecosystem," *IEEE Internet of Things Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 22-26, Mar. 2019.

- [117] Robert F. Karlicek, "Illumination as a service: New paradigms for the future of lighting," IEEE Summer Topicals Meeting Series (SUM), pp.158, Jul. 2018.
- [118] Ansis Avotins, Janis Bicans, "Context application to improve LED lighting control systems," 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Oct. 2018.
- [119] Jingyu Liu, Wen Zhang and Yutian Liu, " Primary Frequency Response From the Control of LED Lighting Loads in Commercial Buildings," IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 8, no. 6, pp. 2880-2889, Nov. 2017.
- [120] T. P. Huynh, Y. K. Tan and K. J. Tseng, "Energy-aware wireless sensor network with ambient intelligence for smart LED lighting system control," 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 2011, Nov. 2011.
- [121] Yen Kheng Tan, Truc Phuong Huynh and Zizhen Wang, "Smart Personal Sensor Network Control for Energy Saving in DC Grid Powered LED Lighting System," IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 4, no. 3, pp. 669-676, Jun. 2013.
- [122] Michele Magno, Tommaso Polonelli, Luca Benini; Emanuel Popovici, "A Low Cost, Highly Scalable Wireless Sensor Network Solution to Achieve Smart LED Light Control for Green Buildings," IEEE Sensors Journal, vol. 15, no. 5, pp. 2963-2973, May. 2015.
- [123] Dorian Floarea, Valentin Sgarciu, "LED Smart Illumination with RFID Indoor Positioning," 21st International Conference on Control Systems and Computer Science (CSCS), pp. 515-516, May. 2017.
- [124] Olegs Tetervenoks, Pavels Suskis and Jevgenijs Stegura, "Integration of Microwave Sensor into Low Cost Indoor LED Lamp – Element of Smart Lighting System," IEEE European Union – National Research Program LATENERGI, 2017.
- [125] Petrus A. Janse van Rensburg, Abraham J. Snyders and Hendrik C. Ferreira, "Modeling of Coupling Diversity for Extra-Low-Voltage Power-Line Communication Networked LED Lighting in Smart Buildings," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 3, pp. 1224-1234, Sep. 2018.
- [126] Dahua Li, Zhang Kun and Qiang Gao, "Zero Energy Consumption LED Intelligent Lighting System Based on the Technology of PoE," 37th Chinese Control Conference (CCC), pp. 7639-7643, Jul. 2018.
- [127] Xiangyu Liu, Xuetao Wei and Lei Guo, " DIMLOC: Enabling High-Precision Visible Light Localization Under Dimmable LEDs in Smart Buildings," IEEE Internet of Things Journal, vol. 6, no. 2, pp. 3912-3923, Apr. 2019.
- [128] Victoria Moreno, Miguel A. Zamora and Antonio F. Skarmeta, "A Low-Cost Indoor Localization System for Energy Sustainability in Smart Buildings," IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 9, pp. 3246-3262, May. 2016. (EBMS)
- [129] K. Lohia; Y. Jain; Ch. Patel; N. Doshi, "Open Communication Protocols for Building Automation Systems", The 3rd International workshop on Recent advances on Internet of Things: Technology and Application Approaches, 2019.

-
- [130] LoRa Alliance, "A technical overview of LoRa and LoRaWAN," Technical Marketing Workgroup 1.0, San Ramon, California, 2015.
- [131] A. Verma, Z. Prakash, V. Srivastava, A. Kumar, S. Mukhopadhyay, "Sensing, Controlling, and IoT Infrastructure in Smart Building: A Review," *IEEE Sensors Jour.*, vol. 19, no. 20, pp. 9036-9046, 2019.
- [132] F. Meneghello, M. Calore, D. Zucchetto, M. Polese, A. Zanella, "IoT: Internet of Threats? A Survey of Practical Security Vulnerabilities in Real IoT Devices," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 6, no. 5, pp. 8182-8201, 2019.
- [133] M. Mahoor, Z. Hosseini, A. Khodaei, A. Paaso, D. Kushner, "State-of-the-art in smart streetlight systems: a review," *IET Smart Cities Journal*, vol. 2, no. 1, pp. 24 – 33, 2020.
- [134] ISO 50001:2018, "Energy management systems," ISO, 2018.
- [135] N. Yildirim, H. Sekerci, "Performance Assessment of University Buildings Based on Provided Thermal Comfort," 2nd Asia Conference on Energy and Environment Engineering (ACEEE), Hiroshima, Japan, 2019.
- [136] F. Rey, E. Velasco, J. Rey, "Eficiencia energética de los edificios," Ediciones Paraninfo, Madrid, España, 2018.
- [137] T. Fiedler, P. Mircea, "Energy management systems according to the ISO 50001 standard — Challenges and benefits," International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), Craiova, 2012.
- [138] A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi, M. Aledhari, M. Ayyash, "Internet of Things: A Survey on Enabling Technologies, Protocols, and Applications," *IEEE Communication Surveys and Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2347-2375, 2015.
- [139] E. Al-Masri, K. Kalyanam, J. Batts, J. Kim, S. Singh, S., T. Vo, C. Yan, "Investigating Messaging Protocols for the Internet of Things (IoT)," *IEEE Open Access Journal*, vol. 8, pp. 94880-94911, 2020.
- [140] IEEE Std 2413, "IEEE Standard for an Architectural Framework for the Internet of Things (IoT)," IEEE Standard, 2019.
- [141] SigFox, "Sigfox Technical Overview," SigFox, pp. 8-16, 2017.
- [142] O. Hersent, D. Boswarthick, O. Elloumi, "The Internet of Things: Key Applications and Protocols," Wiley, Chechester, UK, 2012.
- [143] Ingenium S.L., "Manual Wings," Ingenium S.L., pp. 1-12, 2019.
- [144] D. Gratton, "Introducing the EnOcean ecosystem," EnOcean Alliance, 2016.
- [145] T. Adame, A. Bel, B. Bellalta, "Increasing LPWAN Scalability by Means of Concurrent Multiband IoT Technologies: An Industry 4.0 Use Case," *IEEE Open*
- [146] A. Lavric, A. Petrariu, V. Popa, "Long Range SigFox Communication Protocol Scalability Analysis Under Large-Scale, High-Density Conditions," *IEEE Open Access Journal*, vol. 7, pp. 35816-35824, 2019.

- [147] C. Wei, Y. Chen, C. Chang, C. Yu, "The Implementation of Smart Electronic Locking System Based on Z-Wave and Internet," IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, pp. 2015-2017, Kowloon, 2015.
- [148] Fermax, "Sistema Domótico Inalámbrico Wings," Fermax, 2020.
- [149] C. Metallidou, K. Psannis, E. Egyptiadou, "Energy Efficiency in Smart Buildings: IoT Approaches," IEEE Open Access Journal, vol. 8, pp. 63679-63699, 2020.
- [150] X. Zhang, M. Pipattanasomporn, T. Chen, S. Rahman, "An IoT-Based Thermal Model Learning Framework for Smart Buildings," IEEE Internet of Things Journal, vol. 7, no. 1, pp. 518-527, 2020.
- [151] M. Xu, et al "The Design, Implementation, and Deployment of a Smart Lighting System for Smart Building," IEEE Internet of Things Journal, vol. 6, no. 4, pp. 7266-7281, 2019.
- [152] Q. Ha, M. Phung, "IoT-enabled dependable control for solar energy harvesting in smart buildings," IET Smart Cities Journal, vol. 1, no. 2, pp. 61-70, 2019.
- [153] D. Minoli, K. Sohraby, B. Occhiogrosso, "IoT Considerations, Requirements, and Architectures for Smart Buildings-Energy Optimization and Next-Generation Building Management Systems," IEEE Internet of Things Journal, vol. 4, no. 1, pp. 269-28, 2017.
- [154] KNX Org. "KNX Projects" 2020. [Online]. Available: <https://www.knx.org/knx-en/for-professionals/projects/index.php>.
- [155] C. Martínez, "Los Sistemas de Automatización y Control, Aplicaciones para Reducir el Consumo Energético en los Edificios," ISDE S.L, Course Material, Madrid, 2020.
- [156] A. Pérez, "Construcción y Rehabilitación de Edificios más Interconectados," Beyond Building Barcelona, pp. 1-27, 2019.
- [157] Q. Huang, Y. Zhang, Z. Ge, C. Lu, "Refining Wi-Fi Based Indoor Localization with Li-Fi Assisted Model Calibration in Smart Buildings," 16th International Conference on Computing in Civil and Building Engineering, pp. 1-8, 2016.
- [158] L. Liu, "Replacement policy of residential lighting optimized for cost, energy, and greenhouse gas emissions," Environmental Research Letters, vol. 12, pp. 1-10, 2017.
- [159] World Business Council for Sustainable Development, "Global Warming Potential Values," Green House Gas Protocol, 2020.
- [160] Osram Technical Application Guide, "Standards for LED drivers, LED modules and LED luminaires", OSRAM, 2020.
- [161] J. M. Alonso, J. Ribas, J. Coz, A. Calleja, E. Corominas, M. Rico-Secades, "Development of a distributive control scheme for fluorescent lighting based on LonWorks technology," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 6, pp. 1253-1262, 2000.
- [162] R. Osorio, R. Balderas, N. Vázquez, M. Martínez and S. Pinto, "Microcontroller Resource Optimization in Non-Resonant Ballast Applications," in IEEE Latin America Transactions, vol. 14, no. 3, pp. 1169-1175, March 2016.

-
- [163] R. Osorio et al., "Fuzzy Logic Control With an Improved Algorithm for Integrated LED Drivers," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 9, pp. 6994-7003, Sept. 2018.
- [164] C. Brañas, F. Azcondo, R. Casanueva, "Modulation scheme for dimming high-brightness LED lamps," *Journal of Light & Visual Environment*, vol. 37, no. 2, pp. 92-94, 2013.
- [165] R. Osorio, J.M. Alonso, S.E. Pinto, G. Martínez, N. Vázquez, M. Ponce-Silva, "Simplified electrical modelling of power LEDs for DC-DC converter analysis and simulation," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 45, no. 11, pp. 1760-1772, 2017.
- [166] M.A. Juárez, P.R. Martinez, G. Vázquez, J.M. Sosa, M. Ponce, "Analysis and design for self-oscillating LED driver with high frequency pulsating output current," 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON-2015, Yokohama, JP, 2015.
- [167] L. Teixeira, F. Loose, J.P. Brum, C. Barriquello, V.A. Reguera, "On the LED Illumination and Communication Design Space for Visible Light Communication," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 3264-3273, 2019.
- [168] F. Loose, R.R. Duarte, C. Barriquello, M.A. Dalla Costa, L. Teixeira, "Ripple-based visible light communication technique for switched LED drivers," 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1-6, Cincinnati, OH, USA, 2017.
- [169] L. Teixeira, F. Loose, C. Barriquello, V.A. Reguera, M.A. Dalla Costa, "Review of LED drivers for Visible Light Communication," 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON-2019, Lisbon, Portugal, 2019.
- [170] L. Teixeira, F. Loose, C. Barriquello, M.A. Dalla Costa, "On the LED efficacy and modulation design space for visible light communication," 2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), pp. 1-6, Oregon, USA, 2018.
- [171] F.G. Carloto, M.A. Dalla Costa, C. Barriquello, D.P. Bernardon, "The Role of a Smart Street Lighting into a Smart Grid Environment," 2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference-Latin America, Gramado-RS, Brazil, 2019.
- [172] G.W. Denardin, C. Barriquello, A. Campos, R.A. Pinto, M.A. Dalla Costa, "Control network for modern street lighting systems," 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 1282-1289, Gdansk, Poland, 2011.
- [173] G.W. Denardin, C. Barriquello, R.A. Pinto, M.F. Silva, A. Campos, "An intelligent system for street lighting control and measurement," 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1-5, Houston, TX, USA, 2009.
- [174] C. Barriquello, J.M. Garcia, C. Corrêa, C.V. Menezes, A. Campos, "Sistema Inteligente Baseado em Zigbee para Iluminação Pública com Lâmpadas de LEDs," XVII Congresso Brasileiro de Automática, Anais do XVII CBA, Juiz de Fora, 2008.
- [175] M.F. Pinto, T. Mendonça, F. Coelho, H. Braga, "Economic analysis of a controllable device with smart grid features applied to LED street lighting system," IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics, Rio de Janeiro, Brazil, 2015.

- [176] F.J. Nogueira, L.A. Vitoi, L.H. Gouveia, C.G. Casagrande, D.P. Pinto, "Street lighting LED luminaires replacing high pressure sodium lamps: Study of case," 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, pp. 1-8, Juiz de Fora, Brazil, 2014.
- [177] M.F. Pinto, T. Mendonça, C.A. Duque, H. Braga, "Street lighting system for power quality monitoring and energy-efficient illumination control," IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 34-39. Santa Clara, CA, USA, 2016.

Capítulo 6

6. Conclusiones y Principales Contribuciones de la Tesis

6.1 Conclusiones

En este trabajo se ha presentado el control magnético para el caso de un convertidor reductor DC-DC que opera en MCD aplicado al control de carga LED. También se ha demostrado que es posible utilizar la inductancia de filtro del convertidor como parámetro de control para regular el voltaje o la corriente de salida, lo que se ha denominado control magnético.

Se ha demostrado cómo el convertidor DC-DC reductor con carga LED se puede analizar tanto estática como dinámicamente con bastante buena precisión para modelar su comportamiento bajo CM. El modelo dinámico del convertidor reductor controlado magnéticamente resulta muy similar al conseguido con otros métodos de control, como el control por modo de voltaje o control por corriente programada.

Debido a que el convertidor DC-DC reductor con carga LED opera en MCD, mantiene su comportamiento de primer orden exhibiendo un polo principal dado por la capacitancia del filtro y la resistencia equivalente de la carga. El CM introduce un segundo polo dado por la inductancia efectiva del devanado de bias y por la resistencia resultante de sumar la resistencia de salida de la fuente de corriente utilizada para manejar el bobinado de bias y la resistencia en serie del mismo bobinado de bias.

Los resultados experimentales obtenidos para el convertidor DC-DC reductor han demostrado el modelo teórico del convertidor reductor con CM. También se ha demostrado cómo el convertidor puede ser controlado en lazo cerrado con un compensador PI simple que se puede diseñar sobre la base de métodos de diseño convencionales. La medición experimental de la ganancia del lazo del convertidor y la respuesta de los saltos de voltaje de entrada concuerdan totalmente con el diseño de lazo cerrado del convertidor.

Por otro lado, se ha presentado el control magnético de un Convertidor DC-DC SIMO Reductor de tres canales que opera en MCD para aplicaciones de iluminación LED tipo RGB. También se ha demostrado que es posible utilizar la inductancia del filtro del convertidor

como parámetro de control para regular la tensión o corriente de salida en cada canal LED utilizando el control magnético en combinación con el control por ciclo de trabajo y frecuencia.

El comportamiento del Convertidor DC-DC SIMO Reductor controlado magnéticamente para aplicaciones de iluminación LED es muy similar al logrado con otros métodos de control, como el control por ciclo de trabajo y el control por frecuencia, con la ventaja de que incluyendo CM el convertidor se mantiene operando en MCD para un rango más amplio de variaciones de tensión de entrada en comparación con el control realizado manteniendo un valor de inductancia fijo en el filtro de entrada del convertidor. En este caso ha sido posible ampliar el rango de funcionamiento para la tensión de entrada entre 14 V y 35 V mientras el convertidor permanece operando en MCD.

La eficiencia de un Convertidor DC-DC SIMO Reductor operando en MCD está generalmente entre 76% y 97%. En este caso teniendo en cuenta las pérdidas del convertidor producidas en el IV, se han alcanzado valores de eficiencia entre el 76% y el 86%, lo que presenta características de rendimiento adecuadas para aplicaciones de iluminación LED.

Adicionalmente, la aplicación práctica del uso de CM en este trabajo es que al ampliar el rango de funcionamiento del convertidor en MCD, los convertidores se pueden adaptar a diferentes voltajes de bus de control del controlador de iluminación LED sin depender de un solo fabricante o protocolo de BUS. Por ejemplo, existen buses de control para controladores de iluminación LED que funcionan a 12 VDC, 16 VDC, 24 VDC y otros a 32 VDC en controladores de sistemas de iluminación LED como BUSing, DALI, KNX, LONWORKS, BACNET, etc. De esta manera, el alcance de la metodología de Control Magnético puede ampliarse a futuros estudios centrados en el control de sistemas de iluminación en Edificios Inteligentes.

La iluminación LED en Edificios Inteligentes es un ámbito de estudio muy amplio y complejo. Las metodologías y las tecnologías utilizan una integración completa de sensores, controladores, interfaces y plataformas de comunicación de red para implementar servicios de iluminación inteligente. Los SGEE para sistemas de iluminación en EI se implementan utilizando redes de control con la ayuda de tecnologías como BUSing, Lonworks, DALI, KNX, BACnet, LoRa, etc. Estas tecnologías cuentan con altas capacidades de integración

tanto a nivel de protocolo como en nodos terminales, por lo que se puede abordar una creciente complejidad de proyectos como el control de iluminación en edificios inteligentes, alumbrado público, doméstico, entre otros.

En esta disertación se ha presentado el control magnético de un convertidor reductor DC-DC SIMO para sistemas de iluminación LED multicanal. También se ha demostrado que es posible combinar CM con control digital utilizando integraciones de sensores IoT para aplicaciones de Edificios Inteligentes.

Teniendo en cuenta las pérdidas del convertidor producidas en el IV, se pueden conseguir valores de eficiencia entre el 76% y el 86% para los controladores de iluminación LED, puesto que la etapa de potencia de los convertidores no tiene dependencia del control digital al integrar los convertidores en una red de control, por lo cual el SGEE presenta características de rendimiento adecuadas para aplicaciones de iluminación LED en edificios inteligentes.

La metodología de control magnético se puede implementar en controladores de iluminación LED con integración de sensores IoT sin depender de protocolos en infraestructuras de edificios inteligentes. El control digital de los controladores LED con CM se puede implementar en todas las tecnologías para redes de control, como BUSing, DALI, KNX, LONWorks, BACNet, LoRa, etc.

Teniendo en cuenta que la tecnología LED todavía se está desarrollando, existen muchas posibilidades de innovación en los sistemas de control, sus estrategias y metodologías para mejorar la eficiencia energética del edificio sin necesidad de incurrir en grandes cambios de las infraestructuras del EI y manteniendo el confort del usuario, a un coste razonable garantizando los criterios de sostenibilidad y el uso de energías renovables.

Uno de los problemas detectados en los sistemas de iluminación LED es que el color original de fabricación fija de una lámpara no es necesariamente adecuado para un determinado uso, por lo que es importante tener la posibilidad de controlar la temperatura de color, ajustar los niveles de luminosidad y el color de la iluminación para un determinado uso en los entornos asociados a los EI, el sector industrial, comercial y residencial.

6.2 Principales Contribuciones de la Tesis

Los principales aportes de este trabajo de investigación son los siguientes:

- Revisión de las técnicas de control utilizadas en convertidores DC-DC aplicados en drivers de iluminación LED. Se realiza una evaluación comparativa destacando que hasta ahora no se había utilizado la técnica de control magnético para el caso de aplicaciones de iluminación LED, por lo que se propone el uso de esta técnica para modular la corriente y tensión de salida del convertidor.
- Revisión de las posibilidades de uso de elementos reactivos variables en convertidores DC-DC. Se analiza las posibilidades de controlar magnéticamente la inductancia del filtro de entrada del convertidor DC-DC usando inductores variables, para lo cual se realiza el análisis de los fundamentos de magnetismo para desarrollar la técnica de control magnético.
- Análisis teórico de la técnica de control magnético aplicada a convertidores DC-DC. Evaluación experimental para el caso de estudio de un convertidor DC-DC reductor con carga resistiva y comprobación de resultados del comportamiento estático y dinámico, así como del rendimiento del convertidor.
- Análisis teórico de la aplicación de la técnica de control magnético en convertidores DC-DC con carga LED. Evaluación experimental para el caso de un convertidor DC-DC reductor con carga tipo LED, comprobación de resultados del comportamiento estático y dinámico, así como del rendimiento del convertidor,
- Revisión de la metodología de control SIMO aplicada a convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo para el control de drivers de iluminación LED. Se determina que hasta ahora no se había utilizado la técnica de control magnético para el caso de aplicaciones de control de múltiples canales de iluminación LED, por lo que se propone el uso de esta técnica para modular la corriente y tensión de salida de cada canal para un convertidor de iluminación LED de tres canales.
- Análisis teórico y evaluación experimental del uso de control magnético en convertidores DC-DC SIMO en configuración paralelo para aplicaciones de control de drivers de iluminación LED tipo RGB. Comprobación de resultados del comportamiento estático y del rendimiento del convertidor.

- Revisión de las técnicas de control utilizadas para sistemas de iluminación LED aplicadas en Edificios Inteligentes con un enfoque en la gestión de la energía orientados a conseguir los objetivos de Edificios con Energía Casi Nula.
- Análisis de las posibilidades de integración de drivers de iluminación LED, basados en el convertidor DC-DC con Control Magnético y el convertidor DC-DC SIMO con Control Magnético, en sistemas de iluminación LED aplicados en Edificios Inteligentes.

Capítulo 7

7. Trabajos Futuros.

7.1 Trabajos Futuros para el Uso de Elementos Reactivos Variables

El ámbito de estudio del uso de elementos reactivos variables es extenso; sin embargo, en referencia al trabajo realizado en esta disertación, se proponen las siguientes líneas futuras de investigación.

Al analizar el modelo de reluctancia equivalente del IV con estructura doble-E, se evidencia que existe una señal de DC en el devanado central del IV. En esta disertación no se ha estudiado el efecto de la componente DC del devanado central, puesto que debido a la presencia del entrehierro central la componente DC de la corriente del devanado principal crea un flujo de DC que puede ser despreciado en comparación del que crea el devanado auxiliar del IV. Sin embargo, trabajos futuros pueden realizar un análisis teórico de esta componente y evaluar experimentalmente el comportamiento del convertidor para determinar posibilidades de optimización en las técnicas de control.

Uso de la técnica de Control Magnético en otras topologías de convertidores DC-DC no reductores como el convertidor DC-DC elevador, reductor-elevador, flyback y forward, para su aplicación en la alimentación de lámparas LED. En este caso el trabajo deberá incluir el análisis teórico y la comprobación de resultados del comportamiento estático y dinámico, así como también del rendimiento del convertidor, para realizar una comparación de todos los convertidores DC-DC con Control Magnético aplicados al control de drivers LED.

Análisis teórico y evaluación experimental del uso de Control Magnético en convertidores DC-DC SIMO en configuración de arreglos LED en serie, para aplicaciones de control de drivers de iluminación LED multicanal. También se puede realizar una modificación del esquema del convertidor DC-DC SIMO de tres canales para disponer inductores variables en cada canal para determinar el comportamiento y rendimiento del mismo frente al desarrollado en esta disertación.

Análisis de la optimización del control de los ciclos de trabajo, en el caso del convertidor DC-DC SIMO con Control Magnético aplicado a drivers de iluminación LED RGB, usando control digital mediante microprocesador o procesador digital de señales. De esta manera se podrá evaluar el comportamiento del convertidor combinando otras técnicas de control, como el control por frecuencia y control por ciclo de trabajo. También se pueden evaluar otras técnicas emergentes para la regulación, como el control por corriente programada, control difuso; hasta incluir, técnicas de control de Inteligencia Artificial y Redes Neuronales.

7.2 Trabajos Futuros en Sistemas de Iluminación LED para Edificios Inteligentes

Las posibilidades de integración de los drivers de iluminación LED en redes de edificios inteligentes, igualmente es no solo viable, sino que también abre un amplio campo de investigación por lo que se proponen las siguientes líneas.

Análisis y evaluación experimental de la digitalización de los drivers desarrollados en esta disertación, usando protocolos abiertos e interoperables tales como BUSing, KNX y LoRaWAN, para integrarlos en redes de sensores IoT para sistemas de iluminación LED de Edificios Inteligentes.

Análisis y evaluación experimental para la optimización de drivers de iluminación LED con Control Magnético en función de otros parámetros adicionales tales como, la temperatura de color, niveles de luz natural, parámetros relacionadas a los usuarios del entorno como el contexto, la posición, el movimiento y perfil de usuario, condiciones ambientales, etc. Para lo cual los drivers hasta ahora desarrollados en esta disertación deberán incluir un módulo digital para implementar algoritmos de control sobre microcontroladores o procesadores digitales de señales. Esto permitirá evaluar las posibilidades de aplicación de los drivers LED controlados magnéticamente en una red de control de comunicaciones tipo IoT, para el desarrollo de servicios de iluminación inteligente para todo tipo de edificio, tales como oficinas de trabajo, bloques residenciales, hospitales, el control de alumbrado público, entre otros.

Uso de drivers LED con Control Magnético en aplicaciones de alumbrado público con integración de redes de sensores IoT. En este caso, se podría evaluar el comportamiento de los drivers desarrollados en esta disertación para alimentación de lámparas LED para iluminación de calles, asegurando factores como el rendimiento, eficacia, flujo luminoso, etc.

7.3 Trabajos Futuros del Uso de Control Magnético en Electrónica de Potencia

El uso de control magnético en electrónica de potencia tiene un abanico amplio de posibilidades. En el caso de convertidores DC-DC con control magnético, se proponen los siguientes trabajos.

Análisis de las posibilidades del uso de la técnica de Control Magnético de convertidores DC-DC para aplicaciones tales como, la generación de energía solar fotovoltaica, cargadores de batería, sistemas del vehículo eléctrico, etc. Cada solución debe ser analizada teóricamente de manera preliminar considerando todos sus componentes y el control del proceso respectivo con el fin de desarrollar adecuadamente la técnica de control necesaria.

~~Apéndice A~~

Diagramas PCB

Diagramas PCB - Convertidor DC-DC Reductor SIMO con Control Magnético

Para el diseño de placas electrónicas, se ha utilizado la herramienta de desarrollo Altium Designer, con la cual se ha configurado las mejores rutas de conexionado de todos los elementos y componentes electrónicos para la generación de PCB. La FIG. A.1 muestra las rutas de la capa TOP del Convertidor DC-DC Reductor SIMO con Control Magnético, así como la ubicación de componentes y accesorios.

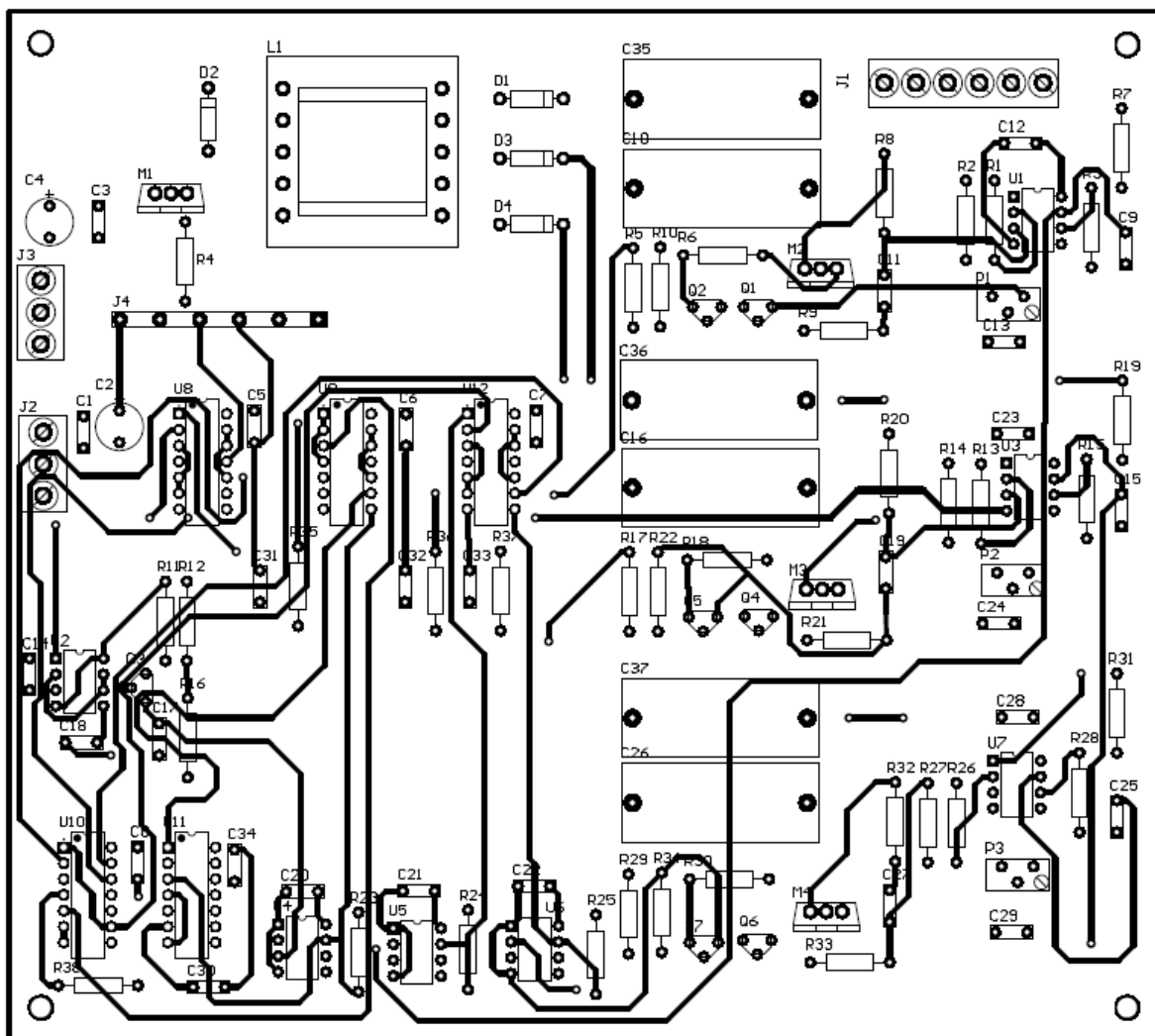


FIG. A.1 Capa TOP y Componentes de la Placa Electrónica del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con Control Magnético diseñado en Altium Designer.

La FIG. A.2 muestra las rutas de la capa BOT del Convertidor DC-DC Reductor SIMO con Control Magnético.

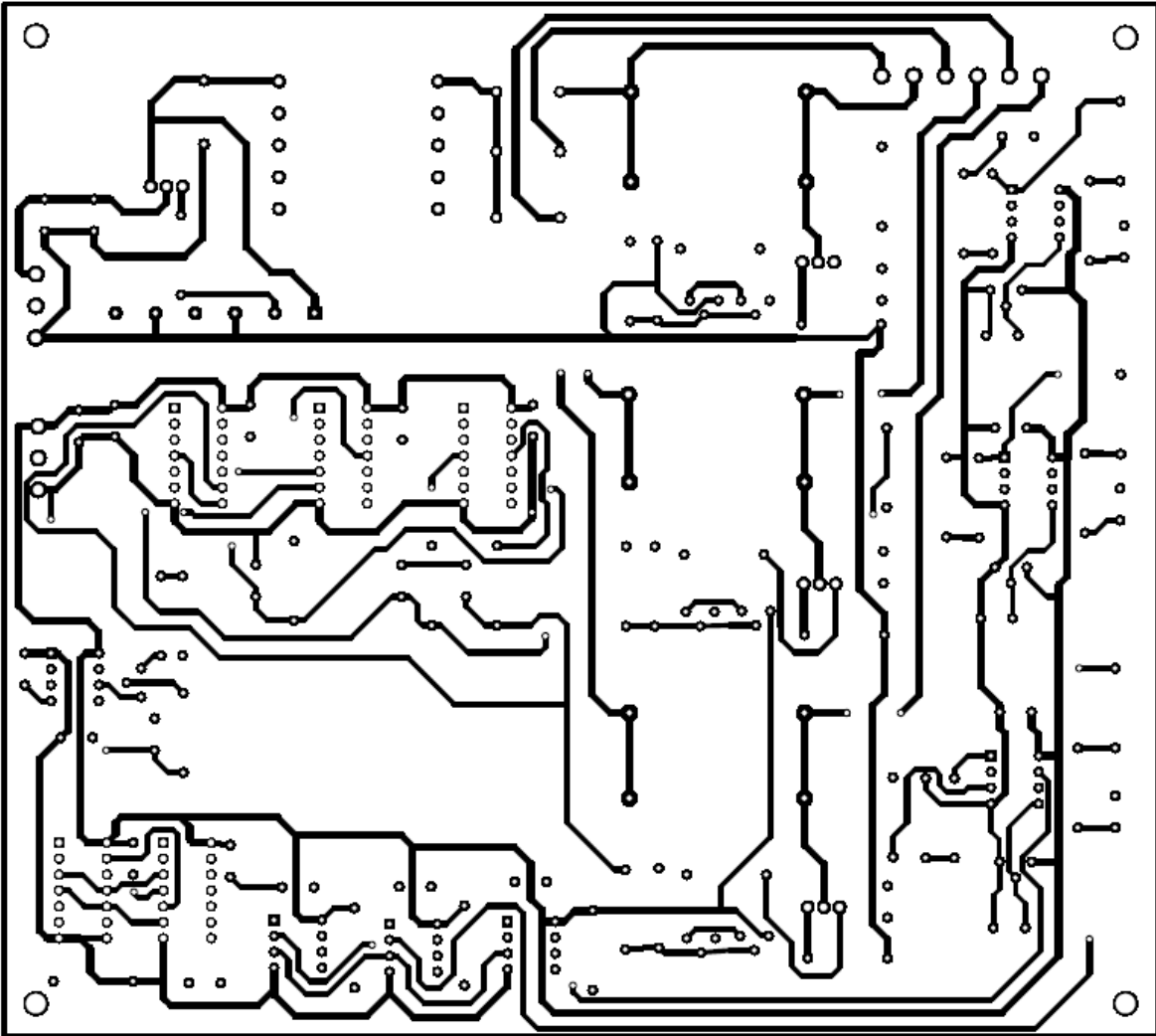


FIG. A.2 Capa BOT de la Placa Electrónica del Convertidor DC-DC SIMO Reductor con Control Magnético diseñado en Altium Designer.

