



CONTRIBUCIÓN AL DISEÑO DE CONVERTIDORES DE TIPO ELEVADOR-REDUCTOR PARA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS DE ILUMINACIÓN EN LEDS.

Mirko Andrés Bodetto Dallerà

Dipòsit Legal: T 1347-2015

ADVERTIMENT. L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

ADVERTENCIA. El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

WARNING. Access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.

TESIS DOCTORAL

Mirko Andrés Bodetto Dallerà

**Contribución al diseño de convertidores de tipo
elevador-reductor para la alimentación de
sistemas de iluminación basados en LEDs.**



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática

DEEEA

Universitat Rovira i Virgili

Tarragona, 2015

TESIS DOCTORAL

Mirko Andrés Bodetto Dallerà

Contribución al diseño de convertidores de tipo elevador-reductor para la alimentación de sistemas de iluminación basados en LEDs.



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática
DEEEA

Universitat Rovira i Virgili

Tarragona, 2015

Dirigida por: Dr. Abdelali El Aroudi
Dr. Angel Cid-Pastor



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Universitat Rovira i Virgili
Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica
Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
Avda. Paisos Catalans, 26
Campus Sescelades
43007 Tarragona España
Tel.: + 34 977 559 620
Fax: + 34 977 559 605

Nosotros, Dr. Abdelali El Aroudi y, Dr. Angel Cid-Pastor profesores titulares del Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de la Universidad Rovira i Virgili.

CERTIFICAMOS:

Que el presente trabajo titulado "**Contribución al diseño de convertidores de tipo elevador-reductor para la alimentación de sistemas de iluminación basados en LEDs**", presentado por **Mirko Andrés Bodetto Dallerà** para la obtención del título de Doctor, ha sido realizado bajo nuestra dirección en el Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de esta Universidad y que cumple todos los requisitos para poder optar a dicho título.

Tarragona, 29 de Abril de 2015.

.....
Abdelali El Aroudi, PhD

.....
Angel Cid-Pastor, PhD



Universitat Rovira i Virgili
Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica
Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
Avda. Països Catalans, 26
Campus Sescelades
43007 Tarragona Espanya
Tel.: + 34 977 559 620
Fax: + 34 977 559 605

Nosotros, Dr. Abdelali El Aroudi y, Dr. Angel Cid-Pastor profesores titulares del Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de la Universidad Rovira i Virgili.

CERTIFICAMOS:

Que el presente trabajo titulado "**Contribución al diseño de convertidores de tipo elevador-reductor para la alimentación de sistemas de iluminación basados en LEDs**", presentado por Mirko Andrés Bodetto Dallerà para la obtención del título de Doctor, ha sido realizado bajo nuestra dirección en el Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de esta Universidad y que cumple todos los requisitos para poder optar a dicho título.

Tarragona, 29 de Abril de 2015.

.....
Abdelali El Aroudi, PhD

.....
Angel Cid-Pastor, PhD

Agradecimientos

A mi familia, especialmente a mi madre Olga Dallera de Bodetto, y mi padre Abel S. Bodetto (que en paz descase) por su predisposición a sobrellevar mi ausencia. A mis hermanos Cesar y Ezequiel y a su peque hermosa que no veo nunca.

A mis amigos Oscar Llop y Maielin, Hector Rocha, Manel (alias el Mecánico), Pablo Arevalo, Mercedes Rodríguez (my darling), Emili Beneito, Rosa y Judith, Harrynson Ramírez, Xurxo gracias su apoyo mis tiempos difíciles. A Guillermo Magaz, Oscar Pujadas por sus consejos.

A mis amigos del otro lado del charco....., osea que recuerdo, pero no los veo nunca: Hugo Pugliese, Guillermo PTT Alexander, Quique Rizzoli, Juan Hervias, Delicia (Man), Cecilia Rial, Carolina Quintana, Cristian Busnadiago.

A mis compañeros de doctorado durante el transcurso de la tesis, al Dr. Harrynson Ramírez Murillo, la Dra. Sylvia Méndez Prince, el Dr. Freddy Flores Bahamonde, Laura Albiol Tendillo, la Dra. Reham Haroun Mohamed, Javier Corea Araujo, Adrià Marcos Pastor, Antonio Martínez, Antonio Leon Masich, el Dr. Josep María Bosque y Héctor Zazo Jiménez, gracias por su apoyo, compañía, consejos y buenos momentos compartidos.

A mis directores de tesis, el Dr. Abdelali El Aroudi y el Dr. Angel Cid-Pastor, por su paciencia, disponibilidad y aporte en la construcción de este trabajo.

Al Dr. Luis Martínez Salamero por brindarme la oportunidad de realizar el doctorado y a todo el personal del Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica de la Universitat Rovira i Virgili que de una u otra forma hicieron parte en la construcción de esta tesis.

Sin importar el lugar donde me encuentre, siempre recordare la gente que ha pasado mi por vida.

To my mother and the soul of my father, they are always in my mind and heart.

TESIS DOCTORAL

Mirko Andrés Bodetto Dallera

Contribución al diseño de convertidores de tipo elevador-reductor para la alimentación de sistemas de iluminación basados en LEDs.

Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática

Universitat Rovira i Virgili

Tarragona, Abril de 2015.

RESUMEN

El actual desarrollo de la iluminación de estado sólido presenta muchas ventajas en comparación con las formas de iluminación convencionales, como por ejemplo en rendimiento lumínico, vida útil, fiabilidad, color, calidad cromática, etc. Sin embargo, a diferencia de éstas, los LEDs son dispositivos semiconductores que presentan una característica V-I análoga a la de un diodo convencional. De este modo, para un buen ajuste de la intensidad luminosa es necesaria una buena regulación de su corriente. Al mismo tiempo, su vida útil esta directamente relacionada con la temperatura alcanzada por el dispositivo. De forma análoga, las propiedades ópticas de los LEDs pueden variar en función de la temperatura, corriente, forma de onda de corriente e incluso pueden variar durante su vida útil.

Todas estas particularidades hacen que el diseño de sistemas de alimentación para LEDs no sea una tarea fácil de acometer y en muchos casos la complejidad del circuito, o incluso su coste, pueden representar un escollo para su utilización a gran escala.

En esta tesis doctoral se presentan el diseño e implementación de un sistema de alimentación AC-DC basado en convertidores de tipo elevador-reductor de única etapa. El sistema se ha diseñado para regular la corriente de alimentación de un conjunto de LEDs conectados en serie. El diseño propuesto tiene la capacidad de mantener constante el flujo lumínico de los LEDs y permite la dimmerización en un amplio rango de valores de corriente. Simultáneamente, el sistema mantiene un nivel muy bajo de armónicos introducidos a la red de corriente alterna.

El análisis demuestra la viabilidad en la aplicación del control en modo deslizante para corregir el factor de potencia imponiendo un comportamiento de un resistor libre de pérdidas (LFR) en convertidores de tipo elevador-reductor de orden elevado (Ćuk, SEPIC y Shepard-Taylor) en los que se pretende, simultáneamente, regular la corriente de salida. En este contexto, se ha expuesto en detalle el análisis dinámico, y posterior diseño del lazo de regulación de corriente, del LFR basado en el convertidor Ćuk cuando se alimenta a través de una fuente de corriente alterna de 230 Vrms-50 Hz.

Uno de los problemas encontrados ha sido la aparición de distorsión en la forma de onda de la corriente de entrada en los cruces por cero debido a la disminución de la frecuencia de conmutación y la aparición del modo discontinuo con una frecuencia variable muy baja.

Dicha distorsión impide, para bajas potencias de entrada, el cumplimiento de la norma de introducción de armónicos y, por tanto, limita su utilización para aplicaciones de dimmerización. Consecuentemente, se ha propuesto una solución basada en modulación de la ventana de histéresis de tal forma que en las cercanías del cruce por cero la frecuencia de conmutación del convertidor aumente en lugar de disminuir. Mediante esta técnica se garantiza tanto el cumplimiento de las normas preceptivas como un rango de dimmerización del 0 al 100 %.

Las previsiones teóricas se han verificado mediante simulación y a partir de prototipos experimentales.

ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN.....	1-1
1.1. Antecedentes Históricos Sobre la Iluminación Eléctrica.....	1-1
1.2. Estado del Arte en Iluminación mediante LEDs.....	1-2
1.2.1. Características Técnicas de un Dispositivo HBLED.....	1-3
1.2.2. Luminarias basadas en HBLEDs.....	1-4
1.2.3. Conexionado, Técnicas de Driving, Flujo Lumínico, Flickering.....	1-5
1.2.4. Normativas sobre el Contenido Armónico.....	1-8
1.3. Sistemas para el Procesado de Potencia.....	1-10
1.3.1. Convertidores Conmutados.....	1-11
1.3.2. Elementos Canónicos para el Procesado de Potencia.....	1-12
1.3.3. Corrector de Factor de Potencia.....	1-13
1.3.4. Topologías de Convertidores para Iluminación con LEDs.....	1-14
1.4. Tipos de Controles.....	1-18
1.4.1. Control PWM a Frecuencia Fija.....	1-18
1.4.2. Modos de conducción (DCM, BCM, CCM).....	1-19
1.4.3. Introducción al Control en Modo Deslizante.....	1-20
1.5. Especificaciones de Diseño.....	1-25
1.6. Objetivos y Estructura de la Tesis.....	1-26
2. DISEÑO DE UN LFR PARA ALIMENTACIÓN DE HBLEDs.....	2-29
2.1. Síntesis de un LFR Basado en un Convertidor Conmutado en SMC.....	2-30
2.2. Selección de la Topología Convertidora.....	2-32
2.3. Análisis del Convertidor SEPIC como LFR en SMC.....	2-33
2.3.1. Determinación del Control Equivalente en SMC.....	2-34
2.3.2. Dinámica Ideal Deslizante.....	2-36
2.3.3. Punto de Equilibrio.....	2-37
2.3.4. Análisis de Estabilidad.....	2-37
2.3.5. Frecuencia de conmutación.....	2-38
2.4. Análisis del Convertidor Ćuk como LFR en SMC.....	2-39
2.4.1. Determinación del Control Equivalente en SMC.....	2-40
2.4.2. Dinámica Ideal Deslizante.....	2-41
2.4.3. Punto de Equilibrio.....	2-42
2.4.4. Análisis de Estabilidad.....	2-43
2.4.5. Frecuencia de conmutación.....	2-43
2.5. Análisis del Convertidor Sheppard-Taylor como LFR en SMC.....	2-44
2.5.1. Determinación del Control Equivalente en SMC.....	2-45
2.5.2. Dinámica Ideal Deslizante.....	2-46
2.5.3. Punto de Equilibrio.....	2-47
2.5.4. Análisis de Estabilidad.....	2-48
2.5.5. Frecuencia de conmutación.....	2-48

2.6.	Resumen de los Convertidores	2-49
2.7.	Especificaciones Técnicas y Selección de Componentes	2-51
2.8.	Validación Mediante Simulaciones Numéricas	2-52
2.8.1.	Funcionamiento como LFR.....	2-52
2.8.2.	Funcionamiento como PFC.....	2-55
2.9.	Verificación Experimental del Convertidor SEPIC como LFR para Alimentar HBLEDs 2-57	
2.9.1.	Funcionamiento como LFR.....	2-57
2.9.2.	Funcionamiento como PFC.....	2-59
2.10.	Verificación Experimental del Convertidor Ćuk como LFR para Alimentar HBLEDs 2-60	
2.10.1.	Funcionamiento como LFR.....	2-60
2.10.2.	Funcionamiento como PFC.....	2-61
2.11.	Conclusiones	2-64
3.	DISEÑO DEL LAZO DE REGULACIÓN DE CORRIENTE DE CARGA PARA ALIMENTACIÓN DE HBLEDs	3-65
3.1.	Modelo Dinámico del Regulador Conmutado de Corriente	3-66
3.2.	Diseño del Lazo de Control de Corriente de Carga	3-70
3.3.	Simulación Numérica	3-72
3.4.	Verificación Experimental	3-75
3.5.	Rizado de la Corriente de Carga, Flickering	3-80
3.6.	Distorsión Armónica a la Entrada del LFR	3-81
3.7.	Conclusiones	3-84
4.	MEJORAS EN LAS PRESTACIONES DEL PFC COMO REGULADOR DE CORRIENTE DE CARGA	4-85
4.1.	Detalle de la Distorsión en la ZCA	4-86
4.2.	Controlador PI sobre la Superficie de Conmutación	4-90
4.3.	Modulación de la Ventana de Histéresis	4-91
4.3.1.	Análisis Matemático.....	4-92
4.3.2.	Simulaciones Numéricas	4-93
4.3.3.	Verificación Experimental.....	4-96
4.3.4.	Análisis de THD.....	4-100
4.4.	Mejora del Rango de Regulación de la Corriente de Carga Manteniendo una Baja THD 4-	
4.4.1.	Análisis de la Mejora Propuesta	4-104
4.4.2.	Simulación Numérica	4-105
4.4.3.	Verificación Experimental.....	4-107
4.5.	Convertidor Ćuk Modificado para Mejora de la THD	4-110
4.5.1.	Simulaciones Numéricas	4-111

4.5.2.	Validación Experimental.....	4-114
4.6.	Control Deslizante Digital para Mejora de la THD	4-116
4.6.1.	Descripción y Modo de Operación del Sistema	4-117
4.6.2.	Modelo de Tiempo Discreto de los Convertidores.....	4-118
4.6.3.	Equivalencias entre el Control Digital y el Analógico	4-120
4.6.4.	Diseño de un LFR Basado en el Convertidor Ćuk	4-122
4.6.5.	Comparativa: SMC Analógico vs. Digital	4-124
4.6.6.	Estudio de Posibles Comportamiento no Lineales: Bifurcaciones y Fenómenos Caóticos...4-	
125		
4.6.7.	Comportamiento No Lineal y Bifurcaciones.....	4-126
4.7.	Conclusiones	4-129
5.	CONCLUSIONES.....	5-131
6.	ANEXOS	6-135
6.1.	Fotos de los Primeros Prototipos de los Convertidores SEPIC y Ćuk	6-135
6.2.	Foto y Esquema del Prototipo del Convertidor Ćuk y la Etapa su Control	6-137
7.	LISTA DE PUBLICACIONES.....	7-139
8.	REFERENCIAS.....	8-143

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1	Comparación de tipos de luminarias y su evolución temporal.	1-3
Fig. 1.2	Característica V-I de los HBLEDs a) Xlamp, MC-E de Cree, Inc [12], b) Lumileds Luxeon K2 de Philips [13].	1-4
Fig. 1.3	Diagrama de bloques de un driver para regular la corriente de uno o una cadena de LEDs.....	1-4
Fig. 1.4	a) Luminarias basadas en HBLEDs, b) HBLEDs discretos.....	1-4
Fig. 1.5	Diferentes formas de conexión de LEDs a) única rama en serie de n LEDs, b) p ramas en paralelo de n LEDs en serie	1-6
Fig. 1.6	Técnicas de conducción: a) AM, modulación analógica, b) PWM; ambas consiguen la misma luz percibida por el ojo humano, pero con diferentes temperaturas de color.	1-6
Fig. 1.7	Flujo lumínico Vs. Corriente trabajando en modo a) AM, b) PWM @ 400 Hz, para los Lumileds LXX2-PW14-T00 de Philips [41].	1-7
Fig. 1.8	Flujo lumínico Vs. Corriente para los HBLEDs: a) Xlamp, MC-E Cool White-M de Cree Inc. [12], y b) Lumileds LXX2-PW14-T00 de Philips [13].	1-7
Fig. 1.9	Efectos del flickering sobre la visión humana en función de frecuencia de parpadeo y modulación; se observan tres zonas: sin efecto, de bajo riesgo, riesgo separadas por las líneas $\text{Mod}=0.0333f_{\text{flick}}$ y $\text{Mod}=0.08f_{\text{flick}}$ respectivamente [47].	1-8
Fig. 1.10	Diagrama unifilar de un sistema de distribución con cargas lineales, no lineales y capacitivas.....	1-9
Fig. 1.11	Diagrama de bloques de un convertidor conmutado DC-DC.	1-11
Fig. 1.12	Esquema ideal simplificado de un LFR.....	1-12
Fig. 1.13	Esquema simplificado de un bloque corrector de factor de potencia utilizando un LFR, basados en un convertidor DC-DC con característica de entrada resistiva $1/g$, una carga de n HBLEDs.	1-13
Fig. 1.14	Clasificación esquemática de convertidores según característica de entrada y cantidad de convertidores.	1-14
Fig. 1.15	Esquemas de convertidores DC-DC: a) simple etapa, b) doble etapa con aislamiento galvánico, c) doble etapa, las segundas etapas equilibran la corriente de carga.	1-15
Fig. 1.16	Esquemas de convertidores AC-DC de: a) simple etapa, b) doble etapa.....	1-16
Fig. 1.17	Esquema ideal de: a) un convertidor conmutado trabajando como PFC controlado por PWM, b) controlador PWM.	1-18
Fig. 1.18	Modos de conducción de un convertidor en a) DCM, b) BCM, c) CCM.....	1-19
Fig. 1.19	Corriente y tensión de entrada de un convertidor en a) DCM, b) BCM, c) CCM.	1-19
Fig. 1.20	Trayectorias de estados de un sistema de estructura variable: a) ideal, b) con histéresis.	1-21
Fig. 1.21	Representación geométrica de los vectores $\nabla s(x_e)$, y $g(x_e, t)$	1-22
Fig. 1.22	Diagrama de bloques del SMC con de histéresis para realizar un LFR de conductancia g	1-23
Fig. 1.23	Frecuencia de conmutación (f_c) en CCM en estado estacionario.....	1-24
Fig. 1.24	Característica tensión-corriente del HBLED Xlamp, MC-E, Cool White-M de “Cree, Inc” [12]....	1-25
Fig. 1.25	Forma de onda de entrada a una etapa AC-DC y tensión requerida por la carga V_{LED}	1-26
Fig. 2.1	Modelo ideal de un rectificador, basado en un LFR.	2-30
Fig. 2.2	Convertidores con corriente de entrada no pulsante: a) boost, b) boost with output filter (BOF), c) buck with input filter (BIF), d) buck with input filter and magnetic coupling (BIFMC), e) SEPIC, f) Čuk, g) Sheppard-Taylor.	2-32

Fig. 2.3	a) Esquema básico de un convertidor SEPIC, b) característica de salida-entrada en función de D .	2-33
Fig. 2.4	Esquema de un convertidor SEPIC: a) transistor en estado ON, b) transistor en estado OFF.	2-34
Fig. 2.5	Valoración del coeficiente $\alpha(\theta)$.	2-35
Fig. 2.6	Esquema equivalente de la ISD del convertidor SEPIC.	2-36
Fig. 2.7	Frecuencia de conmutación (f_c) en estado estacionario, para un periodo completo de un LFR basado en un convertidor SEPIC.	2-39
Fig. 2.8	a) Esquema básico de un convertidor Ćuk, b) característica de salida-entrada en función de D .	2-39
Fig. 2.9	Esquema de un convertidor Ćuk: a) transistor en estado ON, b) transistor en estado OFF.	2-40
Fig. 2.10	Esquema equivalente de la ISD del convertidor Ćuk.	2-42
Fig. 2.11	a) Esquema básico de un convertidor S-T, b) característica de salida-entrada en función de D .	2-44
Fig. 2.12	Esquema de un convertidor Sheppard-Taylor: a) transistor en estado ON, b) transistor en estado OFF.	2-44
Fig. 2.13	Esquema equivalente de la ISD del convertidor Sheppard-Taylor.	2-47
Fig. 2.14	Frecuencia de conmutación (f_c) en estado estacionario, para un periodo completo para el convertidor S-T.	2-49
Fig. 2.15	Respuesta de los convertidores (SEPIC, Ćuk, S-T) funcionando como LFR ante una variación de carga del 50 % ($R_o= 285, 142 \Omega$): a) tensión y corriente de carga, b) potencia de entrada y salida, c) resistencia emulada.	2-54
Fig. 2.16	Respuesta de los convertidores (SEPIC, Ćuk, S-T) funcionando como LFR ante una variación de la tensión de entrada del 50 % ($V_g= 220, 110 \text{ V}\Omega$): a) tensión y corriente de carga, b) potencia de entrada y salida, c) resistencia emulada.	2-54
Fig. 2.17	Funcionamiento de los convertidores (SEPIC, Ćuk, S-T) como PFC: a) periodo completo de la tensión de entrada, b) zoom temporal sobre la zona de cruce por cero.	2-55
Fig. 2.18	Gráfica de la expresión del control equivalente $u_{eq}(\theta)$ representada a partir de las variables de estado del sistema y su estado cuasi-estacionario $U_{eq}(x, \theta)$ para los convertidores (SEPIC, Ćuk, S-T) como PFC.	2-56
Fig. 2.19	Espectro FFT de las variables de entrada: corriente i_{in} , y tensión v_{in} para los convertidores (SEPIC, Ćuk, S-T) como PFC.	2-56
Fig. 2.20	a) Funcionamiento del LFR basado en un convertidor SEPIC, alimentado con $v_g = 25 \text{ Vdc}$, ante una perturbación del 50% de la carga la corriente I_1 , mientras las variables I_o y V_2 adaptan sus valores para mantener constante la potencia P_{out} , b) zoom temporal.	2-58
Fig. 2.21	Convertidor SEPIC trabajando como PFC: variables de entrada: i_1, v_{in} y P_{in} en estado estacionario: a) experimental, b) simulación.	2-59
Fig. 2.22	Distorsión armónica cerca del cruce por cero de la tensión de entrada presentada en el convertidor SEPIC controlado en SMC (frecuencia de conmutación variable) funcionando como LFR.	2-59
Fig. 2.23	Funcionamiento del LFR basado en un convertidor Ćuk, alimentado con $v_g = 60 \text{ Vdc}$; ante una perturbación del 50% de la carga la corriente I_1 , mientras las variables I_o y V_2 adaptan sus valores para mantener constante la potencia P_{out} .	2-61
Fig. 2.24	Fotografías: verificación de funcionamiento en laboratorio, y medición de PF; $V_{in}=90 \text{ Vrms}$, PF=100%.	2-62
Fig. 2.25	Convertidor Ćuk trabajando como PFC: variables: $i_1, v_{ins}, P_{in}, i_2$ en estado estacionario: a) experimental, b) simulación.	2-63
Fig. 2.26	Distorsión armónica cerca del cruce por cero de la tensión de entrada presentada en el convertidor Ćuk controlado en SMC (frecuencia de conmutación variable) funcionando como LFR.	2-63
Fig. 3.1	Diagrama de bloques de un convertidor conmutado con control de corriente de carga para alimentación de HBLEDs.	3-66

Fig. 3.2	Diagrama de bloques del modelo dinámico de un LFR con regulación de corriente de carga basado en un convertidor conmutado en SMC a frecuencia de conmutación variable.....	3-70
Fig. 3.3	Diagrama de Bode de la función transferencia $H_1(s)$, del controlador PI ($H_{PI}(s)$), y de la ganancia de lazo $T(s)$ para el convertidor Ćuk trabajando como LFR.	3-71
Fig. 3.4	Diagrama de Bode los polos y ceros de $T(s)$ en lazo abierto y lazo cerrado para el convertidor Ćuk trabajando como LFR en: a) lazo abierto, b) lazo cerrado.....	3-72
Fig. 3.5	Esquema del LFR implementado con el lazo de SMC (LFR Loop), basado en un convertidor elevador-reductor; el segundo lazo corresponde al control de la corriente de carga (Output Current Loop).....	3-73
Fig. 3.6	Simulación de una perturbación en la carga ($\hat{V}_F = 5$ V) aplicado a un LFR basado en un convertidor Ćuk con regulación de la corriente de carga: a) puerto de entrada del LFR (v_{in} , i_{in}); b) puerto de salida: corriente de referencia (I_{ref}), corriente del modelo conmutado (I_o).	3-74
Fig. 3.7	Simulación de un escalón positivo en corriente de referencia aplicado a un LFR basado en un convertidor Ćuk con regulación de la corriente de carga: a) puerto de entrada del LFR (v_{in} , i_{in}); b) puerto de salida: corriente de referencia (I_{ref}), corriente del modelo conmutado (I_o), corriente del SSM sin considerar la perturbación de $v_g(t)$ ($I_{oSSM v_g=0}$), y corriente del SSM con $v_g(t)=V_{Peak} \sin(\omega t) $ ($I_{oSSM v_g=V_{Peak} \sin(\omega t)}$).	3-74
Fig. 3.8	Simulación de un escalón negativo en corriente de referencia aplicado a un LFR basado en un convertidor Ćuk con regulación de la corriente de carga: a) puerto de entrada del LFR (v_{in} , i_{in}); b) puerto de salida: corriente de referencia (I_{ref}), corriente del modelo conmutado (I_o), corriente del SSM sin considerar la perturbación de $v_g(t)$ ($I_{oSSM v_g=0}$), y corriente del SSM con $v_g(t)=V_{Peak} \sin(\omega t) $ ($I_{oSSM v_g=V_{Peak} \sin(\omega t)}$).	3-75
Fig. 3.9	Esquema del LFR implementado con el lazo de SMC (LFR Loop), basado en un convertidor elevador-reductor; el segundo lazo corresponde al control de la corriente de carga y dimmerización (Output Current Loop).....	3-76
Fig. 3.10	Formas de onda experimentales de un LFR basado en un convertidor Ćuk con regulación de corriente de carga cuando se aplica un escalón (a) ascendente, b) descendente) en la corriente de referencia; las variables sensadas son: tensión de línea v_{in} , corriente de línea i_{in} , referencia de corriente de salida I_{ref} , corriente de salida I_o	3-77
Fig. 3.11	Formas de onda experimentales (tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, sin lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, $g=1/1000$ S, con una perturbación de línea tipo escalón de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms: a) ascendente, b) descendente.....	3-78
Fig. 3.12	Simulación numérica (tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, sin lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, $g=1/1000$ S, con una perturbación de línea tipo escalón de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms: a) ascendente, b) descendente.	3-78
Fig. 3.13	Formas de onda experimentales (tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, con lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, con una perturbación de línea tipo escalón de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms: a) ascendente, b) descendente.	3-79
Fig. 3.14	Simulación numérica.(tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, con lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, con una perturbación de línea tipo escalón de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms: a) ascendente, b) descendente.....	3-79
Fig. 3.15	Formas de onda experimentales (tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, con lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, con una perturbación de línea tipo escalón ascendente, y descendente de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms.....	3-80

Fig. 3.16	Eficiencia y rizado de corriente de carga del convertidor $\acute{C}uk$ para diferentes valores de capacidades de salida: a) $C_2 = 500 \mu F$, b) $C_2 = 1000 \mu F$, c) $C_2 = 1500 \mu F$	3-81
Fig. 3.17	I-THD vs. Corriente de carga (I_o) o potencia, para el LFR basado en un convertidor $\acute{C}uk$, en SMC. .	3-82
Fig. 3.18	Análisis experimental de calidad de potencia: contenido de armónicos del LFR basado en un convertidor $\acute{C}uk$ en SMC convencional, y valores del estándar IEC61000-3-2, clase C [48, 49]. .	3-82
Fig. 3.19	Formas de onda experimentales del $\acute{C}uk$ -LFR en diferentes puntos de operación: tensión de línea v_{in} , corriente de línea i_{in} , corriente de salida I_o . ..	3-83
Fig. 4.1	Corriente de entrada de un convertidor AC-DC controlado en: a) PWM, b) SMC.	4-86
Fig. 4.2	Distorsión en las ZCA para los convertidores SEPIC y $\acute{C}uk$, a) $i_1, g \cdot v_g, i_1+i_2$ (escalado 1/10), b-c) zoom temporal donde se verifica al anulaci3n de i_1+i_2	4-86
Fig. 4.3	Modos de conducci3n de un convertidor en a) CCM, b, BCM, c) DCM.	4-87
Fig. 4.4	Topologías del convertidor $\acute{C}uk$: a) S_1 ON, D OFF, D_{S1} OFF, b) S_1 OFF, D ON, D_{S1} OFF, c) S_1 OFF, D OFF, D_{S1} OFF, d) S_1 OFF, D OFF, D_{S1} ON, e) diagrama de transici3n de estados entre las cuatro topologías.....	4-88
Fig. 4.5	Detalle de la distorsión de la corriente i_1 cerca de la zona de cruce por cero en el convertidor $\acute{C}uk$...	4-89
Fig. 4.6	Diagrama de bloques del control por histéresis a) Control convencional, b) Con controlador PI ...	4-90
Fig. 4.7	Detalle de la distorsión de la corriente i_1 en la ZCA con la aplicaci3n de un controlador PI a la superficie de conmutaci3n.	4-91
Fig. 4.8	a) Diagrama de bloques del control por histéresis, b) ventana con forma sinusoidal, o c) cuasi-trapezoidal.	4-92
Fig. 4.9	Modulaci3n del ancho de histéresis en funci3n de la seál $\Delta(\theta)$	4-92
Fig. 4.10	Detalle de la las formas de la frecuencia de conmutaci3n (f_c) en estado estacionario durante un periodo de línea para los convertidores a) SEPIC y $\acute{C}uk$, b) S-T, en modo convencional o con HM. c) Ventana de histéresis convencional o con HM.	4-94
Fig. 4.11	Gráfica de la expresi3n del control equivalente $u_{eq}(\theta)$ representada a partir de las variables de estado del sistema y su estado cuasi-estacionario $U_{eq}(x,\theta)$ para los convertidores (SEPIC, $\acute{C}uk$, S-T) como PFC con HM.....	4-94
Fig. 4.12	Detalle de la mejora obtenida para los convertidores (SEPIC, $\acute{C}uk$, S-T) con la aplicaci3n la HM al SCM en la corriente de entrada i_1 : a) durante un período de línea, b) zoom temporal en la ZCA...	4-95
Fig. 4.13	Detalle de la mejora obtenida para los convertidores (SEPIC, $\acute{C}uk$, S-T) con la aplicaci3n la HM al SCM: a) en la corriente de entrada i_1 , b) zoom temporal en la ZCA, c) en el espectro FFT de la corriente de línea i_{in}	4-95
Fig. 4.14	Distorsión de la corriente de entrada al PCF basado en un convertidor $\acute{C}uk$ controlado en: a) SMC convencional, b) SMC+PI, c) SMC-HM.	4-96
Fig. 4.15	Diagrama de bloques del control para el convertidor $\acute{C}uk$; con uno o dos lazos de control.	4-97
Fig. 4.16	Circuito de control para SMC-HM ($0 < \lambda_i < 1$, $i=2,3$).....	4-98
Fig. 4.17	Fotografía del prototipo del convertidor $\acute{C}uk$ en el laboratorio funcionando como fuente de los 9 HBLEDs en serie.	4-98
Fig. 4.18	Funcionamiento del control del PFC controlado en SMC-HM: modulaci3n de la ventana de histéresis $\Delta(\theta)$, superficie de conmutaci3n $s(x,\theta)$, corriente de entrada (i_1); a) prototipo experimental, b) simulaci3n numérica.	4-99
Fig. 4.19	Comparaci3n de las formas de onda del PFC con un convertidor $\acute{C}uk$, trabajando en SMC convencional y en SMC-HM: $V_{in}, I_{in}, P_{in}, V_{Gate}, I_o$: a) SMC convencional, b) SMC-HM.....	4-99

Fig. 4.20	Comparaci3n de las formas de onda del PFC con un convertidor $\acute{C}uk$, trabajando en SMC convencional y en SMC-HM para diferentes puntos de operaci3n: V_{in} , I_{in} , I_o : a) $I_o=600$ mA, b) $I_o=350$ mA, c) $I_o=150$ mA, d) $I_o=40$ mA.	4-100
Fig. 4.21	Análisis comparativo de la I-THD vs. corriente de carga (I_o) o potencia, para el LFR basado en un convertidor $\acute{C}uk$, en SMC convencional, SMC-MH, y mejora relativa obtenida	4-101
Fig. 4.22	Análisis experimental de calidad de potencia: contenido de arm3nicos del LFR basado en un convertidor $\acute{C}uk$ controlado por SMC convencional, y SMC con HM; adem3s los valores del est3ndar IEC61000-3-2, clase C [48, 49].	4-102
Fig. 4.23	Distorsi3n observada en el convertidor $\acute{C}uk$ cuando el sistema trabaja a baja potencia: a) variables de entrada i_{in} , $g \cdot v_{in}$; b) hist3resis modulada con ancho m3ximo determinado por $10\% I_{1ss}$ @ I_{nom} , c) corriente de salida I_o y su referencia I_{ref}	4-106
Fig. 4.24	Diagrama del bloque modulador de hist3resis, para el SMC-HM; la entrada superior realiza la forma trapezoidal presenta en [89], la entrada inferior limita el valor m3ximo de la ventana.	4-106
Fig. 4.25	Distorsi3n observada en el convertidor $\acute{C}uk$ cuando el sistema trabaja a baja potencia con modulaci3n de hist3resis en funci3n de la I_{ref} : a) variables de entrada i_{in} , $g \cdot v_{in}$; b) hist3resis modulada con ancho m3ximo determinado por I_{ref} , c) corriente de salida I_o y su referencia I_{ref}	4-107
Fig. 4.26	Resultados experimentales del PFC basado en un convertidor $\acute{C}uk$, variables de entrada v_g , i_1 , FFT (i_1), y corriente de carga I_o ; puntos de operaci3n: a) $I_o=500$ mA, b) $I_o=100$ mA, c) $I_o=50$ mA, d) $I_o=14$ mA.	4-109
Fig. 4.27	Esquemas del convertidor $\acute{C}uk$ con un diodo serie agregado en: a) el MOSFET S_1 (d- $\acute{C}uk$), o b) el inductor L_2 (m- $\acute{C}uk$).	4-110
Fig. 4.28	Detalle de la corriente de entrada con convertidor m- $\acute{C}uk$ en la zona de cruce por cero.	4-110
Fig. 4.29	Diagrama de transici3n de estado del d- $\acute{C}uk$ y m- $\acute{C}uk$ con a) tres o b) dos topologías diferentes.	4-111
Fig. 4.30	Corriente de entrada $i_1(t)$ y su referencia $g \cdot v_g(t)$ usando SMC para los convertidores a) $\acute{C}uk$, b) d- $\acute{C}uk$, c) ST, d) m- $\acute{C}uk$	4-112
Fig. 4.31	Corriente de entrada $i_1(t)$ y su referencia $g \cdot v_g(t)$ usando HM-SMC para los convertidores a) $\acute{C}uk$, b) d- $\acute{C}uk$, c) ST, d) m- $\acute{C}uk$	4-112
Fig. 4.32	Variables de entrada: corriente $i_1(t)$, tensi3n $v_g(t)$, corriente de L_2 $i_2(t)$, y nivel cero usando SMC convencional para los convertidores a) $\acute{C}uk$, b) m- $\acute{C}uk$, y c) m- $\acute{C}uk$ con HM-SMC.	4-114
Fig. 4.33	Zoom temporal: Variables de entrada: corriente $i_1(t)$, tensi3n $v_g(t)$, corriente de L_2 $i_2(t)$, y nivel cero usando SMC convencional para los convertidores a) $\acute{C}uk$, b) m- $\acute{C}uk$, y c) m- $\acute{C}uk$ con HM-SMC.	4-114
Fig. 4.34	Análisis comparativo: a) rendimiento del convertidor $\acute{C}uk$ y m- $\acute{C}uk$, b) dem3rito observado entre los convertidores $\acute{C}uk$ y m- $\acute{C}uk$, Vs. potencia.	4-116
Fig. 4.35	Diagrama de bloques de un Resistor Libre de P3rdidas en modo de operaci3n PWM controlado digitalmente.	4-118
Fig. 4.36	Variables de entrada (v_g , i_g , P_{in}) y potencia de salida (P_{out}) del corrector del PF basado en un convertidor $\acute{C}uk$ controlado digitalmente.	4-123
Fig. 4.37	Espectro FFT de las variables de lnea (v_{in} , i_{in}) del corrector del PF basado en un convertidor $\acute{C}uk$ controlado digitalmente.	4-123
Fig. 4.38	Variables de entrada (v_{in} , i_{in}) del convertidor $\acute{C}uk$ con control SMC: a) anal3gico, b) digital.	4-124
Fig. 4.39	Variables de entrada (v_{in} , i_{in}) del convertidor $\acute{C}uk$ con control SMC digital con control de a) valle, b) medio, c) pico.	4-125
Fig. 4.40	Ciclo de trabajo d , y corriente de carga para un convertidor $\acute{C}uk$: a) comportamiento peri3dico estable, b) comportamiento ca3tico.	4-126
Fig. 4.41	Diagrama de bifurcaciones en funci3n de la resistencia de entrada al convertidor.	4-127
Fig. 4.42	Ciclo de trabajo d y corriente de carga del convertidor $\acute{C}uk$: a) arm3nico fundamental, b) coexistencia de soluciones estables, c) comportamiento cuasi-peri3dico, d) sub-arm3nicos, e) comportamiento ca3tico.	4-128

Fig. 6.1	Fotografías del primer prototipo del convertidor SEPIC; los bloques de potencia y control se encuentran en diferentes planos de masa.	6-136
Fig. 6.2	Fotografías del primer prototipo del convertidor \hat{C} uk; los bloques de potencia y control se encuentran en diferentes planos de masa.	6-136
Fig. 6.3	Fotografía del prototipo del convertidor \hat{C} uk; y el bloque de control; estos se encuentran físicamente separados. El bloque de control fue diseñado para ser utilizado como SMC Convencional, SMC-HM, con o sin realimentación de la corriente de carga.	6-137
Fig. 6.4	Esquema del convertidor y bloque de control.....	6-138

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1.1	Clasificación de Equipos Eléctricos según los Estándares IEC 61000-3-2 2005 [48, 49].	1-10
TABLA 1.2	Limite de Armónicos Admitidos según los Estándares IEC 61000-3-2 2005 [48, 49].....	1-10
TABLA 2.1	Resumen Comparativo del funcionamiento de los Convertidores.	2-50
TABLA 2.2	Especificaciones de Diseño.....	2-51
TABLA 2.3	Especificaciones Técnicas y Valores de los Principales Componentes.	2-52
TABLA 2.4	PF y THD de los Convertidores.....	2-57
TABLA 2.5	Especificaciones de Diseño y Valores de Componentes del Convertidor SEPIC.....	2-57
TABLA 2.6	Especificaciones de Diseño y Valores de Componentes del Convertidor $\acute{C}uk$	2-60
TABLA 3.1	Parámetros de las Funciones de Transferencia para SSM.....	3-69
TABLA 3.2	Ubicación de polos y Ceros en el Plano s	3-71
TABLA 3.3	Flickering Vs Capacidad de salida (C_2)	3-81
TABLA 3.4	Eficiencia y Flickering Vs Corriente de Carga (I_o).....	3-81
TABLA 4.1	Comparativa Numérica de PF y THD para los Convertidores Analizados.	4-96
TABLA 4.2	Puntos de Operación Utilizados para Comparar las Mejoras en las ZCA.....	4-101
TABLA 4.3	Contenido Armónico.....	4-103
TABLA 4.4	Influencia del Lazo de Control de Corriente de Carga en la I-THD para SMC, y SMC-HM (I_o $= 350$ mA, $V_{in} = 220$ Vrms).....	4-104
TABLA 4.5	Mejoras numéricas obtenidas en I-THD	4-113
TABLA 4.6	Mejoras Experimentales Obtenidas en I-THD.....	4-115
TABLA 4.7	Comparativa de Mejoras según el Tipo de Control Aplicado para un PFC.	4-124
TABLA 4.8	Punto de Operación del Convertidor $\acute{C}uk$	4-126

GLOSARIO

Notaciones

$x(t)$	Variable de tiempo continuo
$\dot{x}(t)$	Derivada temporal de la variable
$X(t)$	Variable promediada
$\hat{x}(t)$	Variable incremental en pequeña señal
X_{ss}	Variable en estado estacionario
∇	Operador gradiente
$\langle a, b \rangle$	Producto escalar de a y b
$F(s)$	Función de transferencia en el dominio de Laplace

Acrónimos

LED	Light-Emitting Diode	Diodo emisor de luz
HBLED	High Brightness Led	LED de alto brillo
SMC	Sliding Control Mode	Control en modo deslizante
HM	Hysteresis Modulation	Modulación de histéresis
SMC-HM	Hysteresis Modulation SMC	SMC con modulación de histéresis
LFR	Loss Free Resistor	Resistor libre de pérdidas
PF	Power Factor	Factor de potencia
PFC	Power Factor Correction	Corrector de factor de potencia
ISD	Ideal Sliding Model	Modelo ideal deslizante
SSM	Small Signal Model	Modelo en pequeña señal
CCM	Continuous Conduction Mode	Modo de conducción continuo
DCM	Discontinuous Conduction Mode	Modo de conducción discontinuo
BCM	Boundary Conduction Mode	Modo de conducción límite
ZCA	Zero Crossing Area	Zona de cruce por cero
THD	Total Harmonic Distortion	Distorsión armónica total
I-THD	Input Current THD	THD de la corriente de entrada

CAPÍTULO /

1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se hace una introducción al contenido de la tesis, presentando un poco de historia sobre la iluminación, la motivación, el estado del arte, y algunos contenidos básicos para el desarrollo de este trabajo de investigación. Posteriormente se presentan los requerimientos del sistema estudiado junto con los objetivos y estructura de la tesis.

1.1. ANTECEDENTES HISTÓRICOS SOBRE LA ILUMINACIÓN ELÉCTRICA

La importancia en la investigación sobre tipos de iluminación eléctrica está claramente presente durante los dos últimos siglos desde las lámparas de arco, de mediados de la década de 1880, a la amplia variedad y proliferación de lámparas específicas, lámparas de bajo consumo, y LEDs (en inglés: Light-Emitting Diode, diodo emisor de luz) de alta luminosidad de hoy en día [1].

La historia sobre iluminación eléctrica se remonta a 1907 cuando se demostró la creación de una descarga luminiscente creada en un vacío imperfecto [1]. Estas lámparas de arco se fueron perfeccionando hasta la utilización de lámparas de filamento (patentada por Thomas Alva Edison) en 1879. Posteriormente sobre 1910 se presentó un tubo de neón de baja presión utilizando alto voltaje con alta eficiencia lumínica. Sobre 1930 se presentan las

1 - Introducción

lámparas de sodio de baja presión; eficientes, pero monocromáticas; y las de vapor de mercurio las cuales tenían un rendimiento 2.5 veces superior a las incandescentes. Otro gran paso adelante en el desarrollo de la fuente de luz se hizo en abril de 1938, con la presentación en la Feria Mundial en Estados Unidos, de una lámpara tubular de 18 pulgadas de 15 W fluorescente. El año 1964 fue otro hito en iluminación, ya que anunció el nacimiento de las lámparas de halogenuros metálicos [1].

En referencia a iluminación en estado sólido en 1709 el británico H. J. Round, de Laboratorios Marconi, realizó la primera descarga luminiscente utilizando un cristal de SiC (carburo de silicio) y un electrodo; mediante una nota [2], H. J. Round deja constancia de la creación del primer LED. Casi dos siglos más tarde, a mediados de 1920 el joven ruso O. V. Losev, observó la emisión de luz desde un cristal de SiC y óxido de zinc [3]. Entre muchas investigaciones realizadas por Losev, éste utilizó la teoría cuántica para explicar el proceso de emisión de luz; además propuso la fórmula que relaciona la caída de tensión del diodo (V), la carga de los electrones (e) y la frecuencia de emisión de luz (ν) a través de la constante de Planck (h): $\nu = eV/h$. Losev fue la primera persona que había comprendido el potencial de los LEDs, realizando por ello la primera patente de estos dispositivos "Light Relay" en 1927 [3].

1.2. ESTADO DEL ARTE EN ILUMINACIÓN MEDIANTE LEDS

Hoy en día los LEDs, representan un componente clave de la tecnología; inicialmente su uso se restringía a indicadores luminosos; no obstante, en esta última década se ha extendido el uso de los LEDs de alto brillo (HBLEDs: High Brightness LEDs) a los sistemas de iluminación.

De hecho en octubre de 2014 se ha otorgado el premio novel de física a los japoneses Isamu Akasaki y Hiroshi Amano, y el estadounidense Shuji Nakamura, por la "invención de los diodos emisores de luz azul eficiente, que ha permitido fuentes de luz blanca brillantes y que ahorran energía" [4]. Con este hecho se resume la actual línea de tendencia en cuanto al uso de este tipo de iluminación debido a sus ventajas respecto a las formas convencionales de iluminación [5, 6], como ser: alta eficiencia lumínica, larga vida útil, fiabilidad, ausencia de contaminación del medio ambiente por no usar mercurio [7], resistencia a golpes y vibraciones, gran variedad cromática. Debido a todos estos factores, hoy se consideran como una de las mejores alternativas en iluminación [8, 9] en ámbitos residenciales, industriales y comerciales; sustituyendo así las tradicionales luminarias incandescentes, halógenas, y aún fluorescentes.

La Fig. 1.1 presenta un esquema sobre la evolución de los LEDs en esta última década, en ella se muestra una comparación con otros tipos de luminarias, en cuanto a eficiencia y costo. Con esta figura puede aseverarse la declaración realizada por Edison en 1879: "*Vamos a hacer la luz eléctrica tan barata que sólo los ricos podrán permitirse velas*".

A pesar de todos los aspectos favorables para la utilización de los HBLEDs, estos dispositivos necesitan el desarrollo e implementación de una etapa de adaptación con alto rendimiento para aprovechar sus características.

1 - Introducción

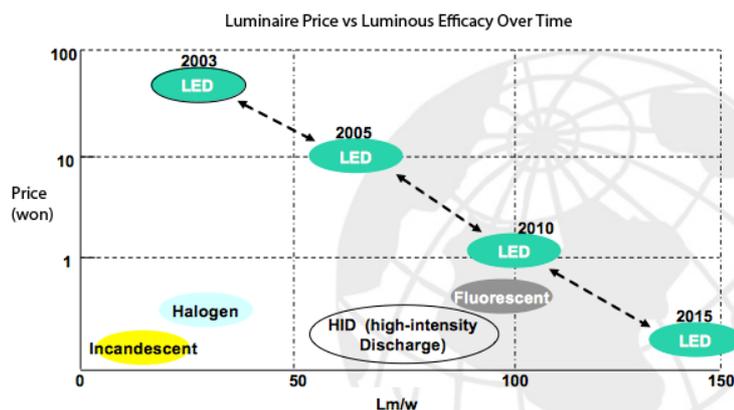


Fig. 1.1 Comparación de tipos de luminarias y su evolución temporal.

1.2.1. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE UN DISPOSITIVO HBLED

Teniendo en cuenta que los HBLEDs son dispositivos semiconductores, éstos presentan una característica V-I análoga a la de un diodo convencional. De este modo, para un buen ajuste de la intensidad luminosa es necesaria una buena regulación de la corriente del HBLED. Por otra parte, la temperatura a la que está sometida la unión semiconductor del HBLED es determinante en la vida su útil, pudiéndose producir fenómenos de avalancha térmica que destruyan el dispositivo.

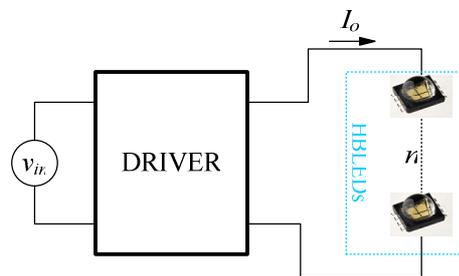
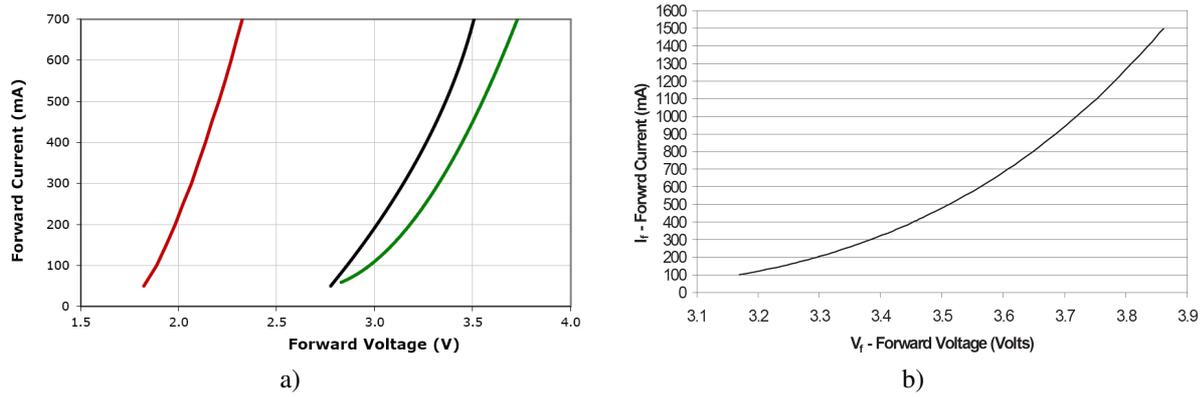
Adicionalmente, las propiedades ópticas de los HBLEDs pueden variar en función de la temperatura, corriente [10], forma de onda de la corriente de carga [11] e incluso pueden variar durante su vida útil. En este sentido, el estudio práctico realizado en [11] menciona la corriente continua pura (sin rizado de alterna) como la más idónea para maximizar el rendimiento lumínico de los HBLEDs. En el mismo trabajo indica que la presencia de un rizado corriente alterna a través del dispositivo inferior al 20 % no influye significativamente la eficiencia de los HBLEDs utilizados.

Todas estas particularidades hacen que el diseño de sistemas de alimentación para HBLED no sea una tarea fácil de acometer y que en muchos casos la complejidad del circuito, o incluso su coste, pueda representar un escollo para su utilización a gran escala.

Hoy en día los HBLEDs operan dentro de un rango de corriente de 100 a 700 mA DC (comúnmente 350 mA), la cual debe ser controlada, y 2.5 a 4 V de tensión [12, 13]. Esto se verifica en las características de entrada de los HBLEDs de la empresa de Cree, Inc, y para Philips, que se representan en la Fig. 1.2a y Fig. 1.2b respectivamente. Los HBLEDs presentados son: Xlamp, MC-E Cool White-M de Cree Inc y Lumileds Luxeon K2 de Philips.

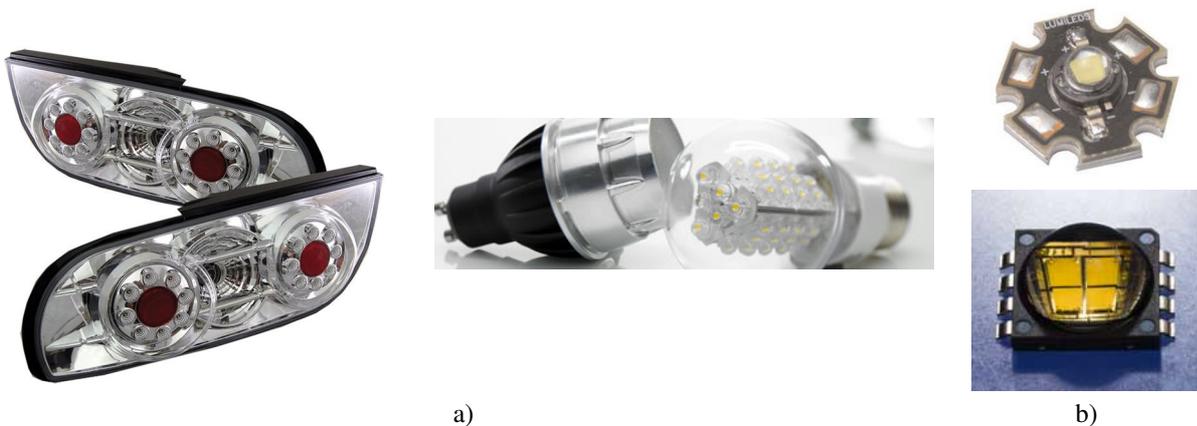
Teniendo en cuenta la característica de entrada de los semiconductores, y según se visualiza en las graficas de la Fig. 1.2, un ‘pequeño incremento’ en la tensión de carga induce un ‘gran incremento’ en la corriente estos los diodos. Por lo tanto, para alimentar correctamente un LED o una cadena serie de LEDs se ha de utilizar un ‘Driver’ (Fig. 1.3) capaz de regular la corriente de carga, sea cual fuese el tipo de alimentación v_{in} .

1 - Introducció



1.2.2. LUMINARIAS BASADAS EN HBLEDs

Varias empresas, como “Philips”, “Osram”, “Luzenith”, “Cree” y otras, disponen de estos elementos de forma comercial como producto final como los que se muestran en la Fig. 1.4a, y como producto intermedio simplemente el LED discreto, Fig. 1.4b.



En lo que a estas aplicaciones se refiere, se han realizado una innumerable cantidad de trabajos, muchos de estos han sido referenciados en [14]. A continuación se presenta una clasificación de los drivers en función de la fuente de alimentación utilizada.

Driver para fuentes DC

En el sector del automóvil hace ya tiempo que los HBLEDs comenzaron a utilizarse en luces de baja potencia como en las luces traseras, de freno, intermitentes y de circulación diurna. Aunque hoy en día ya existe una tendencia general a utilizarlos en los faros de automóviles gracias a su alta eficiencia como puede verse en [15-17]. Sin embargo las altas variaciones de las condiciones ambientales que se presentan en un vehículo, y las diferencias de tensión debido a la carga de la batería hacen que el diseño del driver sea un objeto de estudio [18-20]. Otra aplicación importante referida a fuentes DC de diferente origen como fuentes de energías renovables se estudia en [21, 22].

Driver para fuentes AC

Para el caso de alimentación con AC, se necesita un bloque de adaptación en la que se optimice el rendimiento, el factor de potencia y/o la distorsión armónica de la corriente de entrada al convertidor. Estos bloques pueden ser de una única etapa como las estudiadas en [23-29] donde la etapa de adaptación debe hacer de corrector de factor de potencia; y teniendo en cuenta que la tensión de salida será menor que la tensión de pico de la senoidal de entrada, dicho bloque debe tener una característica de entrada-salida tipo elevadora-reductora. Otras formas pueden ser las presentadas en [30-32] donde la corrección del factor de potencia la realiza una primera etapa y luego otras posteriores realizan el control de corriente de la carga. Así mismo, una de estas etapas adicionales es utilizada para reducir el tamaño del condensador de salida [33-35]. Adicionalmente, se han presentado trabajos donde se utiliza el último bloque de la etapa convertidora para variar el flujo lumínico, comúnmente llamado dimmerización [36-38]. En el caso de los LEDs, la dimmerización se realiza controlando la corriente que circula por ellos.

1.2.3. CONEXIONADO, TÉCNICAS DE DRIVING, FLUJO LUMÍNICO, FLICKERING

Antes de comenzar con la clasificación de los convertidores aptos para hacer de driver de los HBLEDs se presenta una breve explicación sobre Flickering (parpadeo), y formas de agrupación de estos diodos.

1.2.3.1. Conexionado serie, o paralelo de los LEDs

Las posibles formas de conexionado de un grupo de LEDs, básicamente pueden ser en serie o paralelo, o posteriormente formando matrices serie, paralelo, donde se pueden compartir las características de cada forma de conexión (Fig. 1.5). En el caso de utilizar una conexión en serie, el principal problema es que el fallo de un solo LED puede afectar a toda la cadena. Hoy en día la mayoría de los fabricantes de HBLEDs colocan un diodo en anti-paralelo para evitar la caída de la conexión serie.

Si la misma cadena de LEDs se conecta como varias cadenas en paralelo, el problema principal es que todas las ramas deben tener la misma corriente, en [38-40] se presentan algunas propuestas para equilibrar la corriente a través de cada rama.

1 - Introducció

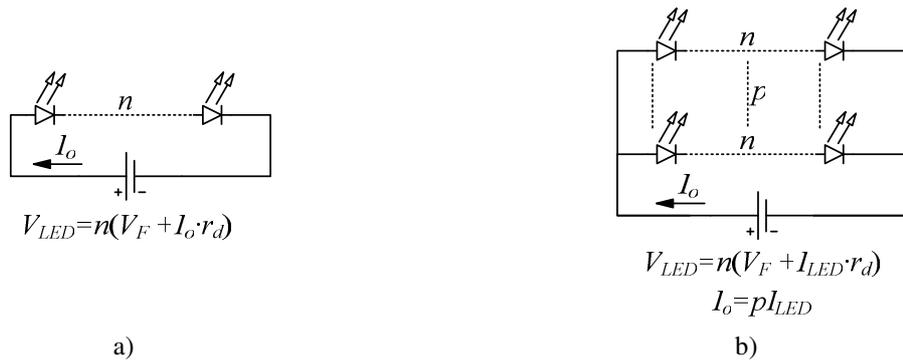


Fig. 1.5 Diferentes formas de conexió de LEDs a) única rama en serie de n LEDs, b) p ramas en paralelo de n LEDs en serie

1.2.3.2. Técnicas de Driving

La rápida respuesta de los LEDs también tiene su parte positiva, ya que la luz emitida o flujo lumínico (ϕ) depende del valor medio de corriente que circule por ellos [14]; de esta forma, se puede controlar la luz emitida en función de esta variable ya sea por control de la corriente de la carga (modulación analógica: AM), o por modulación de ancho de pulso (PWM), ya que la luz percibida será el valor medio de esta señal (Fig. 1.6). En este segundo, caso la frecuencia de trabajo deberá ser de varios kHz de manera que el ojo humano pueda filtrar esta frecuencia y de esta forma evitar los efectos del flickering. Según se explica en [32] el color de la emisión de luz depende de la corriente de pico, por lo que al utilizar un control PWM, se mantiene estable el color del LED. Sin embargo, esta variación de color queda encubierta con la dimmerización

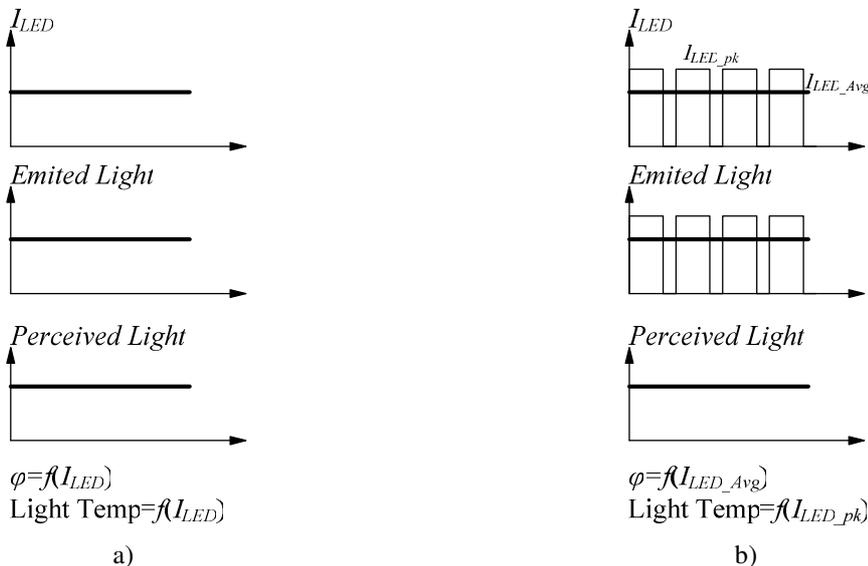


Fig. 1.6 Técnicas de conducción: a) AM, modulación analógica, b) PWM; ambas consiguen la misma luz percibida por el ojo humano, pero con diferentes temperaturas de color.

1.2.3.3. Flujo Lumínico

En cuanto al estudio sobre el flujo lumínico (ϕ), las hojas de datos aportadas por los fabricantes (como Cree [12], Philips [41], Osram, y otras) presentan una característica bastante lineal en función de la corriente, sin embargo varias investigaciones como [41-43] ha observado una disminución del flujo lumínico con el aumento de la temperatura [44]. De esta forma se establece una relación entre flujo lumínico, potencia (P), y temperatura; así pues se presenta una aproximación del flujo lumínico en la zona de alta potencia, a una función cuadrática $\phi = \phi(-P^2)$, esto puede verse en las gráficas de la Fig. 1.7 presentadas en [41]. A pesar de este estudio las firmas Cree y Philips presentan una relación casi lineal entre flujo lumínico y corriente según se muestra en las Fig. 1.8a y Fig. 1.8b respectivamente.

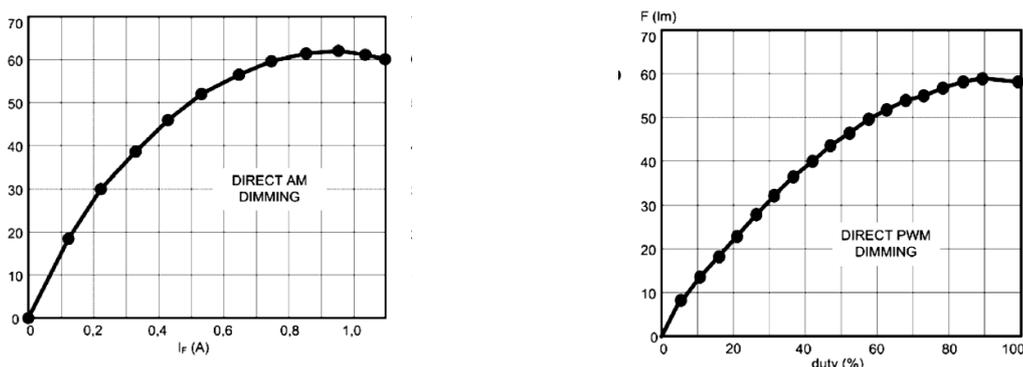


Fig. 1.7 Flujo lumínico Vs. Corriente trabajando en modo a) AM, b) PWM @ 400 Hz, para los Lumileds LXX2-PW14-T00 de Philips [41].

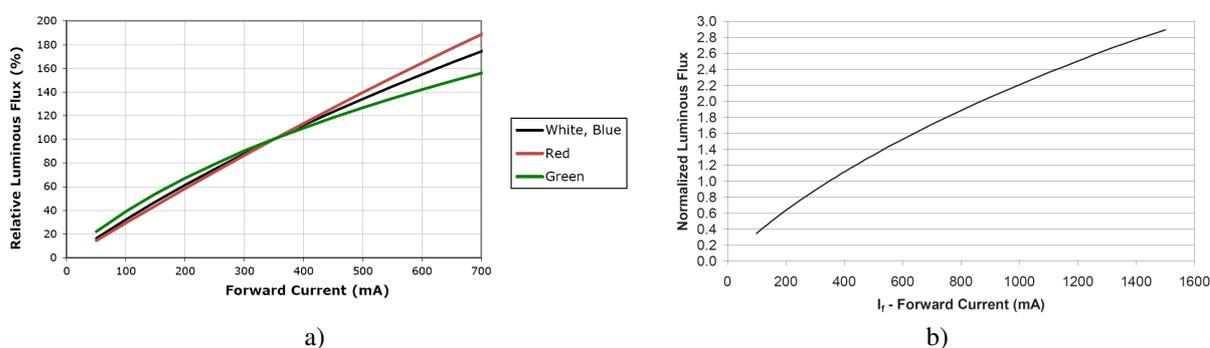


Fig. 1.8 Flujo lumínico Vs. Corriente para los HBLEDs: a) Xlamp, MC-E Cool White-M de Cree Inc. [12], y b) Lumileds LXX2-PW14-T00 de Philips [13].

1.2.3.4. Flickering

Teniendo en cuenta la característica tensión-corriente (V-I) de los LEDs, su rápida respuesta dinámica, y que su flujo lumínico es proporcional a la media de la corriente que circula por los LEDs; se presenta un inconveniente (en comparación con las lámparas halógenas) ya que si la corriente utilizada para alimentar los HBLEDs, se ve afectada por una onda de baja frecuencia (2 veces 50 o 60 Hz), esta ondulación no va a ser filtrada por el dispositivo diodo y va a presentarse en la luz emitida. Este parpadeo es bien conocido y denominado Flickering [45]. En referencia a este fenómeno el grupo de estándares sobre la iluminación LED del IEEE ha creado el informe público 'IEEE PAR1789' donde se presentan los efectos biológicos debido al parpadeo en estas nuevas tecnologías. Un resumen de este

1 - Introducció

informe se detalla en [46, 47]. El porcentaje de flicker o modulaci3n viene dado por la siguiente ecuaci3n

$$Mod\% = 100 \frac{Max - Min}{Max + Min} \quad (1.1)$$

donde Max/Min representan el m3ximo/m3nimo medido de intensidad de luz de la l3mpara. De la definici3n (1.1), puede verse que $Mod\%$ est3 acotado siempre entre 0 y 100. Como referencia, las l3mparas fluorescentes compactas (CFL) de alta frecuencia suelen tener un $Mod\%$ menor al 10%, mientras que la de las l3mparas fluorescentes con balastos magn3ticos se presentan en el entorno de 25 a 50% [46].

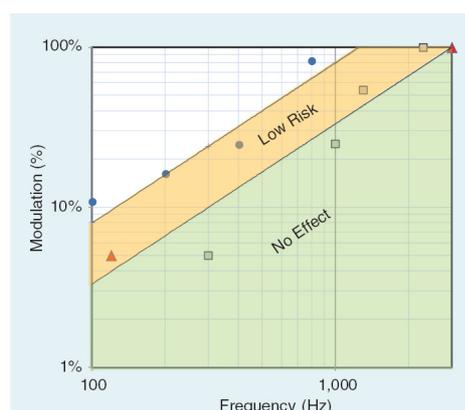


Fig. 1.9 Efectos del flickering sobre la visi3n humana en funci3n de frecuencia de parpadeo y modulaci3n; se observan tres zonas: sin efecto, de bajo riesgo, riesgo separadas por las líneas $Mod=0.0333f_{flick}$ y $Mod=0.08f_{flick}$ respectivamente [47].

Por otra parte es interesante observar que en (1.1) no existe dependencia con la frecuencia de parpadeo, aunque se sabe que es un par3metro importante en la seguridad humana. La obtenci3n de las zonas de bajo riesgo y nivel sin efecto presentadas en [47] pueden verse en la Fig. 1.9, en este articulo adem3s se comenta que durante un movimiento r3pido de la visi3n, el parpadeo puede ser visto como un rastro de luces, incluso con frecuencias de parpadeo de hasta 2 kHz.

1.2.4. NORMATIVAS SOBRE EL CONTENIDO ARM3NICO

El uso de cargas no lineales conectadas al sistema el3ctrico es algo cada d3a m3s habitual. Durante los 3ltimos a3os ha crecido la preocupaci3n debido a que la forma de onda de corrientes y voltajes en fuentes y buses se ha corrompido por la aparici3n de corrientes arm3nicas en los sistemas el3ctricos de potencia. Esto es consecuencia, principalmente, de la introducci3n masiva de la electr3nica de potencia en las redes industriales, por otro lado tambi3n hacen su aporte las maquinas con sus regulaciones, instalaciones de ordenadores y equipos electr3nicos de control en general (Fig. 1.10).

1 - Introducción

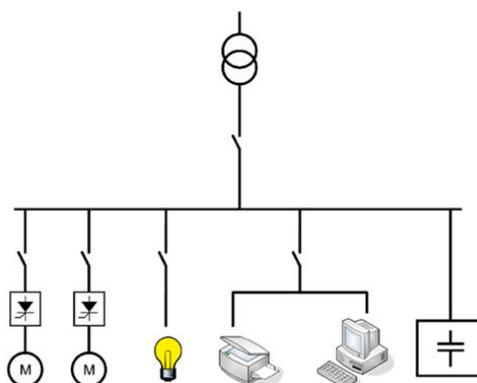


Fig. 1.10 Diagrama unifilar de un sistema de distribución con cargas lineales, no lineales y capacitivas.

Los convertidores de potencia son una de las cargas no lineales cada día más utilizadas. Estas cargas no lineales cambian la naturaleza sinusoidal de la corriente de alimentación (y en consecuencia la forma de la tensión), ya que su impedancia no es constante en función de la tensión. Esto da lugar a la introducción de corrientes armónicas en el sistema que puede causar interferencias con otros equipos.

Ante esta situación ha sido indispensable aplicar medidas que conlleven a mantener los sistemas eléctricos con una calidad de energía adecuada. La idea de la utilización de normas que limiten los contenidos armónicos en los sistemas eléctricos se debe a la necesidad de controlar la distorsión de corriente y tensión de un sistema eléctrico, de forma tal que los elementos asociados a esta red puedan operar satisfactoriamente, sin ser dañados. De esta forma se puede asegurar a los usuarios una fuente de alimentación de calidad aceptable; asimismo se previene que el sistema eléctrico interfiera en la operación de otros sistemas (protección, medición, comunicación y/o informática), se limita el nivel de distorsión que un elemento puede introducir a la red, etc. A raíz de esto, han surgido las normas y recomendaciones como IEEE Std. 519, IEC 61000-3-2 y EN 61000-3-2 que se detallan en [48, 49], aplicables a los distintos equipos eléctricos.

Las normas y recomendaciones [48, 49] realizan una clasificación aplicable a los distintos equipos eléctricos según cuatro clases que se encuentran perfectamente descritas en ellas. Los criterios de clasificación son los siguientes:

- Cantidad de elementos utilizados por los consumidores
- Horas de funcionamiento
- La simultaneidad del uso
- El consumo de energía
- Espectro de armónicos, incluyendo fase

Luego de tomar en consideración todos los criterios anteriores, se clasifican según la TABLA 1.1.

Según las clases descritas, las restricciones de cada grupo se presentan en la TABLA 1.2. Se ha particularizado una clase para equipos de iluminación (IEC61000-3-2 clase C) que es una de las más restrictivas, y es la clase donde se ubica la aplicación tratada en esta tesis.

1 - Introducci3

TABLA 1.1 CLASIFICACI3 DE EQUIPOS ELÉCTRICOS SEGÚN LOS ESTÁNDARES IEC 61000-3-2 2005 [48, 49].

Clase A	Equipos trifásicos equilibrados. Electrodomésticos, excluyendo los equipos identificados por la clase D. Herramientas, excluyendo herramientas portátiles. Dimmers para lámparas incandescentes. Equipo de audio. Todo lo demás que no está clasificado como B, C o D.
Clase B	Herramientas portátiles Equipos de soldadura de arco, no profesionales.
Clase C	Equipos de iluminaci3.
Clase D	Los ordenadores personales y monitores de computadoras personales. Receptores e televisi3. Nota: El equipo debe tener el nivel de potencia entre 75 y 600W.

TABLA 1.2 LIMITE DE ARM3NICOS ADMITIDOS SEGÚN LOS ESTÁNDARES IEC 61000-3-2 2005 [48, 49]

Harmonics [n]	Class A [A]	Class B [A]	Class C [% of fund]	Class D [mA/W]
Odd harmonics				
3	2.30	3.45	30 x λ	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
15 ≤ n ≤ 39	0.15 x 15/n	0.225 X 15/n	3	3.85/n
Even harmonics				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
8 ≤ n ≤ 40	0.23 x 8/n	0.345 x 8/n	-	-

1.3. SISTEMAS PARA EL PROCESADO DE POTENCIA

El procesamiento de energí es un campo técnico, cuyo principal objetivo es reducir al mínimo la pérdida de energí en la transformaci3 de una forma de energí eléctrica en otra de acuerdo con una determinada seál de control [50].

Las funciones básicas en el procesamiento de potencia son: regulaci3 de tensi3, adaptaci3 de impedancia, asociaci3 con otros procesadores de potencia, generaci3 de

1 - Introducción

señales de potencia variable en el tiempo mediante el seguimiento de señales de referencia, etc.

Los convertidores conmutados DC-DC se presentan como con bi-puertos, donde pueden destacarse un puerto de entrada, un puerto de salida, y el bloque de control (Fig. 1.13). La etapa de control permite procesar la potencia de entrada de manera que se pueda obtener la potencia deseada en la salida. Dentro de los convertidores DC-DC se presentan topologías capaces de elevar, reducir, y elevar-reducir la tensión de entrada como los convertidores tipo boost, buck, y buck-boost, respectivamente.

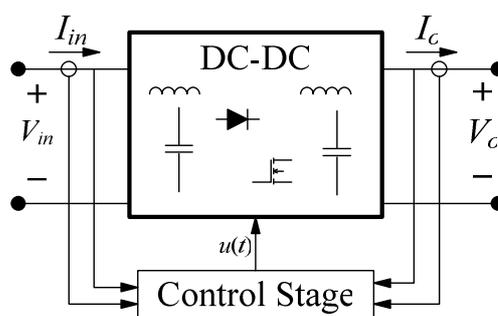


Fig. 1.11 Diagrama de bloques de un convertidor conmutado DC-DC.

Estos convertidores están formados por conmutadores y elementos reactivos (inductores y condensadores); estos últimos juegan un papel importante, ya que idealmente no consumen energía y además permiten suavizar el comportamiento pulsante originado por la acción de conmutación. En cuanto a los elementos conmutadores son dispositivos semiconductores que presentan dos estados (ON/OFF). Cuando el conmutador se encuentra en estado OFF, la corriente a través de él es nula, con lo que la pérdida de energía también será nula. Cuando el conmutador está en estado ON, idealmente, la caída de tensión sobre sus bornes también será nula, de esta forma tampoco existen pérdidas en este estado. Así pues, idealmente, pueden ser considerados como dispositivos sin pérdidas aunque en la realidad en estado ON presentan una mínima caída de tensión que provoca una pequeña pérdida de energía. Por otra parte se deben sumar las pérdidas por conmutación. Aun así, sumando todas estas pérdidas, más las no idealidades de los inductores y condensadores los convertidores conmutados son circuitos de alta eficiencia.

1.3.1. CONVERTIDORES CONMUTADOS

Actualmente y desde hace varios años, las aplicaciones de los convertidores DC-DC han ido incrementándose debido a la evolución de los sistemas electrónicos y sus necesidades de disponer de reguladores de tensión eficientes para diferentes tipos de carga. Las aplicaciones van desde equipos de telecomunicación, informática, fuentes de energía renovable, hasta iluminación.

Concretamente, los convertidores DC-DC son etapas que entregan un voltaje de salida continuo regulado $V_o(t)$ con una magnitud mayor o menor que el voltaje de entrada no regulado $v_g(t)$. En cuanto a la polaridad, puede estar invertida o no según la topología de convertidor utilizada. Los convertidores conmutados DC-DC son circuitos electrónicos de potencia utilizados con el propósito de adaptar fuentes de energía continua a determinados

1 - Introducció

requerimientos de carga en diferentes aplicaciones [51]. Las mínimas pérdidas en la conversión de potencia, hace que los convertidores conmutados sean una de las opciones más eficientes, ya que pueden proporcionar un alto rendimiento para tensiones de entrada y de salida diferentes. Sin embargo, estos sistemas exhiben dinámicas no lineales, debidas a la conmutación. Su estudio abarca un amplio campo del conocimiento que incluye la electrónica, métodos de modelado, sistemas dinámicos, y teoría de control. Entre algunas de las aplicaciones de estas etapas de conversión de potencia se encuentran: el manejo de fuentes de potencia AC-DC, manejo y control de máquinas eléctricas (motores), correctores de factor de potencia (PFC), manejo de luz en sistemas de iluminación, temperatura en sistemas de calefacción, etc.

Un pilar importante en este área ha sido la recopilación de los trabajos realizados por Ćuk y Middlebrook en el año 1981 [50], donde se detalla el modelado y el análisis de convertidores conmutados DC-DC. Otra parte del trabajo esta dedicada al convertidor de topología óptima o convertidor Ćuk, el cual es una estructura de convertidor conmutado DC-DC muy versátil. Esta estructura permite tanto elevar como reducir tensión de forma modular. Este convertidor junto con el SEPIC y el Sheppard-Taylor (ST) serán los empleados en este trabajo de investigación.

1.3.2. ELEMENTOS CANÓNICOS PARA EL PROCESADO DE POTENCIA

El procesamiento de potencia es un campo técnico, cuyo principal objetivo es maximizar la eficiencia en sistemas de transformación de energía de una forma a otra en función de ciertas señales de control. La arquitectura eléctrica de sistemas de procesamiento de energía puede ser modelada por medio de tres elementos canónicos ideales y analizados mediante las leyes que rigen la interconexión de bi-puertos [55]. Estos elementos canónicos son el transformador de continua, el girador de continua, y el resistor libre de pérdidas DC (LFR: Loos Free Resistor en ingles), todos los cuales pertenecen a una clase de circuitos ideales nombrados POPI (potencia de salida es igual a la potencia de entrada) [56].

El concepto de LFR fue introducido por S. Singer en [57, 58] y modelado en [56] por el circuito de la Fig. 1.12. Este bloque consiste en una red de dos puertos que pertenece a los circuitos caracterizados por el balance de potencia entre entrada y salida; así pues la potencia absorbida por la resistencia del puerto de entrada, se trasfiere al puerto de salida en forma de fuente de potencia.

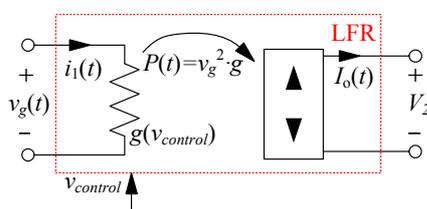


Fig. 1.12 Esquema ideal simplificado de un LFR.

El LFR como elemento canónico, se ha utilizado en diferentes contextos y aplicaciones durante los últimos años. Principalmente para la implementar funciones para el procesamiento de energía, tales como la corrección del factor de potencia (PFC), regulación de tensión y adaptación de impedancias [59]. Aunque existen otras técnicas, un método bien

1 - Introducció

conocido para la realizaci3n de un LFR es el control deslizante; esta forma de control se aplica en la mayor parte del desarrollo de esta tesis.

La sntesis de un LFR se presenta en [59, 60], este sistema requiere una estructura de conmutaci3n que garantice las siguientes relaciones en las variables de entrada y salida:

$$I_1 = g \cdot V_g \quad (1.2)$$

$$V_g I_1 = V_2 I_o \quad (1.3)$$

donde I_1 , I_o , V_g , y V_2 representan las variables promediadas de las variables instantneas mostradas en la Fig. 1.12; $g = 1/r$ representa la conductancia del puerto de entrada. Asf mismo, cumpliendo con (1.3) la potencia absorbida por g ser1 transferida al puerto de salida siendo igual a

$$p(t) = v(t)_g^2 \cdot g \quad (1.4)$$

1.3.3. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

En la mayorfa de las etapas de conversi3n AC-DC de bajo coste se utiliza un puente de diodos seguido de un condensador como filtro de salida. Aunque es la forma m1s simple y barata, esta soluci3n tiene grandes limitaciones cuando se tiene en cuenta el factor de potencia (PF) o la distorsi3n arm3nica total (THD).

Otra forma de corregir la deformaci3n en la se1al de corriente producida por la rectificaci3n es introducir un bloque "pre-regulador" para operar como PFC activo. Esto se logra colocando un convertidor DC-DC entre el puente diodos y el condensador (Fig. 1.13), de esta forma es posible obtener una etapa AC-DC con una buena calidad en la forma de onda de corriente de entrada i_{in} .

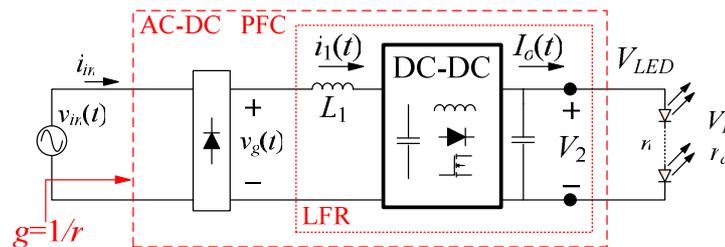


Fig. 1.13 Esquema simplificado de un bloque corrector de factor de potencia utilizando un LFR, basados en un convertidor DC-DC con caracterfstica de entrada resistiva $1/g$, una carga de n HLEDs.

Aplicando un control apropiado tal que la corriente i_{in} sea proporcional a la tensi3n de entrada v_{in} , el convertidor puede emular una carga resistiva en su puerto de entrada de forma que cumpla con (1.2). Por lo tanto se obtiene un factor de potencia unitario, y un desfase nulo entre i_{in} y v_{in} . Asf pues, el convertidor presenta un comportamiento tipo resistivo en su puerto de entrada, siendo g su conductancia de entrada. Adem1s, teniendo en cuenta la transferencia de potencia del convertidor, es posible aplicar el concepto de LFR. Asf pues, el convertidor se comportar1 como un LFR, con alto PF, y baja introducci3n de arm3nicos en la red.

En [61] y posteriormente [62, 63] se presenta un amplio detalle de estrategias de control y topologías que pueden ser utilizadas para este fin.

1.3.4. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES PARA ILUMINACIÓN CON LEDS

Es este apartado se realiza una clasificació esquemática según [14] con ventajas y desventajas de las diferentes tipologías de convertidores y/o fuentes para HBLEDs. Dicha clasificació se realizara en función del tipo de aplicació (AC o DC), aislamiento galvánico, topologías activas o pasivas, y numero de etapas; este esquema puede verse en la Fig. 1.14.

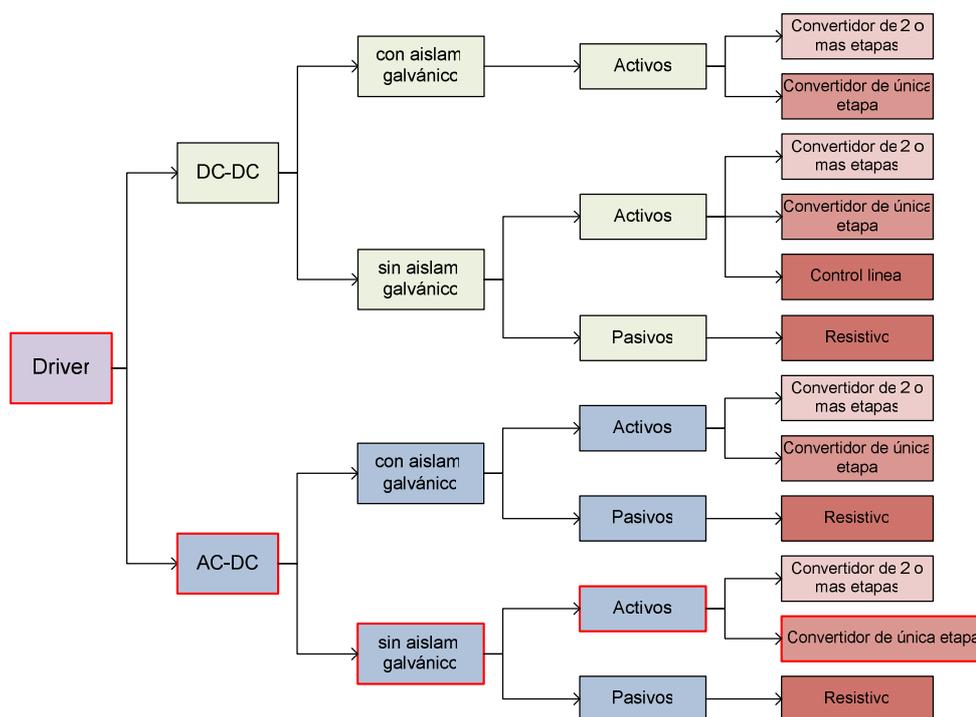


Fig. 1.14 Clasificació esquemática de convertidores según característica de entrada y cantidad de convertidores.

A. Topologías DC-DC

A.1. Sin aislamiento galvánico.

A.1.1. Topologías Pasivas: resistencia limitadora en cada rama

La forma más común y más utilizada (en señalización con LEDs) cuando se tiene una fuente de corriente continua es mediante una resistencia para limitar la corriente de los LEDs. Para el cálculo de esta resistencia se debe tener en cuenta el valor de la tensión de codo (V_F) de los LEDs. A pesar de que es la solución más simple y barata tiene una eficiencia muy baja y la corriente de la carga no está regulada, por lo que se ve afectada por las variaciones de la fuente. Solo es útil en aplicaciones de baja potencia como paneles de señalización; o en el caso de usarse para igualar corriente de varias ramas en paralelo.

A.1.2. Topologías Activas:

A.1.2.1. Regulador lineal:

Una forma de control de corriente puede realizarse mediante un transistor trabajando como una fuente de corriente, de manera que la corriente suministrada sea constante e independiente de la fuente de tensi3. Sin embargo, el transistor trabaja en zona activa lo cual produce una baja eficiencia en el sistema.

A.1.2.2. Convertidor de una etapa.

El desarrollo de los convertidores conmutados hace posible la regulaci3 de la carga con una baja disipaci3 de potencia (idealmente nula); lo que resuelve el problema de eficiencia planteado en los apartados anteriores a cambio de un coste mayor (Fig. 1.15a).

A.1.2.3. Convertidor de dos etapas.

Para aplicaciones de iluminaci3 basadas en LEDs alimentados con convertidores DC-DC, la topología de dos etapas tiene sentido s3lo cuando la tensi3 de entrada tiene un amplio rango de variaci3, y/o en el caso de usar una primera etapa como reguladora de tensi3 y las segundas para igualar las corrientes de varias cadenas de LEDs en paralelo. Como contrapartida siempre se presenta el coste, el tama3o del conjunto de convertidores, y el rendimiento ya que ambos convertidores deben tener buenos rendimientos para que el rendimiento del conjunto sea aceptablemente bueno.

A.2. Con aislamiento galvánico.

A.2.1. Activo.

En general el aislamiento galvánico es un requerimiento de la aplicaci3 o normativas, en el caso de conversi3 DC-DC este se requiere un transformador con un componente activo (Fig. 1.15b).

A.2.1.1. Convertidor de una etapa.

La principal diferencia en este caso es que la topología elegida tiene que incluir un transformador. Por otra parte, teniendo en cuenta una frecuencia de conmutaci3 del orden de los kHz, el tama3o del transformador no se considera un gran inconveniente.

A.2.1.2. Convertidor de dos etapas.

Una implementaci3 de dos etapas puede ser considerada para varias cadenas de LEDs en paralelo. En este caso la primera etapa utiliza un convertidor que regula la tensi3 de salida y las segundas etapas regulan las corrientes de cada rama (Fig. 1.15c).

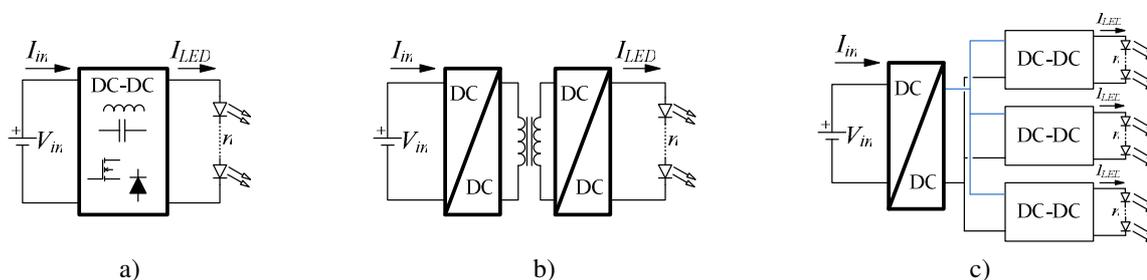


Fig. 1.15 Esquemas de convertidores DC-DC: a) simple etapa, b) doble etapa con aislamiento galvánico, c) doble etapa, las segundas etapas equilibran la corriente de carga.

B. Convertidores AC-DC

En este caso la principal diferencia es que las etapas de conversi3n est3n conectadas directamente a la l3nea (110 o 230 Vrms). Lo que crea la necesidad de un corrector de factor de potencia [64] en la entrada del sistema para cumplir con las normativas IEC61000-3-2, clase C (equipos de iluminaci3n) referidas a emisi3n de arm3nicos hacia la red [48, 49].

B.1. Sin aislamiento galv3nico.

B.1.1. Pasivos.

Una topolog3a muy utilizada en bajas potencias por su simpleza se realiza mediante la colocaci3n de un condensador en serie con el puente de diodos. La tensi3n en la salida del rectificador se reduce debido a la ca3da en este condensador serie. Esta opci3n no contempla la regulaci3n de la corriente de carga ni la correcci3n del factor de potencia, aunque es una soluci3n de bajo coste, presenta un rendimiento muy bajo.

B.1.2. Activos.

B.1.2.1. Convertidor de una etapa.

Se utiliza un convertidor DC-DC a la salida del puente de diodos que hace de corrector de factor de potencia (Fig. 1.16a), y el condensador de entrada es colocado a la salida del convertidor con el objeto de mantener constante la corriente de la carga. Si el convertidor, y m3s aun, el condensador de salida se diseñan adecuadamente el sistema no presenta problema de flickering. Sin embargo, el almacenamiento de energ3a se realiza a la tensi3n de la carga, con lo que el tamaño de este condensador, ser3 relativamente grande con respecto a los convertidores de dos o m3s etapas. Esto es un inconveniente ya que para las capacidades requeridas habitualmente se utilizan condensadores electrol3ticos, los cuales tienen una corta vida 3til comparada con la de los LEDs.

Dependiendo de los valores de tensi3n de entrada y salida, el convertidor utilizado ha de ser elevador, reductor, o elevador-reductor. En casos donde el sistema se diseña con el objetivo de hacer de PFC y/o de controlar la corriente de carga es posible utilizar un convertidor elevador-reductor como puede verse en [65]. En este caso el convertidor hace de PFC activo y controla la corriente de carga mediante un lazo adecuadamente lento [66, 67] para no distorsionar la corriente de entrada.

A pesar que hay muchas investigaciones sobre convertidores elevadores-reductores de 3nica etapa con control de la tensi3n de salida, se han encontrado pocos trabajos en la literatura relacionados con la utilizaci3n de estructuras 3nica etapa elevadoras-reductoras y con control de corriente de carga.

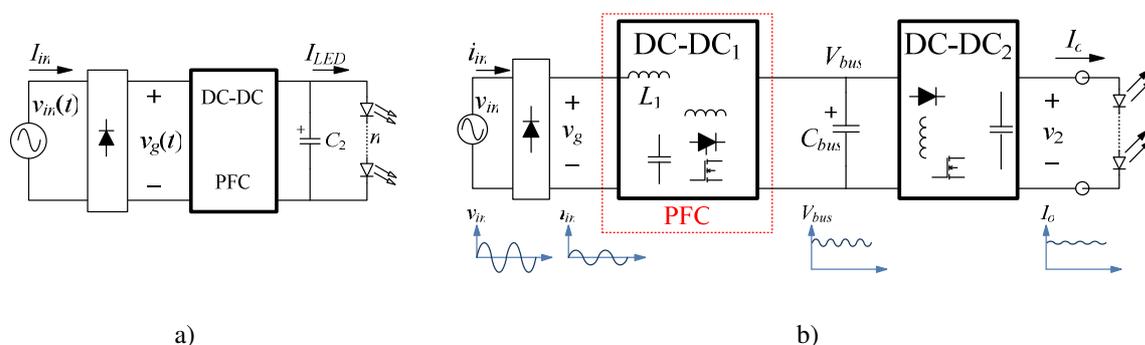


Fig. 1.16 Esquemas de convertidores AC-DC de: a) simple etapa, b) doble etapa.

B.1.2.2. Convertidor de dos etapas.

En topologías de dos o más etapas (Fig. 1.16b) las tareas de PFC y regulación de la corriente de carga se reparten entre las etapas utilizadas, con lo que cada una realiza una tarea, así pues la primera es la encargada de realizar la corrección de factor de potencia y la posterior controla la corriente de carga.

Como la carga esta conectada a la salida de la última etapa, la tensión de salida de la primer etapa V_{bus} puede ser elevada de tal forma que el almacenamiento de energía (requerido en los valles de la senoide) en C_{bus} se realiza a tensión elevada, y por lo tanto el condensador C_{bus} puede tener una capacidad reducida y no ser electrolítico; de esta forma no se reduce la vida útil del sistema. Como contra partida, se presenta el costo de este condensador no electrolítico de alta tensión C_{bus} .

La segunda etapa realiza el control de corriente de carga, de forma que puede evitar el rizado de baja frecuencia en la carga. Así pues, el filtro de salida solo deberá filtrar el contenido armónico de conmutación de la segunda etapa, lo cual se traduce en utilizar elementos reactivos de menor tamaño.

Las principales desventajas de esta topología son por un lado el costo por su elevado número de componentes y por otro su tamaño. En cuanto a la eficiencia; ya que cada convertidor está optimizado para una sola tarea pueden alcanzar altos valores, sin embargo la eficiencia del bloque completo viene dada por el producto de la eficiencia de ambos convertidores es decir

$$\eta_{total} = \eta_{etapa_1} \cdot \eta_{etapa_2} \quad (1.5)$$

En el caso de varias cadenas de LEDs en paralelo, es posible utilizar varias segundas etapas (una en cada cadena), lo que incrementa el costo y el tamaño.

B.2. Con aislamiento galvánico.

B.2.1. Pasivo.

En el caso de ser requerido, el aislamiento galvánico mediante un transformador de baja frecuencia no es viable debido al peso y volumen necesario incluso para bajas potencias.

B.2.2. Activo.

B.2.2.1. Convertidor de una etapa.

El aislamiento se realiza con un transformador de alta frecuencia a la salida del puente de diodos; lo que implica las mismas ventajas y desventajas presentadas anteriormente en la sección A.2.1.1 considerando el agregado del puente de diodos; o puede ser valorada de forma similar a la sección B.1.2.1, con el agregado de un transformador de alta frecuencia. De esta forma se presentan algún incremento en tamaño y costo.

B.2.2.2. Convertidor de dos etapas.

En esta topología es importante decidir dónde colocar el aislamiento galvánico. Se ha de tener en cuenta que con una alta tensión en la salida de la primera etapa, el almacenamiento de energía en C_{bus} , puede realizarse en ese punto a tensión elevada, así pues dicha capacidad será pequeña evitando el uso de condensadores electrolíticos adecuados, lo que implica el costo adicional del condensador no electrolítico de alta tensión C_{bus} . La segunda etapa será dedicada al control de corriente de carga. De la misma forma que en la sección anterior, la eficiencia de las etapas viene dada por (1.5).

Ademés, en los casos donde se utilizan varias ramas de LEDs en serie, se pueden utilizar segundas o terceras etapas para optimizar las utilidades y los rendimientos de cada bloque con el objetivo de mejorar la eficiencia del conjunto.

1.4. TIPOS DE CONTROLES

Como bien se conoce, los convertidores conmutados son sistemas de estructura variable, en los cuales la transferencia de la energía almacenada por sus elementos es transferida a la salida de forma cíclica, cambiando a su vez la configuraci3n topol3gica sucesivamente. Estos convertidores son sistemas no lineales y variantes en el tiempo, el uso de técnicas de control lineales no puede hacerse directamente. Para diseñar un sistema de control lineal utilizando técnicas clásicas de control, debe obtenerse el modelo en pequeña seña realizado mediante una linealizaci3n alrededor de un cierto punto de equilibrio del modelo promediado.

Por lo tanto, para el caso de topologías de única etapa, se puede modelar como (1.6), donde la variable $x(t)$ es el vector de las variables de estado del convertidor de orden n . El punto sobre el vector de estados se refiere sobre la derivaci3n con respecto al tiempo. La seña de control u es discontinua y puede tomar los valores cero o uno siendo los puntos de transici3n los que corresponden a los puntos de discontinuidad y por tanto a los cambios de estructura del convertidor.

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t) \cdot u \quad \text{donde } x \in R^n, u \in R, f \in R^n, g \in R^n \quad (1.6)$$

Los convertidores conmutados pueden ser controlados por diferentes técnicas de control. Algunas de estas técnicas se discutirán en las siguientes subsecciones.

1.4.1. CONTROL PWM A FRECUENCIA FIJA

Inicialmente, la noci3n de LFR se limit3 a ciertos convertidores ya que con el control PWM a frecuencia de conmutaci3n fija y trabajando en modo de conducci3n discontinua (DCM: Discontinuous Conduction Mode) [56], exhiben impedancia de entrada resistiva. En este caso los convertidores buck-boost, SEPIC y Cúk, se emplean como circuitos de PFC mediante la inclusi3n de un único lazo de control de tensi3n como se detalla en la Fig. 1.17a.

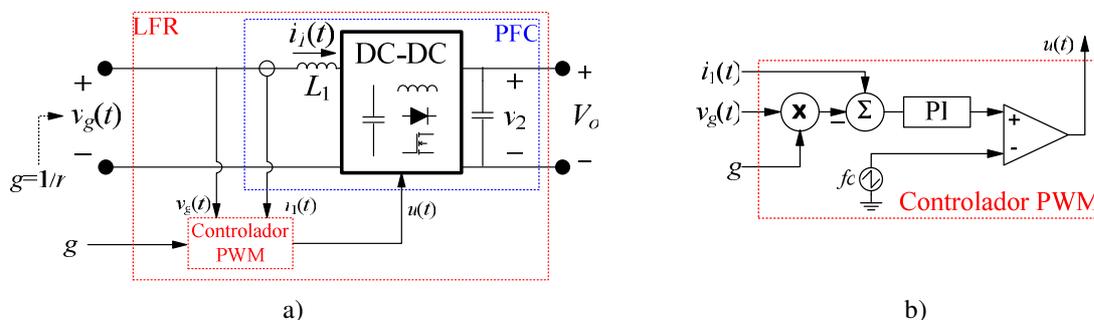


Fig. 1.17 Esquema ideal de: a) un convertidor conmutado trabajando como PFC controlado por PWM, b) controlador PWM.

Este control en convertidores que trabajan como PFC, se realiza segùn el esquema de la Fig. 1.17b, es decir, obteniendo el error entre la corriente de entrada $i_1(t)$, y la tensi3n de entrada $v_g(t)$ multiplicada por una ganancia g . Posteriormente este error se compara con una seña tipo diente de sierra de frecuencia constante (f_c), y de esta comparaci3n surge la seña binaria $u(t)$.

1.4.2. MODOS DE CONDUCCI3N (DCM, BCM, CCM)

Existen en los convertidores dos principales modos de operaci3n en estado estacionario: el CCM y el DCM. Para comprender mejor estos modos de operaci3n se utiliza a modo de ejemplo un convertidor boost.

Se dice que un convertidor trabaja en DCM ocurre cuando la corriente del inductor en estado estacionario del convertidor se anula durante un sub-período dentro del ciclo de conmutaci3n. Mientras que la operaci3n en CCM es cuando la corriente del inductor en estado estacionario del convertidor es diferente de cero durante el período completo T_c (siendo $T_c=1/f_c$). Ambos modos de conducci3n son mostrados en la Fig. 1.18a y Fig. 1.18c respectivamente. El caso limite entre ambos modos de funcionamiento se conoce como BCM (Boundary Conduction Mode) y se ilustra en la Fig. 1.18b.

En estas figuras puede observarse que el convertidor presenta dos cambios estructurales dentro de un periodo de conmutaci3n y por lo tanto se puede representar por medio de dos ecuaciones diferenciales lineales vectoriales. Sin embargo en modo DCM se presentan tres cambios estructurales de forma que el sistema debería representarse mediante tres ecuaciones diferenciales lineales vectoriales.

Cuando el convertidor es alimentado por una fuente senoidal rectificadora de onda completa, la corriente de entrada puede adoptar las formas de las Fig. 1.19a, b, c segùn sea el modo de conducci3n: DCM, BCM, o CCM respectivamente.

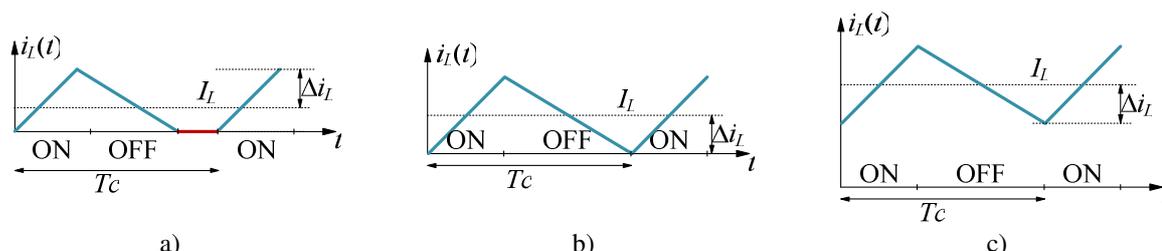


Fig. 1.18 Modos de conducci3n de un convertidor en a) DCM, b) BCM, c) CCM.

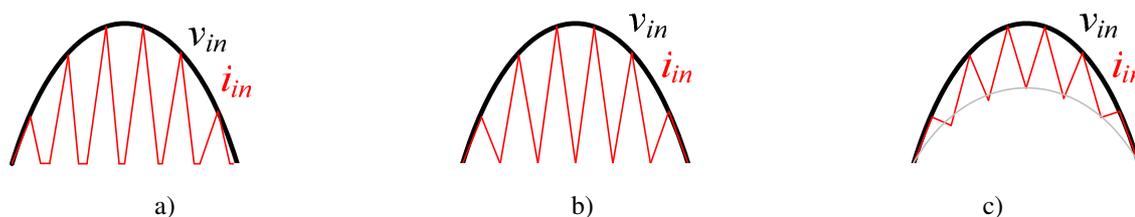


Fig. 1.19 Corriente y tensi3n de entrada de un convertidor en a) DCM, b) BCM, c) CCM.

1.4.3. INTRODUCCIÓN AL CONTROL EN MODO DESLIZANTE

Los sistemas de estructura variable están compuestos por varios subsistemas continuos y una ley de conmutación entre estos subsistemas. La acción de control que resulta de esta ley de conmutación es una función discontinua del estado del sistema.

El control en modo deslizante (Sliding Control Mode: SMC) inicialmente fue elaborado por varios investigadores en [68, 69], desde entonces el SMC se ha convertido en un método de control general aplicable a una amplia gama de tipos de sistemas, incluidos los sistemas electrónicos no lineales. Esencialmente, el SMC utiliza una técnica de control no lineal para forzar al sistema a alcanzar, y posteriormente permanecer en una superficie especifica dentro del espacio de estado; esta superficie se denomina superficie de conmutación o de deslizamiento.

Cuando el sistema dinámico alcanza la superficie de deslizamiento, bajo ciertas condiciones, éste puede ser descrito por un modelo de deslizamiento ideal (Ideal Sliding Model: ISD) que representa el comportamiento del sistema controlado [70]. La obtención del modelo deslizante tiene dos ventajas muy atractivas; la primera se refiere a la reducción de orden de la dinámica de la planta. En segundo lugar, la oscilación sobre la superficie de deslizamiento hace al sistema insensible a perturbaciones externas, lo cual le confiere una robustez ante dichas perturbaciones. El SMC puede aplicarse a sistemas de estructura variable como los descritos en (1.6).

Por ejemplo, dado un sistema de estructura variable, si existe un modo deslizante en un tramo de la superficie de deslizamiento (σ); entonces las trayectorias que tocan dicho tramo (superficie $s(x,t)=0$) permanecerán sobre él, una vez llegada a los extremos de σ podrían escapar de la superficie (Fig. 1.20) [71]. Este tramo se llama región de deslizamiento. En el caso de los convertidores conmutados se hace referencia a un conjunto de sub-sistemas (2 o más) continuos con una estrategia de conmutación apropiada. En un sistema de este tipo, se puede hablar de la existencia de modo deslizante en la superficie de discontinuidad de la estructura.

Para que exista de un modo deslizante en una superficie de discontinuidad (entre las dos estructuras del sistema), las trayectorias de estados a ambos lados de dicha superficie deben dirigirse hacia la superficie (Fig. 1.20b). Siendo la ley de control o lógica de conmutación correspondientes con los cambios de estructura del convertidor expresada por:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x,t) > 0 \\ 0 & \text{si } s(x,t) < 0 \end{cases} \quad (1.7)$$

La función $s(x,t)$ llamada función de conmutación, determina una superficie de conmutación de orden $n-1$ (siendo n el orden de la planta). Esta superficie se puede describir mediante la siguiente ecuación:

$$S = \{x \in R^n : s(x,t) = 0\} \quad (1.8)$$

Se dice que el convertidor está controlado en modo deslizante cuando se utiliza la ley de control (1.7) y hay una región σ donde existe un modo deslizante. Para garantizar la existencia de un régimen deslizante en σ , las proyecciones de los campos vectoriales pertenecientes a la función $s(x,t)$ y a su derivada temporal deben tener signos opuestos de manera que estos campos vectoriales apunten hacia la superficie para cada valor del control u ,

1 - Introducció

de esta forma las trayectorias tienden a S según (1.8). Estas condiciones de existencia se pueden expresar como

$$\begin{aligned} \dot{s}(x,t) < 0 & \text{ si } u = 1 \\ \dot{s}(x,t) > 0 & \text{ si } u = 0 \end{aligned} \tag{1.9}$$

de tal manera que $s(x,t) \cdot \dot{s}(x,t) < 0$. Así pues, el conjunto de puntos de S donde se cumple (1.9) será la región de alcanzabilidad o zona de atractividad del control deslizante.

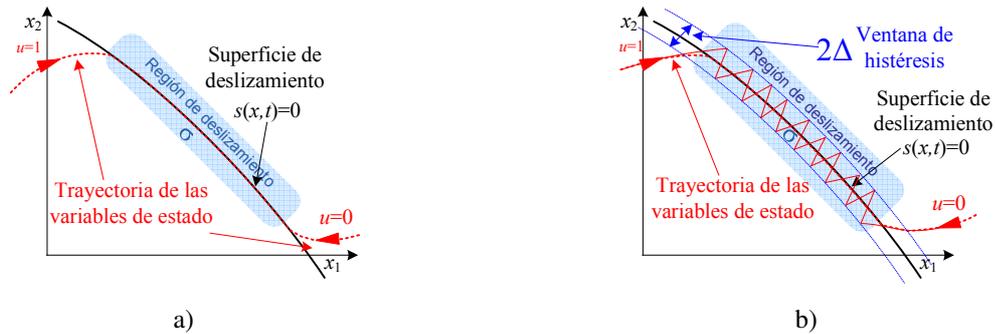


Fig. 1.20 Trayectorias de estados de un sistema de estructura variable: a) ideal, b) con histéresis.

El diseño del controlador en modo deslizante se realiza escogiendo una superficie de control que proporciona el comportamiento asintótico deseado cuando la dinámica del convertidor se ve forzada a evolucionar sobre la misma. Posteriormente se diseña el lazo de realimentación que dirige la dinámica del convertidor hacia la superficie y la mantiene sobre ella (Fig. 1.20).

1.4.3.1. Método del Control Equivalente

Este método permite obtener las condiciones de existencia de deslizamiento sobre la superficie de conmutación, y las ecuaciones de ISD del sistema en SMC.

Dada una superficie de control que se describe como (1.10) donde $x(t)$ corresponde al vector de estados, k corresponde a un vector de dimensiones apropiadas tal que determine las variables a utilizar en la función de conmutación $s(x,t)$; x_{ref} el valor de referencia de las variables determinadas por el vector k .

$$s(x,t) := k \cdot x(t) - x_{ref}(t) = 0 \tag{1.10}$$

Haciendo la derivada temporal de la función de conmutación (1.10), se llega a la condición de invarianza [72],

$$\dot{s}(x,t) = \frac{\partial s}{\partial x} \dot{x} - \dot{x}_{ref}(t) = 0 \tag{1.11}$$

Aplicada al sistema descrito por (1.6), se obtiene

1 - Introducció

$$\begin{aligned} \dot{s}(x,t) &= \frac{\partial s}{\partial x} (f(x,t) + g(x,t) \cdot u) - \dot{x}_{ref}(t) = 0 \\ \dot{s}(x,t) &= \langle \nabla s(x), (f(x,t) + g(x,t) \cdot u) \rangle - \dot{x}_{ref}(t) = 0 \end{aligned} \quad (1.12)$$

donde la notaci3n $\langle a, b \rangle$ indica el producto escalar de a y b , y ∇ representa el operador gradiente. Luego, sustituyendo la variable discreta u por la variable continua $u_{eq}(x,t)$, se obtiene la ley de control equivalente que describe el comportamiento del sistema sobre la superficie de deslizamiento, donde tiene lugar en promedio la dinámca del sistema.

$$u_{eq}(x,t) = \frac{\dot{x}_{ref}(t) - \langle \nabla s, f(x,t) \rangle}{\langle \nabla s, g(x,t) \rangle} \quad (1.13)$$

De (1.13) se deduce una condici3n necesaria para la existencia de u_{eq} , dicha condici3n se expresa en (1.14), y se la conoce como condici3n de transversalidad [72]

$$\langle \nabla s(x), g(x,t) \rangle \neq 0 \quad (1.14)$$

Lo que significa que $g(x,t)$ no puede ser tangente a la superficie de conmutaci3n (debe ser transversal a la superficie) para garantizar que el sistema se encuentra dentro de la regi3n de deslizamiento (Fig. 1.21).

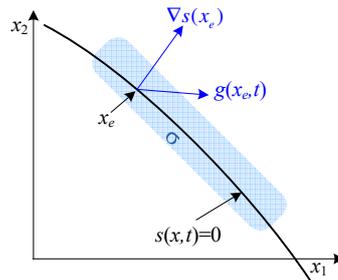


Fig. 1.21 Representaci3n geométrica de los vectores $\nabla s(x_e)$, y $g(x_e,t)$.

Se ha de tener en cuenta que este control equivalente (1.13) est3 limitado por los valores m3ximo y m3nimo de u , es decir

$$0 \leq u_{eq}(x,t) \leq 1 \quad (1.15)$$

Mediante la sustituci3n de la expresi3n de u_{eq} obtenida en (1.13), en las desigualdades (1.15) se llega a las condiciones de existencia de modo de deslizamiento.

1.4.3.2. Dinámca Ideal Deslizante

Teniendo una regi3n de deslizamiento, se puede utilizar el control equivalente para encontrar las ecuaciones equivalentes en ISD. El procedimiento consiste en sustituir el control equivalente (1.13) en las ecuaciones del sistema original (1.6), resultando en

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x,t) + g(x,t) \cdot u_{eq}(t) \\ s(x,t) &= 0 \end{aligned} \tag{1.16}$$

con orden $n-1$, siendo n el orden del sistema.

1.4.3.3. Limitaci3 de la Frecuencia de Conmutaci3

Si el sistema descrito en (1.16) esta sujeto a la ley de control expresada en (1.7) entra en r3gimen deslizante bajo las condiciones que lo favorecen, tendr3 idealmente una frecuencia de conmutaci3 infinita sobre la superficie de conmutaci3. Por lo tanto, para una implementaci3 donde la frecuencia de conmutaci3 quede acotada en m3rgenes de trabajo admisibles, se ha de utilizar una l3gica de conmutaci3 siguiente [71]

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x,t) \geq +\Delta \\ 0 & \text{si } s(x,t) \leq -\Delta \end{cases} \quad \text{con } \Delta > 0 \tag{1.17}$$

donde Δ es el ancho de una ventana que representa el entorno de la superficie por donde el sistema opera en r3gimen deslizante. Esta l3gica de conmutaci3 se puede implementar de varias formas; en este estudio se ha realizado mediante el esquema presentado en la Fig. 1.22, de esta forma la frecuencia de conmutaci3 del sistema es finita, y por lo tanto el sistema puede realizarse experimentalmente.

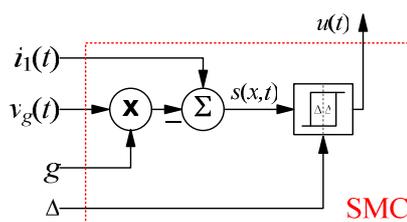


Fig. 1.22 Diagrama de bloques del SMC con de hist3resis para realizar un LFR de conductancia g .

Por otra parte es posible observar que u no esta definido cuando $s(x,t) < \Delta$, en este caso se plantea que u mantenga el valor que ten3 la 3ltima vez que $|s(x,t)| = \Delta$, de esta forma se dice que el control tiene hist3resis. Puede observarse adem3s que escogiendo un valor de Δ suficientemente pequeo, la ley de control (1.17) pasa a tener la forma (1.7) que hace referencia a la din3mica ideal deslizante mencionada anteriormente. As3 pues se puede observar que la frecuencia de conmutaci3 del sistema depender3 principalmente del ancho de la ventana (Δ): cuanta m3s pequea sea la ventana, m3s alta ser3 la frecuencia de conmutaci3 y viceversa; adem3s depende tambi3n de otros par3metros del sistema.

1.4.3.4. R3gimen Cuasi-Estacionario

Considerando que la fuente de alimentaci3 del sistema puede tener variaciones lentas en relaci3 a la frecuencia de conmutaci3, se har3 uso de la aproximaci3 cuasi-est3tica [73-76].

Para el caso de los convertidores que se estudiaran m3s adelante, su frecuencia de conmutaci3 ronda las 100 kHz, mientras que la frecuencia de la l3nea (50 o 60 Hz) es significativamente inferior. De esta forma puede considerarse constante durante varios

períodos de conmutació consecutivos. Así pues, dicha tensió, y por consiguiente el punto de equilibrio, el control equivalente y demás parámetros que habitualmente se consideran en régimen estacionario pueden ser parametrizados en funció de $\theta = \omega t$.

Así pues, teniendo una tensió de entrada rectificada de onda completa, es decir $v_g(\theta) = V_{peak} |\sin(\theta)|$, el rango completo de variació de θ será $(0, \pi/2)$, consecuentemente, todas las variables mencionadas serán parametrizadas y evaluadas dentro de este entorno.

1.4.3.5. Determinació de la Frecuencia de Conmutació

A partir de la implantació de esta ventana de histéresis, la frecuencia de conmutació y el ciclo de trabajo (D : duty cycle) varían en funció de diferentes parámetros (tensió de entrada, y ancho de la ventana de histéresis, valores de los componentes, etc.). En este apartado, se realiza un estudio basado en la aproximació cuasi-estática, comentada anteriormente, para determinar los valores cuasi-estacionarios de la frecuencia de conmutació de los convertidores.

Asumiendo el funcionamiento en SMC y siendo Δ el ancho de la ventana de histéresis, se pueden describir las formas de onda de la funció de conmutació $s(x,t)$ como señales triangulares tal como se representa en la Fig. 1.23 donde f_c representa la frecuencia de conmutació y puede expresarse según la ecuación (1.18) [77].

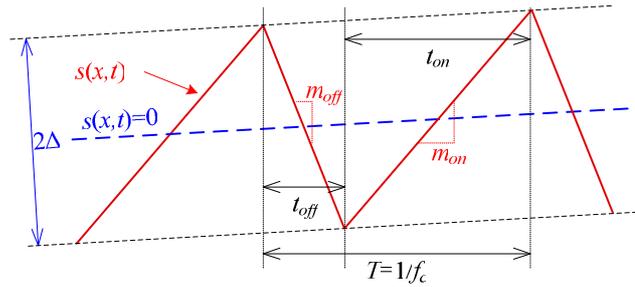


Fig. 1.23 Frecuencia de conmutació (f_c) en CCM en estado estacionario.

$$f_c = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{1}{2\Delta} \frac{m_{on} \cdot m_{off}}{m_{on} + m_{off}} \quad (1.18)$$

donde t_{on} y t_{off} representan la duració de los intervalos de conmutació; siendo $u = 1$ para el estado ON, y $u = 0$ para el estado OFF; $T = t_{on} + t_{off}$, m_{on} y m_{off} son las pendientes de subida y bajada respectivamente de la señal $s(x,t)$. Las pendientes de la señal $s(x,t)$ pueden deducirse de las siguientes expresiones

$$\begin{aligned} m_{on} &= \nabla s(x) \cdot \dot{x} \Big|_{u=1} \\ m_{off} &= -\nabla s(x) \cdot \dot{x} \Big|_{u=0} \end{aligned} \quad (1.19)$$

luego sustituyendo (1.19) en (1.18) la frecuencia de conmutació puede expresarse según:

$$f_c = \frac{1}{2\Delta} \frac{\nabla s(x) \cdot \dot{x} \Big|_{u=1} \cdot \nabla s(x) \cdot \dot{x} \Big|_{u=0}}{\nabla s(x) \cdot \dot{x} \Big|_{u=0} - \nabla s(x) \cdot \dot{x} \Big|_{u=1}} \quad (1.20)$$

De esta forma se puede obtener una expresi3n de la frecuencia de trabajo del sistema en funci3n de las variables del mismo. Los casos particulares referidos a los convertidores utilizados se plantearán en los análisis respectivos.

1.5. ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Esta tesis se desarrolla entorno a los HBLEDs de la firma “Cree, Inc”, específicamente el LED del grupo “Xlamp, MC-E”: “Cool White - M” (Fig. 1.4b.); este LED se ha seleccionado por su alta eficiencia sobre los demás. Su característica V-I ha sido extraída de su manual [12] y se muestra en la Fig. 1.4. De de estas curvas se han extraído los datos característicos que serán de utilidad para modelar la carga a colocar en el circuito diseñado. Los datos más importantes son la resistencia dinámica ($r_d = 0,81 \Omega$) y la caída de tensi3n en directa ($V_F = 2.8 \text{ V}$).

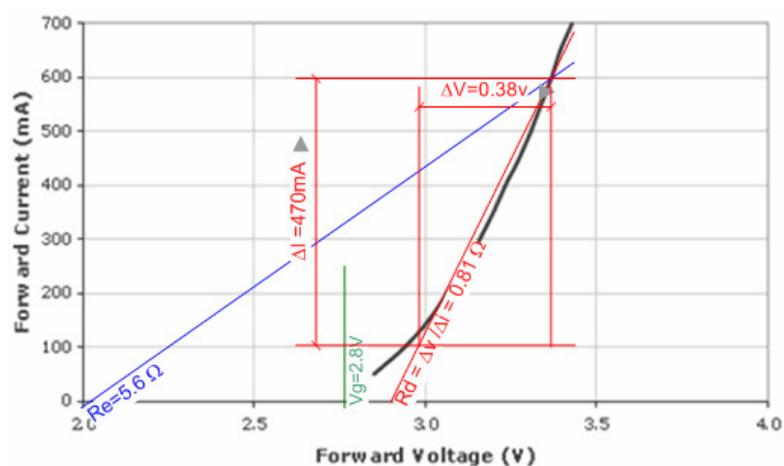


Fig. 1.24 Característica tensi3n-corriente del HBLED Xlamp, MC-E, Cool White-M de “Cree, Inc” [12].

Adicionalmente, según las especificaciones del fabricante, el punto de operaci3n óptimo viene determinado por una corriente continua de valor típicamente 350 mA, hoy en día este valor se ha adoptado como punto de funcionamiento por muchos otros fabricantes. Así mismo, la caída de tensi3n en directa se sitúa en un intervalo entre 2.5 V y 4 V.

Por lo tanto en una cadena serie la tensi3n se puede expresar de la siguiente forma

$$V_{LED} = V_F + I_o r_d \quad (1.21)$$

donde $r_d = n \cdot r_d'$ y $V_F = n \cdot V_F'$, siendo n el número de HBLEDs en serie, r_d' la resistencia dinámica, y V_F' la caída de tensi3n en directa de cada elemento de la cadena.

Teniendo en cuenta estos valores se puede decir que en la mayoría de las aplicaciones donde no se exceda de unos 50 W aproximadamente (aplicaciones domesticas o comerciales), la tensi3n de la carga será inferior al valor de pico de la tensi3n de entrada (Fig. 1.25); estos valores de potencia puede conseguirse agrupando unos diez HBLEDs de los seleccionado en este estudio. Así pues la etapa AC-DC a utilizar ha de ser elevador-reductor.

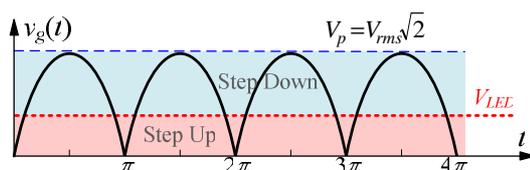


Fig. 1.25 Forma de onda de entrada a una etapa AC-DC y tensión requerida por la carga V_{LED} .

Sobre los valores admisibles de THD en el puerto de entrada del convertidor se han de considerar las restricciones planteadas por la normativa EN61000-3-2 [48, 49].

El rizado de la corriente de salida tendrá una frecuencia del doble de la frecuencia de línea. En convertidores de única etapa este rizado solo puede ser filtrado por el condensador de salida, así pues se deberán usar condensadores electrolíticos.

Teniendo en cuenta un diseño adecuado del convertidor, el rizado de conmutación deberá ser atenuado por los elementos reactivos intermedios; por lo que, en el puerto de salida del convertidor dicho rizado será despreciable frente al rizado del doble de la frecuencia de línea.

Otro factor a tener en cuenta hace referencia a la posibilidad de la variación del flujo lumínico (dimmerización) que viene determinado por la corriente que circula por el grupo de HBLEDs tal como se ha descrito en la sección 1.2.3.3. El control de esta variable puede hacerse teniendo en cuenta que la dinámica de la carga afecta a la dinámica de la corriente de entrada, con lo cual existe una 'solución de compromiso' [66, 67], entre la velocidad de respuesta y la 'deformación' de la corriente de entrada. En este tipo de aplicaciones los tiempos de respuesta pueden ser lo suficientemente grandes (en el orden de los 100 ms.) como para que el convertidor pueda variar la corriente de carga sin afectar a la forma de onda de la corriente de entrada y consecuentemente continuar trabajando como corrector de factor de potencia con elevado factor de potencia.

1.6. OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS

A pesar de todas las ventajas mencionadas sobre los HBLEDs, para que se postulen en la sustitución de los tipos de iluminación tradicionales, estos dispositivos presentan determinados inconvenientes que deben ser superados. En primer lugar, teniendo en cuenta que su comportamiento, según la equivalencia Thevenin-Norton, se puede decir que son fuentes de tensión en serie con una resistencia, por lo tanto, es necesario emplear algún tipo de dispositivo para regular esa corriente. Por otra parte, la alta eficiencia de los HBLEDs sólo se logra si son alimentados bajo estrictas condiciones de funcionamiento, que incluyen el control de la corriente continua que circula por ellos, y consecuentemente bajo una temperatura de trabajo adecuada. Por todo ello, el diseño de fuentes de alimentación para los HBLEDs es, en la actualidad, un campo de investigación en plena efervescencia.

Adicionalmente, su masiva utilización en los mercados residenciales, comerciales e industriales hace que estos dispositivos necesiten ser adaptados a una tensión de línea estándar (230 V_{rms}-50 Hz). La etapa AC-DC necesaria para ello debe tener un factor de potencia elevado, típicamente superior al 90%. Además debe cumplir con la normativa EN61000-3-2 [48, 49] relacionada con el contenido armónico inyectado a la red de distribución eléctrica. En cuanto a la tensión de salida de la etapa de conversión, ésta viene determinada por el número

1 - Introducción

de HBLEDs en serie, lo cual en general, es menor a la amplitud de la tensión de línea. Otro aspecto importante relacionado con su masificación se refiere al costo, ya que el número de puntos de luz utilizados hoy en día alcanzan cifras astronómicas. Por tanto, se hace necesario buscar topologías que permitan conseguir la correcta alimentación de las lámparas HBLEDs a un costo reducido, tanto a nivel de la luminaria como de su posterior instalación.

Otro punto de interés lo representa la vida útil del equipo de iluminación. Puesto que los diodos HBLEDs presentan una vida útil muy alta (50.000 horas), resulta muy importante que la vida del sistema de alimentación sea similar. Esto trae la problemática de la limitación de la corriente del LED en función de su temperatura, o incluso, en la reducción del valor de los condensadores electrolíticos en la etapa de potencia ya que su vida útil es más reducida.

En este contexto, esta investigación plantea como objetivo el diseño e implementación de un sistema de alimentación AC-DC basado en un convertidor de tipo elevador-reductor de única etapa para regular la corriente de alimentación de un conjunto de HBLEDs conectados en serie. Este sistema de alimentación o driver deberá tener la capacidad de mantener constante el flujo lumínico de los HBLEDs y permitir la dimmerización en un amplio rango de valores de corriente. Simultáneamente, el sistema deberá mantener lo más bajo posible el nivel de armónicos introducidos a la red de corriente alterna.

Asimismo, mediante esta investigación se pretende demostrar la viabilidad en la aplicación del control en modo deslizante para la imposición de un comportamiento como LFR en convertidores de tipo elevador-reductor de orden elevado en los que se pretenda simultáneamente regular la corriente de salida. En este sentido, esta técnica de control no lineal presenta ciertas características, como son la reducción de orden del sistema, la simplicidad de implementación y la robustez frente a las variaciones paramétricas, que pueden resultar determinantes para cumplir con todas las especificaciones del sistema.

La organización del resto del documento se detalla a continuación: en el Capítulo 2 se presenta en detalle el diseño de un LFR basado en tres convertidores de tipo elevador-reductor, Cuk, SEPIC y Shepard-Taylor, para alimentar una carga de HBLEDs. El Capítulo 3 describe el diseño de un lazo externo de regulación para obtener una dimmerización de la corriente de los LEDs. En el Capítulo 4 se detalla el problema de la distorsión de cruce por cero, y se describen diferentes formas de mejora de este problema. En todos los casos, los análisis se realizan tanto desde un punto de vista analítico como mediante simulaciones numéricas, y en la mayor parte de los mismos se presentan los resultados obtenidos mediante un prototipo experimental. Finalmente, el capítulo 5 presenta las conclusiones de la investigación realizada.

1 - Introducción

CAPÍTULO II

2. DISEÑO DE UN LFR PARA ALIMENTACIÓN DE HBLEDs

En este capítulo se presenta el diseño de un bloque convertidor AC-DC para alimentar un grupo de HBLEDs en serie. Este diseño se basa en un convertidor elevador-reductor de única etapa. Para ello se utilizan un puente diodos para rectificar la señal de 50 Hz (o 60 Hz), seguido por un convertidor DC-DC encargado de hacer de corrector de factor de potencia, con bajo contenido armónico. Para ello se estudian diferentes convertidores conmutados DC-DC trabajando de forma tal que mantengan una proporcionalidad entre las variables de entrada (v_{in} , i_{in}). Estos convertidores se controlarán mediante un control en modo deslizante que impone al convertidor un comportamiento de tipo LFR. De esta forma, el LFR actuará como un rectificador ideal con factor de potencia próximo a la unidad. Teniendo en cuenta los requerimientos de diseño, se desarrolla el estudio de los convertidores SEPIC, Ćuk, y Sheppard-Taylor.

Además del estudio analítico se presentan las simulaciones numéricas y los prototipos experimentales correspondientes a los convertidores SEPIC y Ćuk.

2.1. SÍNTESIS DE UN LFR BASADO EN UN CONVERTIDOR CONMUTADO EN SMC

A partir de los requerimientos de entrada y salida: $V_{in} = 230$ Vrms, V_2 según (1.21), se plantean el uso de una estructura convertidora elevadora-reductora controlada en SMC, cuya función de conmutación se define según (2.1). Esta ecuación hace referencia a un bloque que en régimen deslizante presenta una característica de entrada tipo resistiva. Además, dado que el convertidor DC-DC (Fig. 2.1) es ideal, se obtiene una estructura de POPI, con lo que (1.3) será satisfecha automáticamente. Tanto en la Fig. 2.1, como en (2.1), $g = 1/r$ representa la conductancia del puerto de entrada del LFR.

$$s(x,t) \triangleq i_1 - g \cdot v_g(t) = 0 \quad (2.1)$$

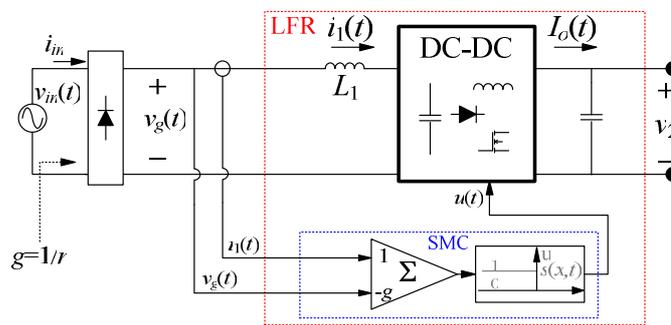


Fig. 2.1 Modelo ideal de un rectificador, basado en un LFR.

El análisis inicial se realiza con el LFR alimentado en su puerto de entrada por una fuente de tensión continua v_g , y la carga es una resistencia lineal. De esta forma se cubren la mayor parte de aplicaciones. Para el caso de los HBLEDs, esta carga será representada con una aproximación de primer orden formado por una resistencia (r_d) con una fuente de tensión ideal (V_F) en serie, de esta forma se cumple con (1.21). Posteriormente la fuente de tensión aplicada tiene la forma de una senoide rectificada de onda completa.

Asumiendo que los convertidores en estudio funcionarán en modo de conducción continua, el sistema cambiará entre dos topologías diferentes correspondientes a los dos estados del MOSFET, a saber, ON ($u(t)=1$) o OFF ($u(t)=0$). Por consiguiente, las ecuaciones de la dinámica del sistema se expresan como sigue

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_1 \cdot x(t) + B_1 & \text{para } u &= 1 \\ \dot{x}(t) &= A_2 \cdot x(t) + B_2 & \text{para } u &= 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

donde $x(t)$ es el vector de las variables de estado del convertidor de orden n . El punto sobre el vector de estados se refiere a la derivación con respecto al tiempo. Las matrices A_i y vectores B_i (con $i = 1, 2$) describen al convertidor utilizado.

Las ecuaciones (2.2) pueden combinarse en una única expresión bi-lineal

$$\dot{x}(t) = [A_1 \cdot x(t) + B_1]u + [A_2 \cdot x(t) + B_2](1-u) \quad (2.3)$$

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

Definiendo $A = A_2$, $\delta = B_2$, $B = A_1 - A_2$, $\gamma = B_1 - B_2$, la ecuación (2.3) se puede reescribir de la siguiente forma:

$$\dot{x}(t) = (A \cdot x(t) + \delta) + (B \cdot x(t) + \gamma) \cdot u \quad (2.4)$$

Teniendo en cuenta la dinámica del sistema en la ecuación (2.4), la derivada temporal de la superficie de conmutación (2.1) se expresa como

$$\dot{s}(x, t) = \langle \nabla s, [f(x, t) + g(x, t)u] \rangle - (g \cdot \dot{v}_g(t) + \dot{g} \cdot v_g(t)) \quad (2.5)$$

donde $f(x, t) = A \cdot x(t) + \delta$ y $g(x, t) = B \cdot x(t) + \gamma$, el símbolo ∇ representa el gradiente o derivadas parciales direccionales. A partir de esta expresión se puede expresar el control equivalente según

$$u_{eq}(x, t) = \frac{(g \cdot \dot{v}_g(t) + \dot{g} \cdot v_g(t)) - \langle \nabla s, f(x, t) \rangle}{\langle \nabla s, g(x, t) \rangle} \quad (2.6)$$

A partir de (2.6) se determina la condición de transversalidad (1.14).

Aproximando la conductancia variante en el tiempo $g(t)$ por una constante (es decir $g(t) = g$), se obtiene $\dot{g} = 0$. Además dada una tensión de entrada con la siguiente expresión $v_g(t) = V_{peak} |\sin(\omega t)|$, donde ω representa la frecuencia angular de línea (es decir $\omega = 2\pi f_{line}$), V_{peak} la tensión de pico de la senoide; su derivada temporal se expresa según

$$\dot{v}_g(t) = V_{peak} \omega \cos(\omega t) \cdot \text{sign}(\sin(\omega t)) \quad (2.7)$$

Para simplificar esta expresión se acotará el intervalo temporal entre $0 \leq (\omega t) \leq \pi$, con lo que $\dot{v}_g(t) = V_{peak} \omega \cos(\omega t)$, y el control equivalente se expresa según

$$u_{eq}(x, t) = \frac{(g \cdot \omega V_{peak} \cos(\omega t)) - \langle \nabla s, f(x, t) \rangle}{\langle \nabla s, g(x, t) \rangle} \quad (2.8)$$

$$u_{eq}(x, t) = \frac{\frac{g \cdot \omega v_g(t)}{\tan(\omega t)} - \langle \nabla s, f(x, t) \rangle}{\langle \nabla s, g(x, t) \rangle} \quad (2.9)$$

En el caso que la tensión de entrada sea una señal invariante en el tiempo, la expresión (2.7) se hace nula, con lo que el control equivalente se simplifica de la siguiente forma

$$u_{eq}(x, t) = \frac{-\langle \nabla s, f(x, t) \rangle}{\langle \nabla s, g(x, t) \rangle} \quad (2.10)$$

Reemplazando en la descripción del sistema (2.4), la variable discontinua u por la variable continua u_{eq} , se obtiene la dinámica ideal deslizante (ISD Ideal Sliding Dynamics) de orden $n-1$ según se expresa a continuación

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) \cdot u_{eq}(t) \quad (2.11)$$

A partir de la aproximaci3n cuasi-estática presentada en el apartado 1.4.3.4, el control equivalente (2.9) se parametriza en funci3n de $\theta = \omega t$, adoptando la forma (2.12). Consecuentemente las variables del sistema han de ser evaluadas en el entorno $\theta = (0, \pi/2)$.

$$u_{eq}(x, \theta) = \frac{g \cdot \omega v_g(\theta) - \langle \nabla_s, f(x, \theta) \rangle}{\langle \nabla_s, g(x, \theta) \rangle} \quad (2.12)$$

2.2. SELECCI3N DE LA TOPOLOGÍA CONVERTIDORA

La imposici3n de un r3gimen deslizando a un convertidor seg3n la ecuaci3n (2.1), obliga a que la corriente de entrada $i_1(t)$ sea una funci3n continua en el tiempo. As3i pues, para cumplir con este requisito los convertidores DC-DC que pueden ser utilizados como pre-regulador de factor de potencia deben tener un primer elemento de tipo inductivo en su puerto de entrada (Fig. 2.1). Adem3s, de esta forma se puede minimizar en contenido arm3nico de alta frecuencia en este puerto. Por otra parte, no se han tenido en cuenta convertidores con aislamiento galvánico ya que no es un requerimiento, e incrementar3a el volumen del convertidor.

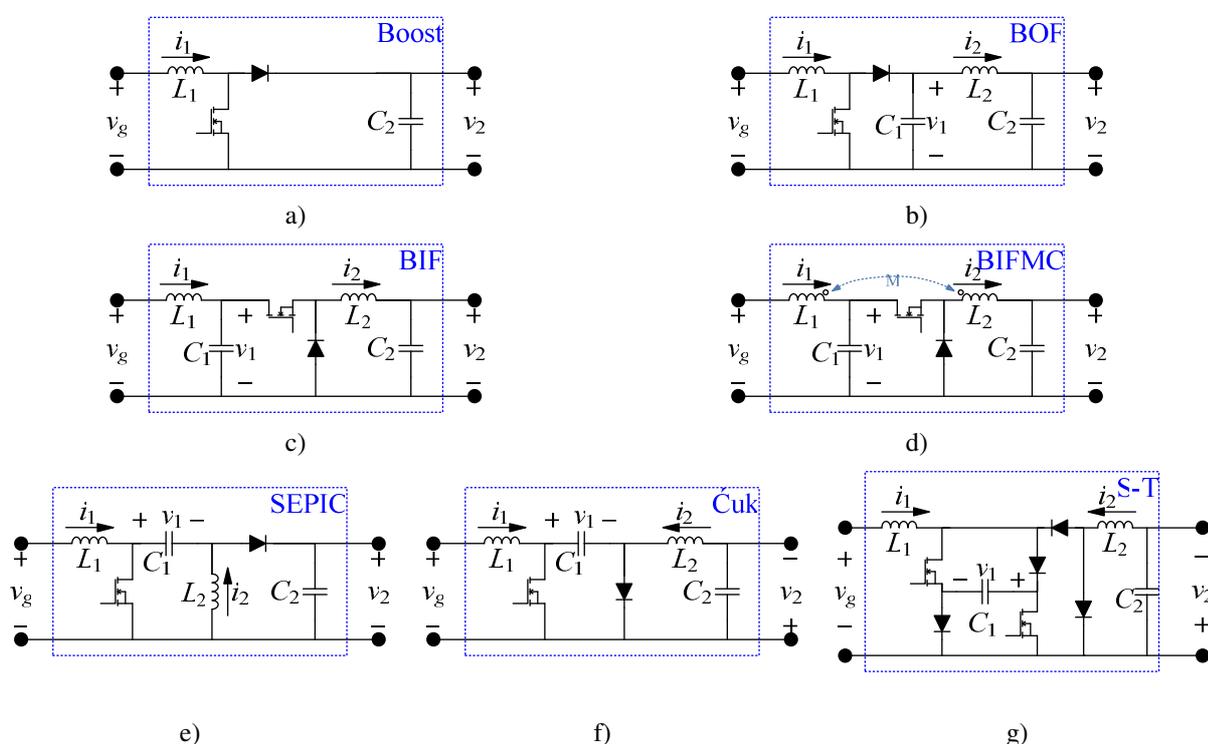


Fig. 2.2 Convertidores con corriente de entrada no pulsante: a) boost, b) boost with output filter (BOF), c) buck with input filter (BIF), d) buck with input filter and magnetic coupling (BIFMC), e) SEPIC, f) Čuk, g) Sheppard-Taylor.

Teniendo en cuenta las observaciones realizadas, los convertidores que satisfacen estos requerimientos se han detallado en [59], se presentan en la Fig. 2.2, y se listan a continuaci3n a) boost, b) boost with output filter (BOF), c) buck with input filter (BIF), d) buck with input filter and magnetic coupling (BIFMC), e) SEPIC, f) Cúk; finalmente, a esta lista se agrega el convertidor Sheppard-Taylor (Fig. 2.2g) presentado en [78].

De los convertidores anteriormente mencionados, el siguiente requisito es que el convertidor seleccionado debe tener la capacidad de ser elevador-reductor. Consecuentemente los convertidores buck, boost, y sus derivados dejan de ser una soluci3n útil para esta aplicaci3n, quedando para el análisis el convertidor SEPIC, que es habitualmente utilizado por su característica elevador-reductor. El convertidor Cúk con la misma característica de entrada-salida igual al SEPIC, pero con inversi3n de polaridad. Por ultimo el convertidor S-T que segun se menciona en [79] presenta una baja distorsi3n arm3nica en su puerto de entrada.

Además, se ha de tener en cuenta en el diseo, que el sistema debe estar trabajando en CCM (Fig. 1.19c) para asegurar que el convertidor tenga dos cambios estructurales dentro de un periodo de conmutaci3n y por lo tanto se puede representar por medio de dos ecuaciones diferenciales lineales.

2.3. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR SEPIC COMO LFR EN SMC

Este convertidor (Fig. 2.3a) presenta una cierta similitud con el convertidor Cúk, ya que solo cambia la disposici3n de un par de elementos obteniendo de esta forma una salida no invertida. Relacionándolo con otros convertidores, puede verse que el SEPIC es esencialmente un convertidor boost seguido de un convertidor buck-boost, de esta forma, es similar a un convertidor buck-boost pero con la salida no invertida. El condensador intermedio se utiliza para transferir la energía entre la entrada y salida. Este convertidor DC-DC se ha hecho popular en los últimos años debido al crecimiento de dispositivos electrónicos a baterías donde el convertidor debe aumentar o reducir la relaci3n de conversi3n dependiendo de la carga de la batería. Por ejemplo, si algun dispositivo requiere 3,3 V y esta alimentado por una batería de iones de litio que normalmente se descarga desde 4,2 V a 3 V; los convertidores elevadores-reductores son los encargados de 'nivelar' estas fluctuaciones.

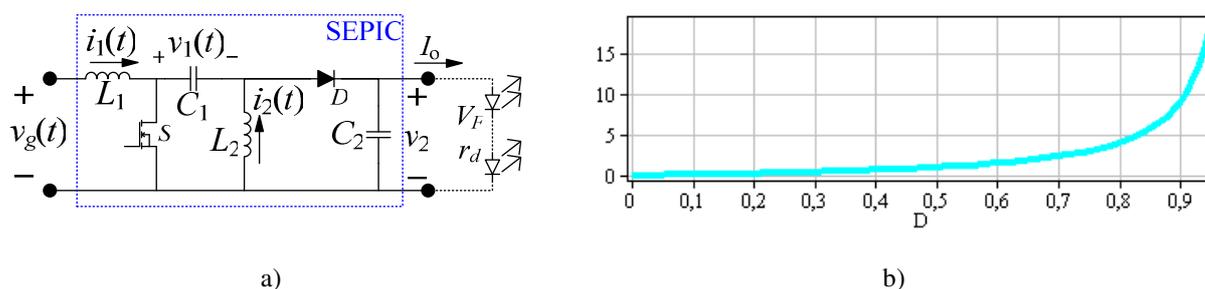


Fig. 2.3 a) Esquema básico de un convertidor SEPIC, b) característica de salida-entrada en funci3n de D .

El convertidor SEPIC presenta una relaci3n entrada-salida que viene dada por (2.13), donde D representa el ciclo de trabajo, v_g la tensi3n de entrada, y v_2 la tensi3n de salida; y se representa en Fig. 2.3b.

$$\frac{v_2}{v_g} = \frac{D}{1-D} \quad (2.13)$$

Teniendo en cuenta que el sistema funciona en CCM el convertidor conmuta entre dos topologías diferentes correspondientes a los dos estados del MOSFET: ON ($u = 1$) u OFF ($u = 0$), como se muestra en Fig. 2.4

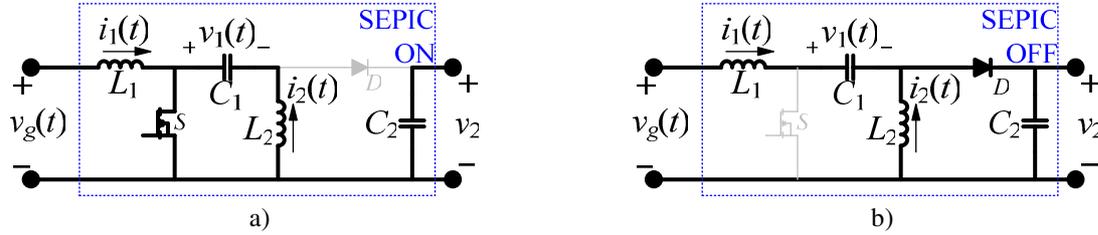


Fig. 2.4 Esquema de un convertidor SEPIC: a) transistor en estado ON, b) transistor en estado OFF.

2.3.1. DETERMINACIÓN DEL CONTROL EQUIVALENTE EN SMC

Aplicando SMC realizado según el esquema de la Fig. 2.1 con la ley de control descrita por la superficie (2.1), se obtiene una proporcionalidad entre las variables de entrada v_g, i_1 .

La dinámica del sistema se expresa según (2.2), donde $x(t) = [i_1(t), i_2(t), v_1(t), v_2(t)]^T$ es el vector de las variables de estado del convertidor SEPIC. Las matrices de estado A_i y vectores de entrada B_i (con $i = 1, 2$) se describen a continuación

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{r_d C_2} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{r_d C_2} \end{bmatrix}, \quad B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{v_g}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{V_F}{r_d C_2} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Teniendo en cuenta las matrices (2.14), la dinámica del sistema (2.4) queda definido de la siguiente forma

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{-(v_1 + v_2)(1-u) + v_g}{L_1} \\ \frac{v_1(u) - v_2(1-u)}{L_2} \\ \frac{i_1(1-u) - i_2(u)}{C_1} \\ \frac{(i_1 + i_2)(1-u)r_d - v_2 + V_F}{r_d C_2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

Aplicando la expresión del control equivalente u_{eq} obtenida anteriormente (2.12), a la dinámica del sistema (2.15); se obtiene el control equivalente para este convertidor, y se expresa como sigue

$$u_{eq}(x,t) = \frac{\frac{g \cdot \omega v_g(\omega t)}{\tan(\omega t)} - \frac{v_g(\omega t) - (v_1(x,t) + v_2(x,t))}{L_1}}{\frac{v_1(x,t) + v_2(x,t)}{L_1}} \quad (2.16)$$

$$u_{eq}(x,t) = \frac{\frac{g \cdot \omega v_g(\omega t) \cdot L_1}{\tan(\omega t)} - (v_g(\omega t) + v_1(x,t) + v_2(x,t))}{v_1(x,t) + v_2(x,t)} \quad (2.17)$$

$$u_{eq}(x,t) = 1 - \frac{v_g(\omega t)}{v_1(x,t) + v_2(x,t)} \alpha(\omega t) \quad \text{con} \quad \alpha(\omega t) = 1 - \frac{g \cdot L_1 \cdot \omega}{\tan(\omega t)} \quad (2.18)$$

Para determinar en entorno de variación de u_{eq} en función de la expresión (2.18), se ha de valorar la influencia del coeficiente $\alpha(\theta)$ que ha sido parametrizado en función de $\theta = \omega t$. Puede observarse que $\alpha(\theta)$ tiende a infinito en los valores $\theta = k \cdot \pi$ (con $k = 0, 1, 2, \dots$); esta función se ha graficado y se presenta en la Fig. 2.5. A partir de esta gráfica, y considerando (2.18) se puede observar que el control excede sus límites, $0 \leq u_{eq} \leq 1$, en forma de discontinuidad en los valores $\theta = k \cdot \pi$, es decir en los cruces por cero de la tensión de entrada. Los valores utilizado para graficar la función $\alpha(\theta)$ son $g=1$ mS, y $L_1=9$ mH; estos valores serán los utilizados en el desarrollo de este estudio y serán justificados mas adelante.

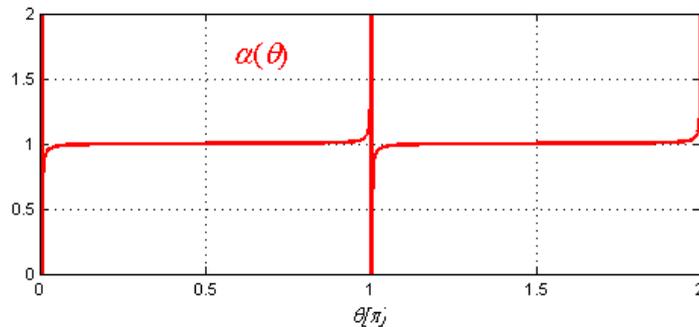


Fig. 2.5 Valoración del coeficiente $\alpha(\theta)$.

Puede verse además, que el termino $\alpha(\theta)$ corresponde a la variación de la tensión de entrada; ya que aplicando la expresión de u_{eq} (2.10) en lugar de la (2.12), se obtiene

$$u_{eq}(x,t) = 1 - \frac{v_g(\omega t)}{v_1(x,t) + v_2(x,t)} \quad (2.19)$$

de donde se deduce que $\alpha(\omega t) = 1$ para una tensión de entrada invariante en el tiempo. Además, según se observa en la Fig. 2.5, este parámetro es prácticamente igual a uno en todo su dominio, excepto para una discontinuidad en el cruce por cero; lo que provoca una pérdida de régimen deslizante en esta discontinuidad. Sin embargo el sistema recupera el régimen de deslizamiento después de este instante. Teniendo en cuenta esto, se puede considerar la

tensión de entrada constante y parametrizada en función del ángulo θ , permitiendo simplificar considerablemente el análisis.

Por otra parte, la zona de existencia del régimen deslizante determinada por $0 \leq u_{eq} \leq 1$, aplicada a este convertidor es la siguiente

$$0 \leq v_g \leq (v_1 + v_2) \quad (2.20)$$

La condición de transversalidad (1.14) debe cumplir según

$$\langle \nabla s(x), g(x, \theta) \rangle = v_1(x, \theta) + v_2(x, \theta) \neq 0 \quad (2.21)$$

2.3.2. DINÁMICA IDEAL DESLIZANTE

La ISD está representada por un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales; sustituyendo en (2.15) la variable de control discontinua u (1.7) por la variable continua u_{eq} (2.19) se obtienen la ISD (2.11) y se expresa según

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} f_1(x, \theta) \\ f_2(x, \theta) \\ f_3(x, \theta) \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} \dot{i}_2(x, \theta) \\ \dot{v}_1(x, \theta) \\ \dot{v}_2(x, \theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_1 - v_g}{L_2} \\ \frac{(v_g - v_1 - v_2)i_2 + g \cdot v_g^2}{(v_1 + v_2)C_1} \\ \frac{-v_2^2 + (V_F - v_1)v_2 + v_g(gv_g + i_2)r_d + v_1V_F}{(v_1 + v_2)r_d \cdot C_2} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Como puede observarse el sistema presenta una reducción de orden, ya que a la variable de estado i_1 se le impone el comportamiento definido por la superficie de conmutación (2.1); es decir $i_1 = g \cdot v_g$. A partir de las ecuaciones ISD del convertidor SEPIC, el circuito equivalente se presenta en la Fig. 2.6.

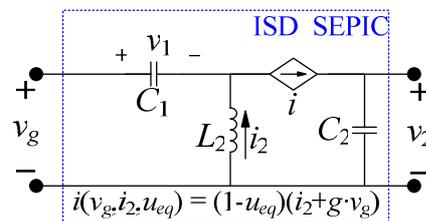


Fig. 2.6 Esquema equivalente de la ISD del convertidor SEPIC.

2.3.3. PUNTO DE EQUILIBRIO

Considerando la aproximación cuasi-estática presentada en el apartado 1.4.3.4, se parametrizarán los puntos de equilibrio en función de $\theta = \omega t$, consecuentemente las variables del sistema han de ser evaluadas en el entorno $\theta = (0, \pi/2)$.

Para obtener el punto de equilibrio (X_{ss}) se tienen en cuenta las condiciones de equilibrio de las variables de estado, por lo tanto a partir del sistema de ecuaciones anterior (2.22), haciendo $f_i(x, \theta) = 0$ (con $i = 1, 2, 3$), se puede obtener X_{ss} como se presenta en (2.23); donde el estado estacionario de la variable de estado faltante queda definido por la función de conmutación.

$$X_{ss}(\theta) = \begin{bmatrix} g \cdot v_g(\theta) \\ g \cdot v_g^2(\theta) / V_2(\theta) \\ v_g(\theta) \\ V_2(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{con} \quad V_2(\theta) = \frac{1}{2} \left(V_F + \sqrt{V_F^2 + 4g \cdot v_g^2(\theta) \cdot r_d} \right) \quad (2.23)$$

Así pues, utilizando el punto de equilibrio en régimen cuasi-estático, la expresión de u_{eq} (2.18) queda expresada según

$$U_{eq}(\theta) = 1 - \frac{v_g(\theta)}{v_g(\theta) + V_2(\theta)} \quad (2.24)$$

y la condición de transversalidad (2.21) en régimen cuasi-estático queda satisfecha ya que

$$V_1(x, \theta) + V_2(x, \theta) = v_g(\theta) + V_2(x, \theta) > 0 \quad \forall x, \theta \quad (2.25)$$

2.3.4. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Para estudiar la estabilidad en el punto de trabajo se han de linealizar las ISD alrededor de dicho punto (2.23) mediante la matriz Jacobiana que se expresa según.

$$J(\theta) = \left[\begin{array}{ccc} \frac{\partial f_1(x)}{\partial i_2} & \frac{\partial f_1(x)}{\partial v_1} & \frac{\partial f_1(x)}{\partial v_2} \\ \frac{\partial f_2(x)}{\partial i_2} & \frac{\partial f_2(x)}{\partial v_1} & \frac{\partial f_2(x)}{\partial v_2} \\ \frac{\partial f_3(x)}{\partial i_2} & \frac{\partial f_3(x)}{\partial v_1} & \frac{\partial f_3(x)}{\partial v_2} \end{array} \right]_{X_{ss}(\theta)} \quad (2.26)$$

A partir de esta se obtiene el polinomio característico de tercer orden dado por

$$\det(J - sI) = a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (2.27)$$

donde I representa la matriz identidad y los coeficientes $a_i(\theta)$ son:

2 - Diseño de un LFR para Alimentaci3n de HBLEDs

$$\begin{aligned}
 a_3 &= 1 \\
 a_2 &= \frac{C_1 (v_g(\theta) + V_2(\theta)) V_2(\theta) + g \cdot v_g^2(\theta) \cdot r_d (C_1 + C_2)}{\text{den}(\theta)} \\
 a_1 &= \frac{r_d \cdot C_2 \cdot V_2^2(\theta) / L_2 + g \cdot v_g^2(\theta)}{\text{den}(\theta)} \\
 a_0 &= \frac{(r_d \cdot g \cdot v_g^2(\theta) + V_2^2(\theta)) / L_2}{\text{den}(\theta)}
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

cuyo denominador es $\text{den}(\theta) = C_1 \cdot C_2 \cdot r_d \cdot V_2(\theta) (v_g(\theta) + V_2(\theta))$

Mediante la utilizaci3n del criterio de Routh-Hurwitz (RH), aplicado al polinomio característico (2.27) se puede verificar la condici3n necesaria de estabilidad por (2.29). Sin embargo la condici3n de suficiencia dada por (2.30) presenta una restricci3n para este convertidor. Esta restricci3n viene dada por (2.31)

$$a_i(\theta) > 0 \quad \text{con } i = 0 \dots 3 \tag{2.29}$$

$$a_2(\theta) \cdot a_1(\theta) - a_0(\theta) > 0 \tag{2.30}$$

$$\frac{v_g + V_2}{C_2^2 \cdot r_d^2} + \frac{g \cdot v_g^2}{C_2^2 \cdot r_d \cdot V_2} + \frac{g \cdot v_g^2}{C_1 C_2 \cdot r_d \cdot V_2} + \frac{V_2}{C_1 L_2} > \frac{v_g}{C_2 L_2} \tag{2.31}$$

Aunque a partir de la expresi3n anterior no pueden derivarse de forma directa las condiciones de estabilidad del convertidor, de forma an3loga a la simplificaci3n realizada en [80] puede verificarse que asumiendo un valor de la capacidad $C_2 \gg C_1$ (por requerimientos del sistema, C_2 es orden de los mF, y C_1 de los nF); la condici3n de estabilidad puede simplificarse como

$$\frac{V_2}{v_g} > \frac{C_1}{C_2} \tag{2.32}$$

De esta forma la condici3n (2.31) queda satisfecha.

2.3.5. FRECUENCIA DE CONMUTACI3N

Utilizando (1.20) la frecuencia de conmutaci3n de sistema ser3

$$f_c(\theta) = \frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{v_g(\theta) (V_1(\theta) + V_2(\theta) - v_g(\theta))}{V_1(\theta) + V_2(\theta)} \tag{2.33}$$

y teniendo en cuenta el punto de equilibrio (2.23) la ecuaci3n anterior toma la forma:

$$f_c(\theta) = \frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{V_2(\theta) \cdot v_g(\theta)}{V_2(\theta) + v_g(\theta)} \tag{2.34}$$

2 - Diseño de un LFR para Alimentaci3n de HBLEDs

Mediante esta expresi3n, adoptando un valor de inductancia ($L_1 = 9$ mH) y un ancho de hist3resis $\Delta = 30$ mA, se puede graficar la frecuencia en funci3n del 3ngulo θ . En la Fig. 2.7 se puede observar el rango de frecuencias de trabajo del sistema. En ella se observa que dicha frecuencia tiende a cero en los cruces por cero de la tensi3n de entrada, y presenta los m3ximos cuando la tensi3n de entrada es m3xima.

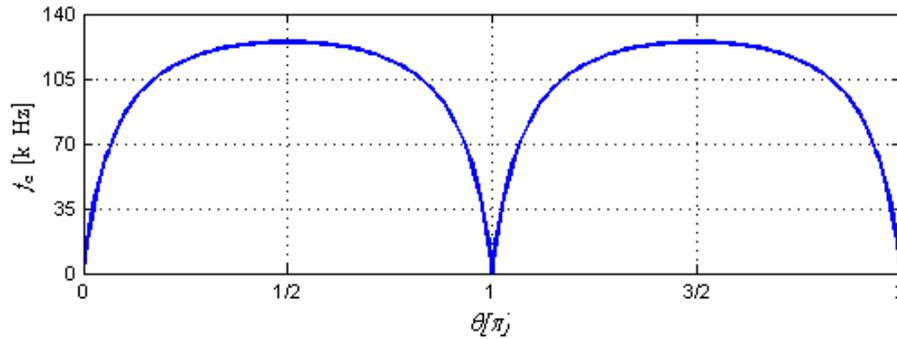


Fig. 2.7 Frecuencia de conmutaci3n (f_c) en estado estacionario, para un periodo completo de un LFR basado en un convertidor SEPIC.

2.4. AN3LISIS DEL CONVERTIDOR CUK COMO LFR EN SMC

Este convertidor debe su nombre a Slobodan Cuk, del Instituto de Tecnolog3a de California, qui3n lo present3 por primera vez en el a3o 1976 [81]. El convertidor de Cuk, se muestra en la (Fig. 2.8a). Debido a la disposici3n de sus componentes este convertidor presenta una inversi3n en la polaridad de la salida, lo que para muchas aplicaciones no resulta un problema. La relaci3n de salida-entrada se expresa seg3n (2.35), y se representa en la Fig. 2.8b, donde D representa el ciclo de trabajo, v_g la tensi3n de entrada, y v_2 la tensi3n de salida.

$$\frac{v_2}{v_g} = -\frac{D}{1-D} \tag{2.35}$$

Si el sistema funciona en CCM el convertidor conmuta entre dos topolog3as diferentes correspondientes a los dos estados del MOSFET, a saber, ON ($u = 1$) u OFF ($u = 0$), como se muestra en Fig. 2.9.

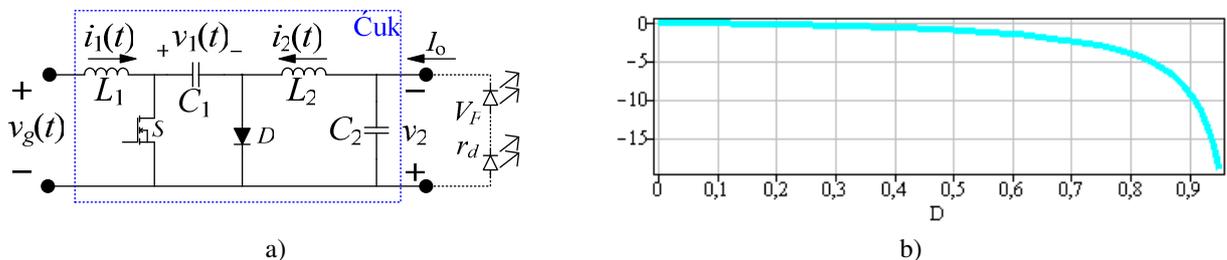


Fig. 2.8 a) Esquema b3sico de un convertidor Cuk, b) caracter3stica de salida-entrada en funci3n de D .

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

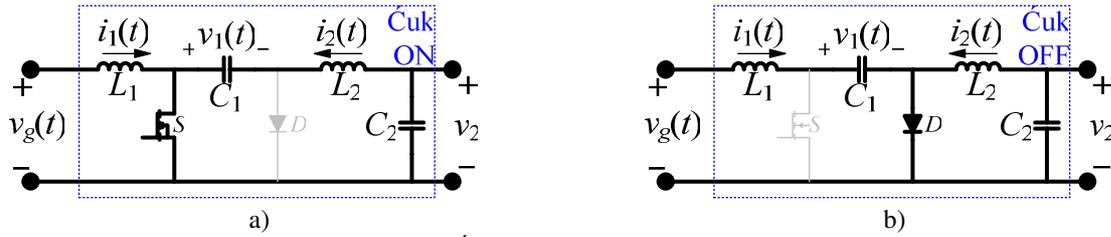


Fig. 2.9 Esquema de un convertidor Ćuk: a) transistor en estado ON, b) transistor en estado OFF.

2.4.1. DETERMINACIÓN DEL CONTROL EQUIVALENTE EN SMC

Realizando un análisis análogo al presentado para el convertidor anterior, se presenta en este caso el SMC aplicado al convertidor Ćuk según el esquema de la Fig. 2.1. La ley de control se realiza con la superficie definida en (2.1); de esta forma se obtiene una proporcionalidad entre las variables de entrada v_g , i_1 a mediante la conductancia de entrada g .

Las matrices de estado de convertidor se presentan a continuación

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{r_d C_2} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{r_d C_2} \end{bmatrix}, \quad B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{v_g}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{V_F}{r_d C_2} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Mediante las matrices A_i y vectores B_i (con $i = 1, 2$) se describe la dinámica del sistema según se expresa en (2.2), donde $x(t) = [i_1(t), i_2(t), v_1(t), v_2(t)]^T$ es el vector de las variables de estado. A partir de estas matrices (2.36), la dinámica del sistema (2.4) queda definida de la siguiente forma

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{-v_1(1-u) + v_g}{L_1} \\ \frac{v_1(u) - v_2}{L_2} \\ \frac{i_1(1-u) - i_2(u)}{C_1} \\ \frac{i_2 r_d - v_2 + V_F}{r_d C_2} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Aplicando la expresión del control equivalente u_{eq} obtenida anteriormente (2.12), a la dinámica de estados (2.37), se obtiene el control equivalente para este convertidor, y se expresa como sigue

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

$$u_{eq}(x, t) = \frac{\frac{g \cdot \omega v_g(\omega t)}{\tan(\omega t)} - \frac{v_g(\omega t) - v_1(x, t)}{L_1}}{\frac{v_1(x, t)}{L_1}} \quad (2.38)$$

$$u_{eq}(x, t) = 1 - \frac{v_g(\omega t)}{v_1(x, t)} \alpha(\omega t) \quad \text{con} \quad \alpha(\omega t) = 1 - \frac{g \cdot L_1 \cdot \omega}{\tan(\omega t)} \quad (2.39)$$

De la misma forma que en el convertidor SEPIC, puede observarse en (2.39) que el control excede sus límites, $0 \leq u_{eq} \leq 1$, junto con una discontinuidad en los valores $(\omega t) = k \cdot \pi$ (con $k = 0, 1, 2, \dots$); es decir en los cruces por cero de la tensión de entrada. Puede verse además que el término $\alpha(\omega t)$ corresponde a la variación de la tensión de entrada; ya que aplicando la expresión de u_{eq} (2.10) en lugar de la (2.12), se obtiene

$$u_{eq}(x, t) = 1 - \frac{v_g(\omega t)}{v_1(x, t)} \quad (2.40)$$

de donde se deduce que $\alpha(\omega t) = 1$ para una tensión de entrada constante.

Se puede observar que este parámetro es prácticamente igual a uno en todo su dominio, excepto para una discontinuidad en el cruce por cero. Esto provoca una pérdida de régimen deslizante en este punto. A pesar de ello el sistema recupera el régimen de deslizamiento después de este instante. Teniendo en cuenta esto, puede considerarse la tensión de entrada constante y parametrizada en función del ángulo θ , permitiendo simplificar considerablemente el análisis. Por otra parte, la zona de existencia del régimen deslizante determinada por $0 \leq u_{eq} \leq 1$, aplicada a este convertidor es la siguiente

$$0 \leq v_g \leq v_1 \quad (2.41)$$

La condición de transversalidad (1.14) debe cumplirse según

$$\langle \nabla s(x), g(x, \theta) \rangle = v_1(x, \theta) \neq 0 \quad (2.42)$$

2.4.2. DINÁMICA IDEAL DESLIZANTE

La ISD está representada por el conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales (2.43); el cual se obtiene sustituyendo en (2.37) la variable de control discontinua u por la variable continua u_{eq}

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} f_1(x, \theta) \\ f_2(x, \theta) \\ f_3(x, \theta) \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} \dot{i}_2(x, \theta) \\ \dot{v}_1(x, \theta) \\ \dot{v}_2(x, \theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_1 - v_g - v_2}{L_2} \\ \frac{(v_g - v_1)i_2 + g \cdot v_g^2}{v_1 \cdot C_1} \\ \frac{i_2 \cdot r_d - v_2 + V_F}{r_d \cdot C_2} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Como puede observarse el sistema presenta una reducci3n de orden, ya que la variable de estado i_1 se le impone el comportamiento definido por la funci3n de conmutaci3n (2.1); es decir $i_1 = g \cdot v_g$. A partir de las ecuaciones de la ISD del convertidor Cúk, el circuito equivalente se presenta en la Fig. 2.10.

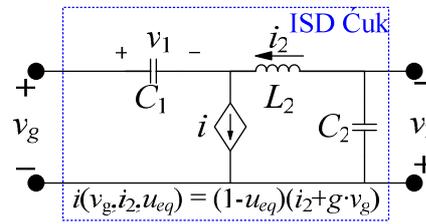


Fig. 2.10 Esquema equivalente de la ISD del convertidor Cúk.

2.4.3. PUNTO DE EQUILIBRIO

Considerando la aproximaci3n cuasi-estática presentada en el apartado 1.4.3.4, se parametrizarán los puntos de equilibrio en funci3n de $\theta = \omega t$, consecuentemente las variables del sistema han de ser evaluadas en el entorno $\theta = (0, \pi / 2)$.

Para obtener el punto de equilibrio (X_{ss}) se tienen en cuenta las condiciones de equilibrio de las variables de estado, por lo tanto a partir del sistema de ecuaciones (2.43), haciendo $f_i(x, \theta) = 0$ (con $i = 1, 2, 3$), se puede obtener X_{ss} como se presenta en (2.44); el estado estacionario de la variable de estado faltante queda definido por la superficie de conmutaci3n.

$$X_{ss}(\theta) = \begin{bmatrix} g \cdot v_g(\theta) \\ g \cdot v_g^2(\theta) / V_2(\theta) \\ v_g(\theta) + V_2(\theta) \\ V_2(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{con} \quad V_2(\theta) = \frac{1}{2} \left(V_F + \sqrt{V_F^2 + 4g \cdot v_g^2(\theta) \cdot r_d} \right) \quad (2.44)$$

Así pues, utilizando el punto de equilibrio en régimen cuasi-estático, la expresi3n de u_{eq} queda expresada según

$$U_{eq}(\theta) = 1 - \frac{v_g(\theta)}{v_g(\theta) + V_2(\theta)} \quad (2.45)$$

donde se puede observar que tiene la misma forma que (2.19). Por otra parte, se puede verificar que la condición de transversalidad (2.42) en régimen cuasi-estático queda satisfecha ya que

$$V_1(x, \theta) = v_g(\theta) + V_2(x, \theta) > 0 \quad \forall x, \theta \quad (2.46)$$

2.4.4. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Para estudiar la estabilidad del punto de equilibrio variante en el tiempo parametrizado por $\theta = \omega t$ se linealizan las ecuaciones de la ISD alrededor de dicho punto (2.44) mediante la matriz Jacobiana (2.26), de donde se obtiene el polinomio característico de tercer orden dado por (2.27), siendo sus coeficientes $a_i(\theta)$ dados por :

$$\begin{aligned} a_3 &= 1 \\ a_2 &= \frac{C_1 (v_g(\theta) + V_2(\theta)) \cdot V_2(\theta) + g \cdot v_g^2(\theta) \cdot r_d \cdot C_2}{den(\theta)} \\ a_1 &= \frac{[(C_1 + C_2)V_2(\theta) + C_1 \cdot v_g(\theta)] V_2(\theta) \cdot r_d / L_2 + g \cdot v_g^2(\theta)}{den(\theta)} \\ a_0 &= \frac{(v_g^2(\theta) r_d \cdot g + V_2^2(\theta)) / L_2}{den(\theta)} \end{aligned} \quad (2.47)$$

y cuyo denominador es $den(\theta) = C_1 \cdot C_2 \cdot r_d \cdot V_2(\theta) (v_g(\theta) + V_2(\theta))$

Mediante la utilización del criterio de Routh-Hurwitz (RH), aplicado al polinomio característico (2.27) se puede verificar la condición necesaria (2.29) y la de suficiencia (2.30) para la estabilidad del sistema en su punto de equilibrio para todos los valores de θ .

2.4.5. FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

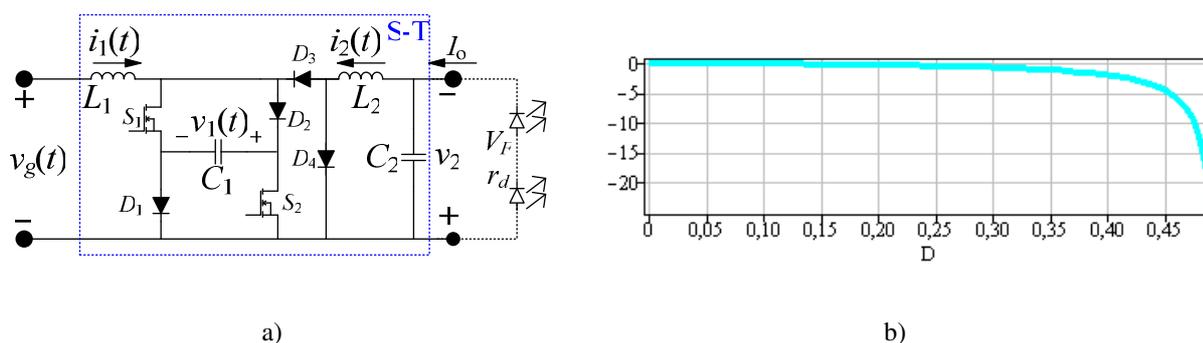
Utilizando (1.20) la frecuencia de conmutación de sistema será

$$f_c(\theta) = \frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{v_g(\theta) (V_1(\theta) - v_g(\theta))}{V_1(\theta) + V_2(\theta)} \quad (2.48)$$

y teniendo en cuenta el punto de equilibrio (2.44) la ecuación anterior toma la misma forma que el convertidor SEPIC (2.34); con lo que las observaciones son las mismas presentadas anteriormente.

2.5. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR SHEPPARD-TAYLOR COMO LFR EN SMC

Inicialmente, este convertidor fue planteado por D.I. Sheppard y B.E. Taylor en 1983 [78, 82] para trabajar como convertidor DC-DC. Puede decirse que este convertidor es una modificaci3n del convertidor Cúk. Al igual que éste, el convertidor Sheppard-Taylor (S-T) se diseñ3 principalmente para obtener corrientes no pulsantes de entrada y salida. Seg3n se cita [78, 79, 82, 83], la topología de este convertidor permite obtener un alto factor de potencia, y consecuentemente una baja THD en la corriente de entrada; adem3s de una buena regulaci3n de la tensi3n de salida, este es el motivo que se incluye el estudio del convertidor S-T en este documento. En el estado del arte consultado se utiliza este convertidor mediante un control PWM; en este estudio se continuar3 con el desarrollo del SMC.



Como se muestra en la Fig. 2.11a, y de la misma forma que en los convertidores anteriores, éste tiene dos inductores que filtran las corrientes pulsantes de entrada y salida, un condensador intermedio que se encarga de transferir la energía del puerto de entrada al de salida, y el condensador de salida como filtro de la seál rectificada de entrada. Al igual que el convertidor Cúk, este convertidor provoca una inversi3n en la polaridad de la salida; de esta forma la relaci3n de salida-entrada se expresa seg3n (2.49), donde v_g es la tensi3n entrada, v_2 es la tensi3n de salida, y D representa el ciclo de trabajo que en este caso tiene un rango útil entre $(0, 1/2)$, en lugar de estar entre $(0, 1)$ como la mayoría de los convertidores. Esta característica de salida-entrada se representa en la Fig. 2.11b.

$$\frac{v_2}{v_g} = -\frac{D}{1-2D} \quad (2.49)$$

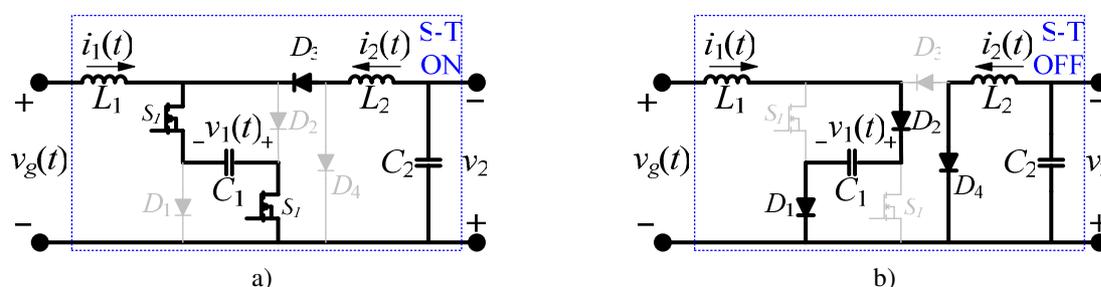


Fig. 2.12 Esquema de un convertidor Sheppard-Taylor: a) transistor en estado ON, b) transistor en estado OFF.

Cuando el convertidor trabaja en modo de conducci3n continua, 3ste conmuta entre dos topologías diferentes correspondientes a los dos estados del MOSFET, a saber, ON ($u = 1$) u OFF ($u = 0$), como se muestra en Fig. 2.12.

2.5.1. DETERMINACI3N DEL CONTROL EQUIVALENTE EN SMC

De la misma forma que el an3lisis realizado para los otros dos convertidores, se presenta el control en modo deslizante aplicado al convertidor S-T que se corresponde con el esquema de la Fig. 2.1. Mediante la ley de control definida por (2.1) se obtiene una proporcionalidad entre las variables de entrada v_g , i_1 , quedando relacionadas de forma lineal por medio de la conductancia g .

Las matrices de estado de 3ste convertidor se presentan en (2.50). Mediante estas matrices se describe la din3mica del sistema seg3n se expresa en (2.2), donde $x(t) = [i_1(t), i_2(t), v_1(t), v_2(t)]^T$ es el vector de las variables de estado del convertidor.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{-1}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{r_d C_2} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{r_d C_2} \end{bmatrix}, \quad B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{v_g}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{V_F}{r_d C_2} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

A partir de estas matrices, la din3mica del sistema (2.4) queda descrita de la siguiente forma

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{-v_1(1-2u) + v_g}{L_1} \\ \frac{v_1(u) - v_2}{L_2} \\ \frac{i_1(1-2u) - i_2(u)}{C_1} \\ \frac{i_2 r_d - v_2 + V_F}{r_d C_2} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Aplicando la expresi3n del control equivalente u_{eq} obtenida anteriormente (2.12), a las ecuaciones de estado del sistema dadas por (2.51), se obtiene el control equivalente para este convertidor, y se expresa como sigue

$$u_{eq}(x, t) = \frac{\frac{g \cdot \omega v_g(\omega t) - v_g(\omega t) - v_1(x, t)}{\tan(\omega t)} \frac{L_1}{2v_1(x, t)}}{L_1} \quad (2.52)$$

$$u_{eq}(x,t) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{v_g(\omega t)}{v_1(x,t)} \alpha(\omega t) \right) \quad \text{con} \quad \alpha(\omega t) = 1 - \frac{g \cdot L_1 \cdot \omega}{\tan(\omega t)} \quad (2.53)$$

Aplicando el mismo análisis utilizado para el convertidor SEPIC, puede inferirse de (2.53) que el control excede sus límites determinado por $0 \leq u_{eq} \leq 0,5$ (este mismo rango es el utilizado por el ciclo de trabajo, Fig. 2.11b) lo que provoca una pérdida de régimen deslizante en esta discontinuidad. De forma similar a los sistemas anteriores estas discontinuidades se producen en los cruces por cero de la tensión de entrada. También puede verse que el término $\alpha(\omega t)$ corresponde a la variación de la tensión de entrada; ya que aplicando la expresión de u_{eq} (2.10) en lugar de la (2.12), se obtiene

$$u_{eq}(x,t) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{v_g(\omega t)}{v_1(x,t)} \right) \quad (2.54)$$

de donde se deduce que $\alpha(\omega t) = 1$ para una tensión de entrada constante.

Teniendo en cuenta esto, puede considerarse la tensión de entrada constante y parametrizada en función del ángulo θ , permitiendo simplificar considerablemente el análisis. Por otra parte, la zona de existencia del régimen deslizante determinada por $0 \leq u_{eq} \leq 0,5$, aplicada a este convertidor es la siguiente

$$0 \leq v_g \leq v_1 \quad (2.55)$$

En este caso la condición de transversalidad presentada en (1.14) toma la siguiente expresión

$$\langle \nabla s(x), g(x, \theta) \rangle = v_1(x, \theta) \neq 0 \quad (2.56)$$

2.5.2. DINÁMICA IDEAL DESLIZANTE

La ISD está representada por el conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales (2.57); el cual se obtiene sustituyendo en (2.51) la variable de control discontinua u por la variable continua u_{eq} ; y se expresan como se presenta a continuación

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} f_1(x, \theta) \\ f_2(x, \theta) \\ f_3(x, \theta) \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} \dot{i}_2(x, \theta) \\ \dot{v}_1(x, \theta) \\ \dot{v}_2(x, \theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_1 - v_g - 2v_2}{2L_2} \\ \frac{(v_g - v_1)i_2 + 2g \cdot v_g^2}{2v_1 \cdot C_1} \\ \frac{i_2 \cdot r_d - v_2 + V_F}{r_d \cdot C_2} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

En la ISD puede observarse la reducción de orden del sistema debida a la aplicación del control deslizante. De esta forma la variable de estado i_1 , queda relacionada linealmente

con la tensi3n de entrada mediante la conductancia g , ya que es la relaci3n impuesta por el comportamiento definido por la superficie de conmutaci3n (2.1). A partir de las ecuaciones ISD del convertidor S-T, el circuito equivalente se presenta en la Fig. 2.13.

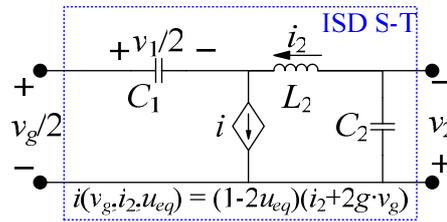


Fig. 2.13 Esquema equivalente de la ISD del convertidor Sheppard-Taylor.

2.5.3. PUNTO DE EQUILIBRIO

Mediante la aproximaci3n cuasi-estática se parametrizarán los puntos de equilibrio en funci3n de $\theta = \omega t$, consecuentemente las variables del sistema han de ser evaluadas en el entorno $\theta = (0, \pi/2)$.

Es posible la obtenci3n del vector de estado en r3gimen estacionario (X_{ss}) a partir de las ecuaciones (2.57) haciendo $f_i(x, \theta) = 0$ (con $i = 1, 2, 3$). Así pues X_{ss} se presenta seg3n (2.58), donde la variable de estado i_1 viene definida por la funci3n de conmutaci3n.

$$X_{ss}(\theta) = \begin{bmatrix} g \cdot v_g(\theta) \\ g \cdot v_g^2(\theta) / V_2(\theta) \\ v_g(\theta) + 2V_2(\theta) \\ V_2(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{con} \quad V_2(\theta) = \frac{1}{2} \left(V_F + \sqrt{V_F^2 + 4g \cdot v_g^2(\theta) \cdot r_d} \right) \quad (2.58)$$

Así pues, utilizando la expresi3n del punto de equilibrio en r3gimen cuasi-estático, el control equivalente u_{eq} puede ser expresado seg3n (2.59).

$$U_{eq}(x, \theta) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{v_g(\theta)}{v_g(\theta) + 2V_2(x, \theta)} \right) \quad (2.59)$$

En este caso el control equivalente de este convertidor se diferencia de los convertidores presentados anteriormente (2.19), ya que la variable de estado V_1 (tensi3n en el condensador intermedio) es la suma de la tensi3n de entrada más el doble de la tensi3n de salida; es decir $v_g + 2V_2$. Por otra parte el estrés de los semiconductores presenta este mismo valor, teniendo en cuenta esto se puede inferir que el rendimiento de este convertidor será menor que los anteriores. Otra diferencia apreciable se presenta en el rango de trabajo del control equivalente, es decir se acota entre $0 \leq u_{eq} \leq 0,5$.

Adicionalmente, se ha de verificar la condici3n de transversalidad (2.56) en r3gimen cuasi-estático, de esta forma puede observarse que queda satisfecha ya que

$$V_1(x, \theta) = v_g(\theta) + 2V_2(x, \theta) > 0 \quad \forall x, \theta \quad (2.60)$$

2.5.4. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

Para estudiar la estabilidad en el punto de equilibrio se linealizan las ISD alrededor de dicho punto (2.58) mediante la matriz Jacobiana (2.26), de donde se obtiene el polinomio característico de tercer orden dado por (2.27), donde los coeficientes $a_i(\theta)$ son:

$$\begin{aligned} a_3 &= 1 \\ a_2 &= \frac{C_1(v_g(\theta) + V_2(\theta))V_2(\theta) + g \cdot v_g^2(\theta) \cdot r_d C_2}{den(\theta)} \\ a_1 &= \frac{[(4C_1 + C_2)V_2(\theta) + 2C_1 \cdot v_g(\theta)]V_2(\theta) \cdot r_d / L_2 + g \cdot v_g^2(\theta)}{den(\theta)} \\ a_0 &= \frac{(v_g^2(\theta)r_d \cdot g + V_2^2(\theta)) / L_2}{den(\theta)} \end{aligned} \quad (2.61)$$

y cuyo denominador es $den(\theta) = 2C_1 \cdot C_2 \cdot r_d \cdot V_2(\theta)(v_g(\theta) + 2V_2(\theta))$

En este caso el sistema presenta una estabilidad sin condiciones ya que según el criterio de RH, aplicado al polinomio característico (2.27) se puede verificar que la condición necesaria (2.29) y la condición de suficiencia (2.30) son satisfechas para confirmar la estabilidad del punto de equilibrio.

2.5.5. FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

Utilizando (1.20) la frecuencia de conmutación de sistema será

$$f_c(\theta) = \frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{V_1^2(\theta) - v_g^2(\theta)}{2V_1(\theta)} \quad (2.62)$$

y teniendo en cuenta el punto de equilibrio (2.58) la ecuación anterior toma la forma:

$$f_c(\theta) = \frac{1}{\Delta \cdot L_1} \frac{V_2(\theta)(V_2(\theta) + v_g(\theta))}{2V_2(\theta) + v_g(\theta)} \quad (2.63)$$

En este caso se ha adoptado un valor de inductancia del doble de los convertidores anteriores (es decir $L_1 = 18$ mH), para tener rango de frecuencias similar al de los otros dos convertidores. Así pues la gráfica de la frecuencia en función del ángulo θ se muestra en la Fig. 2.14. en esta gráfica puede observarse que el máximo es muy similar al de los otros convertidores, mientras que el mínimo viene dado por

$$f_c(0) = \frac{V_2(0)}{2\Delta \cdot L_1} \quad (2.64)$$

Con lo cual, a diferencia de los otros convertidores, la frecuencia m3nima de trabajo no tiende a cero en los cruces por cero, si no a un valor finito determinado por (2.64). De esta observaci3n se puede inferir que la mejora en el distorsi3n arm3nica mencionada en [78, 79, 82, 83] es debida a que este sistema continua conmutando y por lo tanto trabajando en CCM incluso en las zonas de cruce por cero de la tensi3n de entrada.

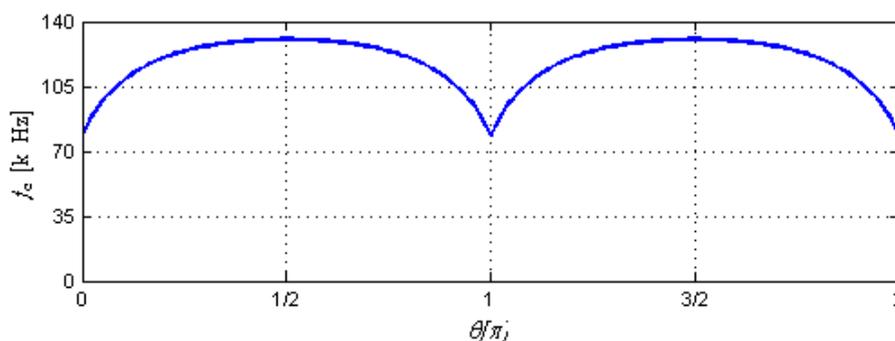


Fig. 2.14 Frecuencia de conmutaci3n (f_c) en estado estacionario, para un periodo completo para el convertidor S-T.

2.6. RESUMEN DE LOS CONVERTIDORES

La TABLA 2.1 condensa el an3lisis de los tres convertidores presentados anteriormente. En ella se detallan las variables y los par3metros obtenido anal3ticamente para los tres convertidores estudiados; a saber: el control equivalente $u_{eq}(x, \theta)$ instant3neo en funci3n de las variables de estado, la zona de existencia de r3gimen deslizante, las ISD. El punto de equilibrio, en 3ste caso puede observarse que las variables de estado de los convertidores son iguales a excepci3n de la variable de estado v_1 donde para el caso del SEPIC es la que menor estr3s presenta y para el S-T es el convertidor que mayor estr3s presenta en esta variable de estado.

A continuaci3n se presentan las expresiones del control equivalente $U_{eq}(\theta)$ en r3gimen estacionario, donde puede verse una analog3a entre los convertidores SEPIC y C3uk, de la misma forma que en la frecuencia de conmutaci3n. Por ultimo las condiciones de estabilidad, donde puede observarse que el 3nico convertidor que queda condicionado es el SEPIC, aunque esta condici3n es ampliamente satisfecha en el diseo tratado en este trabajo.

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

TABLA 2.1 RESUMEN COMPARATIVO DEL FUNCIONAMIENTO DE LOS CONVERTIDORES.

	SEPIC	Ćuk	S-T
$u_{eq}(x, \theta)$	$1 - \frac{v_g(\theta)}{v_1(x, \theta) + v_2(x, \theta)}$	$1 - \frac{v_g(\theta)}{v_1(x, \theta)}$	$\frac{1}{2} \left(1 - \frac{v_g(\theta)}{v_1(x, \theta)} \right)$
Zona de existencia de SMC	$0 \leq v_g \leq (v_1 + v_2)$	$0 \leq v_g \leq v_1$	$0 \leq v_g \leq v_1$
ISD: $\dot{x} =$	$\begin{bmatrix} \frac{v_1 - v_g}{L_2} \\ \frac{(v_g - v_1 - v_2)i_2 + g \cdot v_g^2}{(v_1 + v_2)C_1} \\ \frac{(V_F - v_1)v_2 - v_2^2 + v_g(g \cdot v_g + i_2)r_d + v_1 \cdot V_F}{(v_1 + v_2)r_d \cdot C_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{v_1 - v_g - v_2}{L_2} \\ \frac{(v_g - v_1)i_2 + g \cdot v_g^2}{v_1 \cdot C_1} \\ \frac{i_2 \cdot r_d - v_2 + V_F}{r_d \cdot C_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{v_1 - v_g - 2v_2}{2L_2} \\ \frac{(v_g - v_1)i_2 + 2g \cdot v_g^2}{2v_1 \cdot C_1} \\ \frac{i_2 \cdot r_d - v_2 + V_F}{r_d \cdot C_2} \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_2 \\ \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \end{bmatrix}$			
$X_{ss}(\theta)$	$\begin{bmatrix} g \cdot v_g(\theta) \\ g \cdot v_g^2(\theta)/V_2(\theta) \\ v_g(\theta) \\ V_2(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} g \cdot v_g(\theta) \\ g \cdot v_g^2(\theta)/V_2(\theta) \\ v_g(\theta) + V_2(\theta) \\ V_2(\theta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} g \cdot v_g(\theta) \\ g \cdot v_g^2(\theta)/V_2(\theta) \\ v_g(\theta) + 2V_2(\theta) \\ V_2(\theta) \end{bmatrix}$
	$V_2(\theta) = \frac{1}{2} \left(V_F + \sqrt{V_F^2 + 4g \cdot v_g(\theta) \cdot r_d} \right)$		
$U_{eq}(\theta)$	$1 - \frac{v_g(\theta)}{v_g(\theta) + V_2(\theta)}$		$\frac{1}{2} \left(1 - \frac{v_g(\theta)}{v_g(\theta) + 2V_2(\theta)} \right)$
$f_c(\theta)$	$\frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{v_g(\theta)V_2(\theta)}{v_g(\theta) + V_2(\theta)}$		$\frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{2V_2(\theta)(V_2(\theta) + v_g(\theta))}{2V_2(\theta) + v_g(\theta)}$
$\begin{bmatrix} a_3 \\ a_2 \\ a_1 \\ a_0 \end{bmatrix} =$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{C_1(v_g + V_2)V_2 + g \cdot v_g^2 \cdot r_d (C_1 + C_2)} \\ \frac{den}{r_d \cdot C_2 \cdot V_2^2 / L_2 + g \cdot v_g^2} \\ \frac{den}{(r_d \cdot g \cdot v_g^2 + V_2^2) / L_2} \\ \frac{den}{den} \end{bmatrix}_{SEPIC}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{C_1(v_g + V_2)V_2 + g \cdot v_g^2 \cdot r_d C_2} \\ \frac{den}{((C_1 + C_2)V_2 + C_1 \cdot v_g)V_2 r_d / L_2 + g \cdot v_g^2} \\ \frac{den}{(r_d \cdot g \cdot v_g^2 + V_2^2) / L_2} \\ \frac{den}{den} \end{bmatrix}_{\dot{C}uk}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2C_1(v_g + 2V_2)V_2 + g \cdot v_g^2 \cdot r_d C_2} \\ \frac{den}{((4C_1 + C_2)V_2 + 2C_1 \cdot v_g)V_2 r_d / L_2 + g \cdot v_g^2} \\ \frac{den}{(r_d \cdot g \cdot v_g^2 + V_2^2) / L_2} \\ \frac{den}{den} \end{bmatrix}_{S-T}$
	$den _{SEPIC-\dot{C}uk} = C_1 \cdot C_2 \cdot r_d \cdot V_2 (v_g + V_2)$		
	$den _{S-T} = 2C_1 \cdot C_2 \cdot r_d \cdot V_2 (v_g + 2V_2)$		
Estabilidad	Presenta condiciones $V_2/v_g > C_1/C_2$	Incondicional	Incondicional

2.7. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS Y SELECCIÓN DE COMPONENTES

Como se ha comentado anteriormente, el sistema se diseña para ser utilizado en entornos domésticos, comerciales, y/o industriales, por lo tanto la tensión nominal de alimentación del sistema será la tensión de línea (230 Vrms, 50 Hz).

En cuanto a la carga se utilizan 9 HBLEDs de la firma "Cree, Inc", específicamente el HBLEDs del grupo Xlamp: MC-E, Cool White-M [12]. Dicho diodo se ha seleccionado por su eficiencia; en el primer capítulo se ha presentado un detalle de sus parámetros. Así pues, teniendo en cuenta un conexionado serie de los HBLEDs, la tensión de la carga viene dada por (1.21), de esta forma se requiere una tensión de salida de 100 Vdc (aprox.), la corriente de carga nominal es de 350 mA, y la potencia de los 9 diodos hacen un total de 45 W.

A pesar de utilizar un control deslizante, se tiene una expresión de la frecuencia de conmutación del sistema, por lo tanto se propone que dicha frecuencia de conmutación sea del orden de los 100 kHz.

Según lo describe la superficie de conmutación (2.1), la transferencia de potencia se controla mediante el parámetro g ; además teniendo en cuenta el funcionamiento POPI de los convertidores, se puede obtener el valor de g como se indica en (2.65). Para poder tener un rango adecuado de control, este valor se implementa mediante una ganancia fija $ks=1/5000$ y una variable G (0,10 S); de esta forma $g = ks \cdot G$.

$$g = \frac{P_o}{V_{line}^2} \cong \frac{1}{1500} \text{ S} \quad (2.65)$$

A partir de todos los requerimientos mencionados se presentan la TABLA 2.2 como resumen de las especificaciones de diseño del sistema.

TABLA 2.2 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO.

	Descripción	Ref.	Valor
Entrada	Tensión	V_{in}	230 Vrms 230 Vdc
	Conductancia	$g = ks G$	$ks = 1/5000, G_{REF} \approx 5 \text{ S}$
	Frecuencia de línea	f_{line}	50 Hz
	Frecuencia de conmutación	f_c	100 kHz.
Carga: 9 x HBLED, Cree, Inc. "Xlamp MC-E" (Cool White)	Tensión	V_2	~100 Vdc
	Corriente	I_o	350 mA
	Potencia	P_o	~45 W
	Resistencia estática equivalente	R_o	~285 Ω

Por otra parte suponiendo que los convertidores trabajan en CCM; a frecuencia de conmutación constante (f_c), con una entrada de tensión continua de valor $V_g=230$ Vdc, y con una carga como se detalla en la TABLA 2.2: se puede obtener el ciclo de trabajo D ; y en base a los rizados admitidos en las variables de estado, se obtienen los valores de estos componentes según se muestra en la TABLA 2.3.

2 - Diseño de un LFR para Alimentaci3n de HBLEDs

TABLA 2.3 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS Y VALORES DE LOS PRINCIPALES COMPONENTES.

(g, v_g, V_2)	Convertidor	$X_{ss}(g, v_g, V_2)$			
		I_1	I_2	V_1	V_2
$g = 1/1500$ S	SEPIC	154 mA	353 mA	230 V	100 V
$V_g = 230$ V	Ćuk	154 mA	353 mA	330 V	100 V
$V_2 = 100$ V	S-T	154 mA	353 mA	430 V	100 V
Rizados admitidos	$\Delta_{\%X}$	20%	30%	5%	
	Δ_X	30 mA	100 mA	SEPIC	11 V
				Ćuk	17 V
				S-T	22 V
Valor del componente	$\frac{D \cdot T_s}{2} \frac{v_g}{I_1 \cdot \Delta_{I1}}$	$\frac{D \cdot T_s}{2} \frac{v_g}{I_2 \cdot \Delta_{I2}}$	$\frac{D^2 \cdot T_s}{2(1-D)R_o} \frac{v_g}{V_1 \cdot \Delta_{V1}}$	$\frac{2P_o}{V_{o-\text{Max}}^2 - V_{o-\text{min}}^2}$	
Valor adoptado	$L_{1-\text{SEPIC}} = 9$ mH $L_{1-\text{Ćuk}} = 9$ mH $L_{1-\text{S-T}} = 18$ mH	$L_2 = 2$ mH	$C_1 = 40$ μ F	$C_2 = 500$ μ F	

Teniendo en cuenta que el diseo es para una aplicaci3n de baja potencia, y adem3s una tensi3n de entrada alta, se obtienen valores medios de corrientes bastante bajos; por lo tanto para mantener los rizados de corriente segun los requerimientos presentados se han de utilizar valores de inductancias relativamente elevados. El condensador intermedio es el encargado de transferir energ3a entre los puertos de entrada y salida, por lo tanto ha de ser un elemento de baja capacidad. Por ultimo el condensador de salida se encarga de filtrar el rizado correspondiente al doble de la frecuencia de l3nea, por consiguiente ser3 un condensador electrol3tico de alto valor.

2.8. VALIDACI3N MEDIANTE SIMULACIONES NUMÉRICAS

En este apartado se presentan las simulaciones num3ricas realizadas mediante el programa PSIM [84]. Los par3metros del sistema utilizados en las simulaciones, y posteriormente en los prototipos se han expuesto y justificado en el apartado anterior. Los circuitos utilizados se han realizado segun el esquema mostrado en la Fig. 2.1.

En cuanto a la implementaci3n del control en modo deslizante, la ventana de hist3resis implementada corresponde al 20% del valor medio de la variable de estado i_1 , es decir ± 30 mA..

2.8.1. FUNCIONAMIENTO COMO LFR

Para validar el comportamiento como LFR de los convertidores analizados anteriormente de forma te3rica, se ha realizado una simulaci3n con una entrada DC, una carga resistiva $R_o = 285 \Omega$, con una variaci3n del 50%, es decir de $R_o' = 142 \Omega$.

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

Como puede verse en las Fig. 2.15, en $t = 100$ ms se produce la variación de carga, en este instante se alteran las variables de salida I_o , V_2 (Fig. 2.15a), pero tras el transitorio estas variables toman los valores adecuados para que la potencia de entrada (P_{in}) sea igual que la de salida del sistema (P_{out}) (Fig. 2.15b). Esto es debido a que la transferencia de potencia es controlada mediante el parámetro g . Por lo tanto dada una tensión de entrada constante, y teniendo en cuenta que g permanece invariante en el tiempo, puede verse en la Fig. 2.15c como en la resistencia vista en el puerto de entrada (V_g/I_1) del sistema y su valor real $1/g$ se mantienen constante.

Teniendo en cuenta esto, se infiere que ante una variación de la tensión de entrada la corriente de entrada varía adecuadamente siguiendo el comportamiento de una carga resistiva de valor $1/g$, lo que es de esperar para el puerto de entrada del sistema trabajando como LFR; de esta forma la potencia absorbida variará en el mismo sentido de la variación de la fuente de tensión, y consecuentemente la potencia trasferida a la carga también varia en ese mismo sentido. Este funcionamiento puede verse ilustrado en la Fig. 2.16; en este caso se presenta una variación de la tensión de entrada con forma de escalón descendente de 220 V a 110 V (el 50%). Puede observarse como todas las variables mostradas varían en el mismo sentido que la fuente del puerto de entrada de alimentación. Mientras que la resistencia del puerto de entrada (V_g/I_1) concuerda con su valor verdadero dado por el valor $1/g$.

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

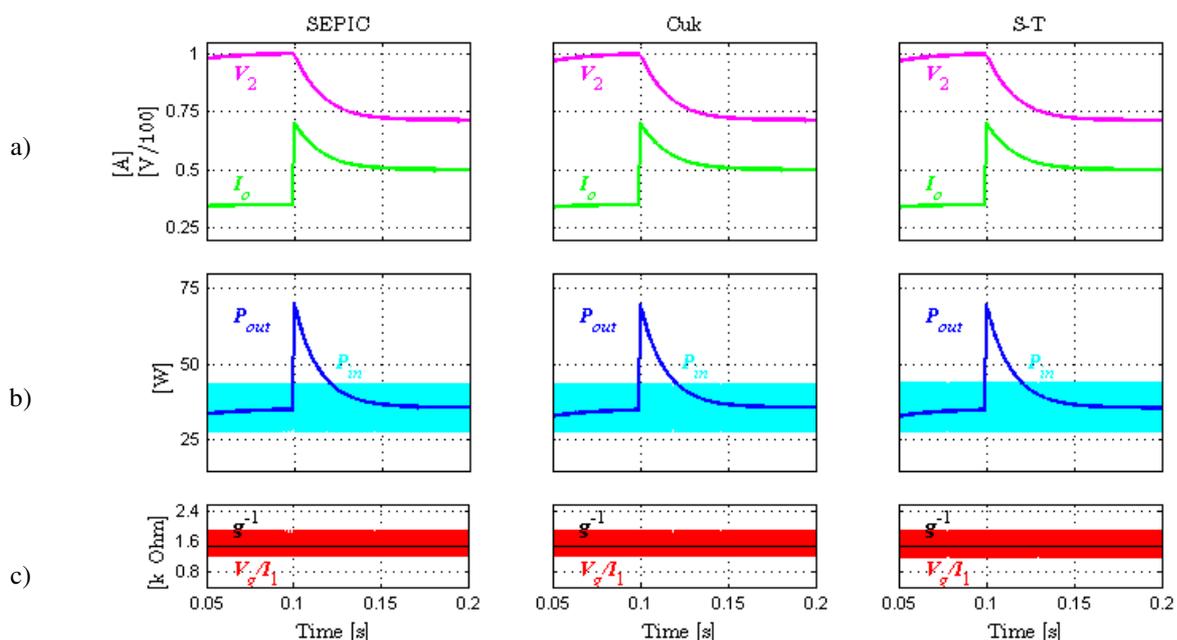


Fig. 2.15 Respuesta de los convertidores (SEPIC, Cuk, S-T) funcionando como LFR ante una variación de carga del 50 % ($R_o=285, 142 \Omega$): a) tensión y corriente de carga, b) potencia de entrada y salida, c) resistencia emulada.

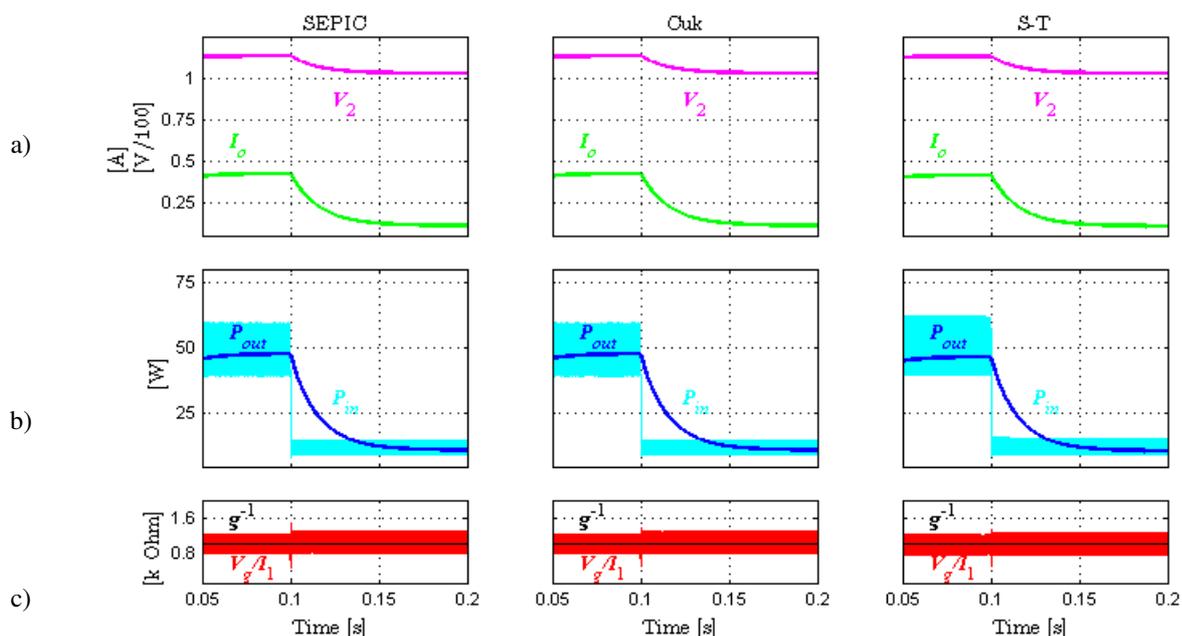


Fig. 2.16 Respuesta de los convertidores (SEPIC, Cuk, S-T) funcionando como LFR ante una variación de la tensión de entrada del 50 % ($V_g=220, 110 \text{ V}$): a) tensión y corriente de carga, b) potencia de entrada y salida, c) resistencia emulada.

2.8.2. FUNCIONAMIENTO COMO PFC

Utilizando el mismo esquema de la Fig. 2.1, se utiliza ahora con una fuente de tensi3n alterna rectificadora, es decir $v_g(t) = V_{peak} |\sin(2\pi f_{line} \cdot t)|$ (con $V_{peak} = 230\sqrt{2}$ V, y $f_{line} = 50$ Hz). De esta forma el LFR actuar3 como pre-regulador para la correcci3n del factor de potencia. Los par3metros de la simulaci3n son los mismos del apartado anterior (TABLA 2.3). Las formas de onda de las variables de entrada se muestran en la Fig. 2.17a, donde se aprecia la respuesta en r3gimen estacionario del LFR en estudio basado en el pre-regulador PFC.

Se puede apreciar en estas gr3ficas que no existe desfase entre la tensi3n y la corriente de entrada, adem3s puede verse una perfecta proporcionalidad entre estas variables determinada por la constante g . Por otra parte se puede observar el rizado de la corriente i_1 que est3 determinado por el valor de la ventana de hist3resis ($2\Delta = 60$ mA).

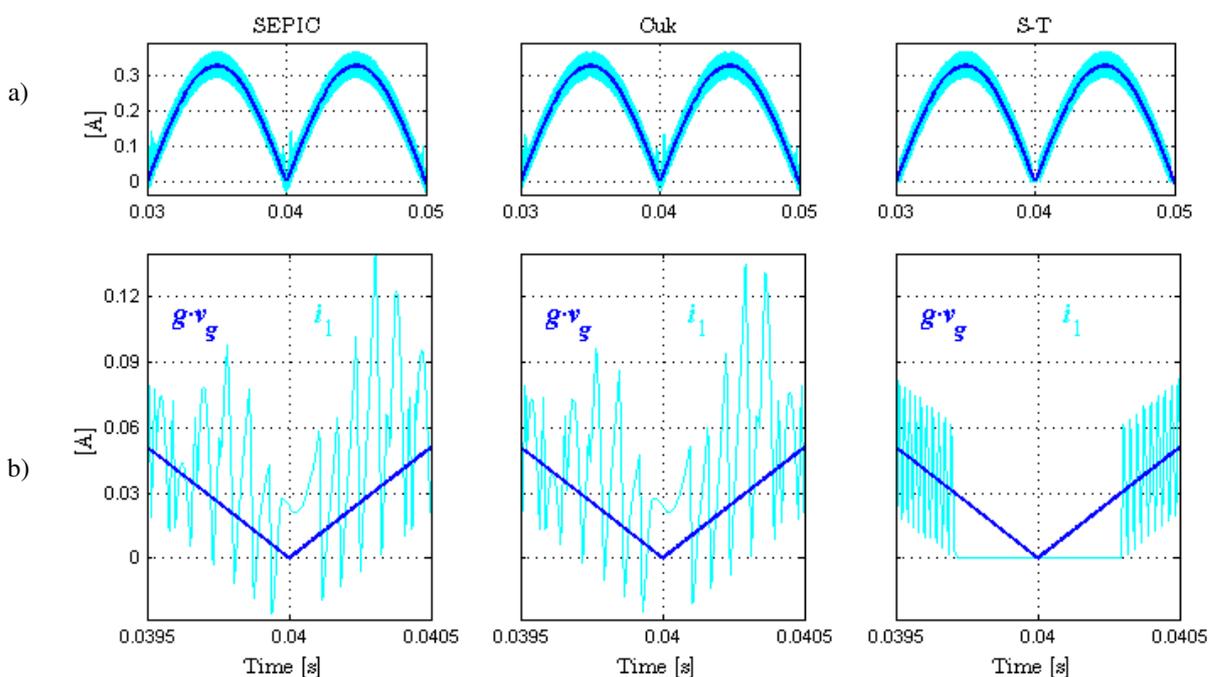


Fig. 2.17 Funcionamiento de los convertidores (SEPIC, Ćuk, S-T) como PFC: a) periodo completo de la tensi3n de entrada, b) zoom temporal sobre la zona de cruce por cero.

Una observaci3n a tener en cuenta sobre la corriente de entrada se puede ver haciendo un zoom temporal en un pequeo entorno de los cruces por cero de la tensi3n $v_g(t)$ (Fig. 2.17b). En esta zona, dicha corriente se ve distorsionada de una forma casi aleatoria en el caso de los convertidores SEPIC y Ćuk, y con una anulaci3n de la corriente para el caso del convertidor S-T. Estos efectos se detallan en [54] y se exponen en el Capítulo 4, donde se detalla este problema, y se presentan algunas formas de soluci3n.

En la Fig. 2.18 se presenta una funci3n de las variables de estado conmutadas que tiene la expresi3n de $u_{eq}(x,t)$, y su estado cuasi-estacionario $U_{eq}(x,t)$. Puede apreciarse la distorsi3n producida por el sistema conmutado en la ZCA. Adem3s se puede observar la

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

concordancia entre el sistema conmutado y el ISD. Por otra parte, se verifica que el rango de excursión de esta señal de control se corresponde con lo previsto (0,1) para SEPIC y $\dot{C}uk$; (0, $\frac{1}{2}$) para el S-T.

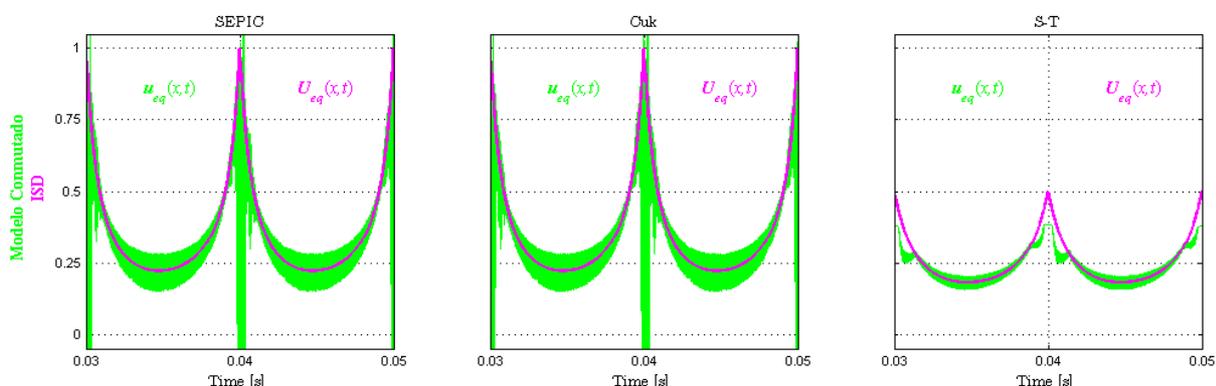


Fig. 2.18 Gráfica de la expresión del control equivalente $u_{eq}(\theta)$ representada a partir de las variables de estado del sistema y su estado quasi-estacionario $U_{eq}(x,\theta)$ para los convertidores (SEPIC, $\dot{C}uk$, S-T) como PFC.

Para verificar la calidad de la forma de onda de la corriente de entrada, se ha realizado un estudio en dominio frecuencial. En las Fig. 2.19 puede observarse el espectro frecuencial de la corriente de entrada, donde se confirma el comportamiento resistivo impuesto por el control SMC. Nótese que el armónico principal se encuentra a 50 Hz, y luego se aprecian los armónicos posteriores (150 y 250 Hz), con una atenuación superior a 45 dB para los convertidores SEPIC y $\dot{C}uk$, y más de 57 dB para el convertidor S-T. Observando las formas de onda de las Fig. 2.17b se puede inferir que la menor distorsión es debida a la ausencia de conmutación en el cruce por cero.

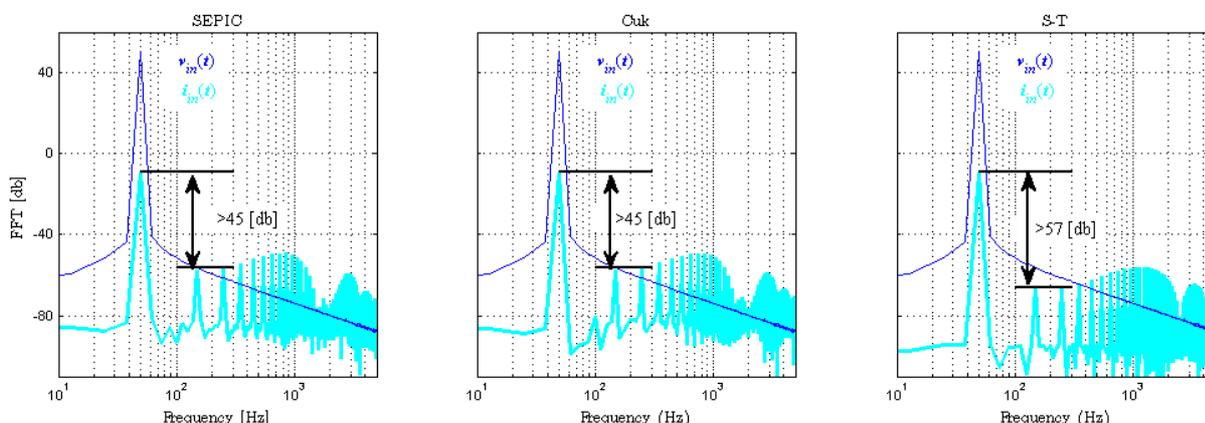


Fig. 2.19 Espectro FFT de las variables de entrada: corriente i_{in} , y tensión v_{in} para los convertidores (SEPIC, $\dot{C}uk$, S-T) como PFC.

Además de este análisis, se han extraído de las simulaciones los valores del PF y la THD de cada convertidor, y se presentan en la TABLA 2.4. Se ha de observar que los tres convertidores se han diseñado para las mismas características de entrada y salida, con el mismo rizado admitido en la corriente i_1 , con lo cual se han de obtener valores muy similares, de todas formas el mejor comportamiento como PFC lo obtiene el convertidor S-T. No obstante, este convertidor precisa una inductancia de entrada dos veces más grande que los convertidores $\dot{C}uk$ y SEPIC. Este hecho, juntamente con un estrés mayor en los semiconductores de potencia y en la tensión del condensador intermedio hace prever un menor rendimiento de conversión del prototipo experimental.

TABLA 2.4 PF Y THD DE LOS CONVERTIDORES.

Convertidor	PF %	THD %
SEPIC	99,473%	10,196%
Ćuk	99,472%	10,196%
S-T	99,518%	9,838%

2.9. VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONVERTIDOR SEPIC COMO LFR PARA ALIMENTAR HBLEDs

En este apartado se presentan los resultados correspondientes a los primeros trabajos [25, 85] realizados para esta tesis. En ellos se propone la implementación una etapa simple convertidora realizado con un convertidor SEPIC, para alimentación de un grupo de HBLEDs en serie. El control se realiza en modo deslizante trabajando como PFC con baja distorsión armónica en el puerto de entrada.

2.9.1. FUNCIONAMIENTO COMO LFR

Los detalles constructivos junto con la tarjeta realizada para este convertidor se muestran en el anexo 6.1. En referencia a la tensión de entrada y la carga difieren en las implementaciones ya que los puntos de trabajo seleccionados para este convertidor fueron diferentes. De la misma forma que en las simulaciones numéricas el control utilizado se ha realizado según el esquema de la Fig. 2.1.

TABLA 2.5 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO Y VALORES DE COMPONENTES DEL CONVERTIDOR SEPIC.

Ref.	Descripción	Valor	
V_{in}	Tensión de entrada	24 Vrms	
I_o	Corriente de salida	200 ~ 700 mA	
f_c	Frecuencia de conmutación	100 kHz.	
L_1, L_2	Inductor	330 μ H	
C_1	Condensador	10 nF	
C_2	Condensador	500 μ F	
Carga: 3 x HBLED, Cree, Inc. "Xlamp MC-E" (Cool White)	V_2	Tensión	~43 Vdc
	I_o	Corriente	350 mA
	P_o	Potencia	~15 W

Las especificaciones de diseño referidas al convertidor SEPIC se detallan en la TABLA 2.5. Como puede verse, se ha utilizado una tensión de entrada de 24 Vrms o 25 Vdc, ya que los primeros prototipos fueron realizados a una tensión reducida. Los resultados también son validos teniendo en cuenta un escalado dinámico de los parámetros del sistema.

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

Este prototipo se utilizó para verificar el funcionamiento y características de la etapa PFC en estudio.

En las Fig. 2.20 pueden verse las variables de salida: I_o , V_2 , P_{out} , junto con la corriente de entrada I_1 . En este caso se ha utilizado una fuente de 25 Vdc, una carga resistiva $R_o=10 \Omega$, y se provoca una perturbación de carga del 50% ($R_o=5 \Omega$), cuando la señal de V_{gate} se encuentra a 0 y 1 lógico respectivamente; la señal de V_{gate} es utilizada para provocar dicha perturbación.

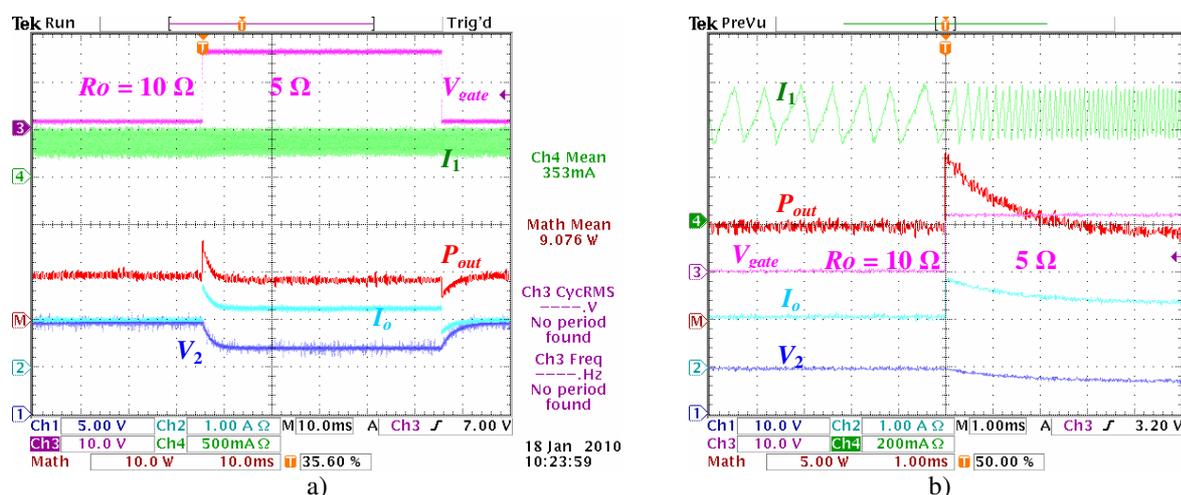


Fig. 2.20 a) Funcionamiento del LFR basado en un convertidor SEPIC, alimentado con $v_g = 25$ Vdc, ante una perturbación del 50% de la carga la corriente I_1 , mientras las variables I_o y V_2 adaptan sus valores para mantener constante la potencia P_{out} , b) zoom temporal.

Mediante estos oscilogramas se aprecia claramente el funcionamiento como LFR, ya que se observa como la perturbación en la carga no afecta al valor medio de corriente y en consecuencia tampoco al valor medio de potencia. En el zoom temporal de la Fig. 2.20b se puede observar la caída de la tensión de salida V_2 , junto con el aumento de la corriente I_o ; de esta forma se mantiene constante la potencia de salida P_{out} para el régimen estacionario. Además se ha de destacar que una variación en la carga no afecta al valor medio de la corriente de de entrada I_1 , y como era de esperar, tampoco ha variado la potencia de entrada. Así pues, se confirma el funcionamiento como LFR.

Adicionalmente se ha de tener en cuenta en las formas de onda de la Fig. 2.20b, la variación en la frecuencia y ciclo de trabajo de la corriente de entrada. En esta figura se destaca notablemente un cambio en frecuencia y ciclo de trabajo de la corriente de entrada, así mismo se ve claramente que el valor medio permanece constante.

Este efecto es debido al funcionamiento en modo deslizante del control del sistema, implementado con un bloque de histéresis el cual adapta la frecuencia y el ciclo de trabajo para mantener constantes las variables de entrada según la función de conmutación impuesta por (2.1).

2.9.2. FUNCIONAMIENTO COMO PFC

El análisis presentado a continuación corresponde al funcionamiento del convertidor como corrector de factor de potencia alimentando la carga de 3 HBLEDs. Se ha utilizado una entrada senoidal de amplitud 30 Vrms (aprox.). En la Fig. 2.21a puede verse una estricta proporcionalidad entre las variables de entrada v_{in} , i_{in} lo que indica que el puerto de entrada del sistema tiene un comportamiento tipo resistivo. Tampoco existe defasaje entre ambas variables de entrada. La tercera variable mostrada es la potencia de entrada P_{in} al sistema. La Fig. 2.21b presenta una simulación numérica realizada con los mismos parámetros de este circuito y en el mismo punto de operación con el objeto de realizar la comparación del sistema real y el ideal utilizado en PSIM.

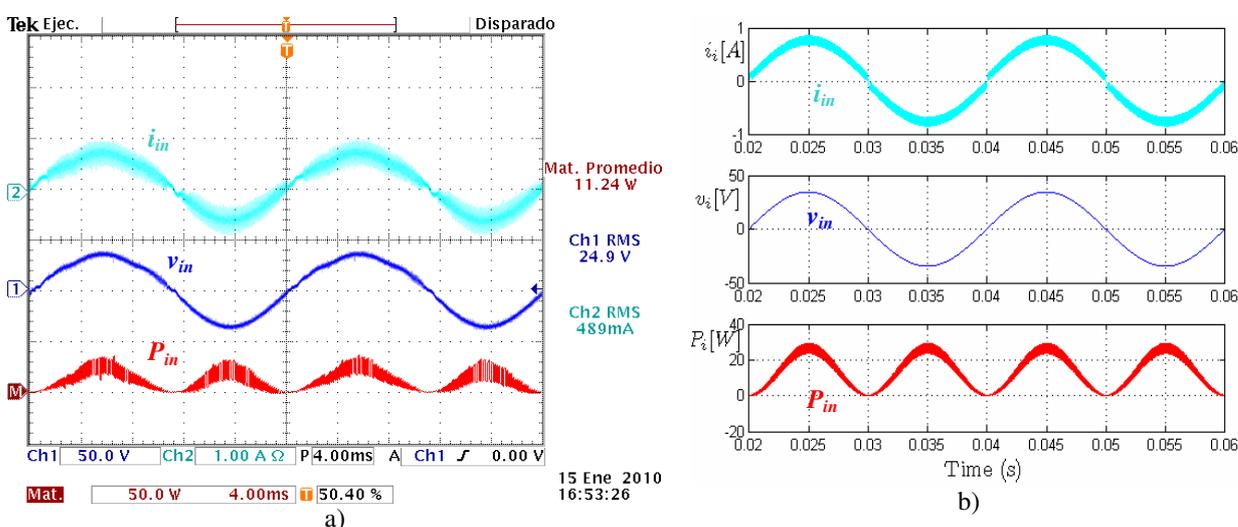


Fig. 2.21 Convertidor SEPIC trabajando como PFC: variables de entrada: i_{in} , v_{in} y P_{in} en estado estacionario: a) experimental, b) simulación.

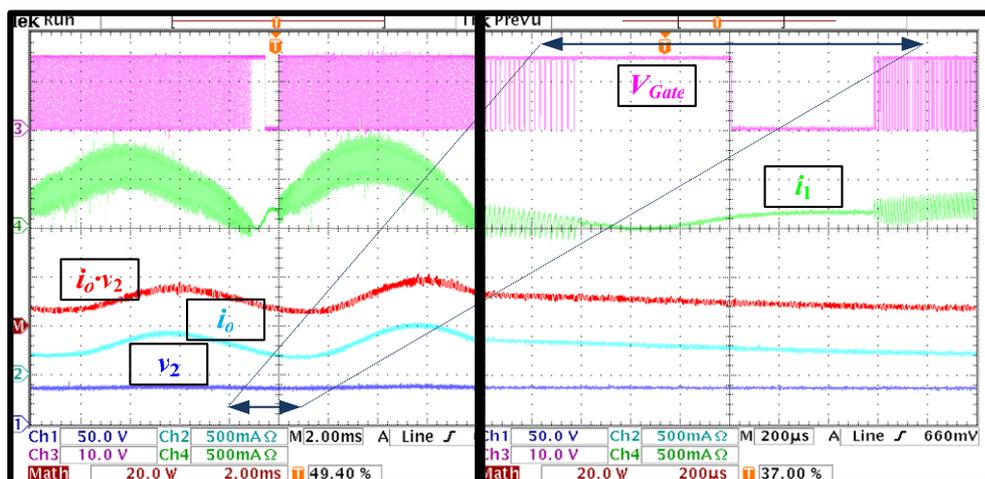


Fig. 2.22 Distorsión armónica cerca del cruce por cero de la tensión de entrada presentada en el convertidor SEPIC controlado en SMC (frecuencia de conmutación variable) funcionando como LFR.

A pesar de las cualidades presentadas, se ha observado una distorsión en los cruces por cero de la tensión de entrada. Como puede verse en la Fig. 2.22, cuando la tensión de entrada

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

se encuentra lejos de esta zona el convertidor trabaja en CCM. Sin embargo, en un entorno cercano al cruce por cero, la baja frecuencia de conmutación provoca que se presente una distorsión en la corriente de entrada, esto es debido a que el convertidor pasa a funcionar en DCM.

2.10. VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONVERTIDOR ĆUK COMO LFR PARA ALIMENTAR HBLEDs

En este caso, se ha utilizado el convertidor Ćuk para alimentación de un grupo de HBLEDs en serie. La TABLA 2.6 detalla las especificaciones del sistema. De la misma forma que en las simulaciones numéricas el control utilizado se ha realizado según el esquema de la Fig. 2.1. Los detalles constructivos junto con la tarjeta realizada para este convertidor se muestran en el anexo 6.1. Este prototipo se utilizó para verificar el funcionamiento y características de la etapa PFC en estudio.

2.10.1. FUNCIONAMIENTO COMO LFR

En [86, 87] la tensión de entrada y la carga difieren en las implementaciones ya que los puntos de trabajo seleccionados para este convertidor fueron diferentes. Así pues la tensión de entrada es de 110 Vrms, y la carga son 6 HBLEDs conectados en serie.

El análisis del sistema como LFR se presenta en la Fig. 2.23 de forma análoga al realizado para el convertidor SEPIC. Se ha utilizado una tensión de entrada de 60 Vdc, y una variación de carga del 50% (R_o : de 220 Ω a 110 Ω); se puede apreciar el que las variables I_o , V_2 adaptan sus valores para mantener constante el valor medio de potencia P_{out} . Cabe observar que las variables I_o , V_2 son de signo negativo ya que este convertidor invierte el signo de la tensión del puerto de salida. En cuanto a la potencia de entrada, se infiere que se mantiene constante ya que la corriente I_1 permanece constante ante esta perturbación. Así pues, se confirma el funcionamiento como LFR.

TABLA 2.6 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO Y VALORES DE COMPONENTES DEL CONVERTIDOR ĆUK.

Ref.	Descripción	Valor	
V_{in}	Tensión de entrada	110 Vrms	
I_o	Corriente de salida	200 ~ 700 mA	
f_c	Frecuencia de conmutación	100 kHz.	
L_1	Inductor	2 mH	
L_2	Inductor	330 μ H	
C_1	Condensador	40 nF	
C_2	Condensador	500 μ F	
Carga: 6 x HBLED, Cree, Inc. "Xlamp MC-E" (Cool White)	V_2	Tensión	~86 Vdc
	I_o	Corriente	350 mA
	P_o	Potencia	~30 W

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

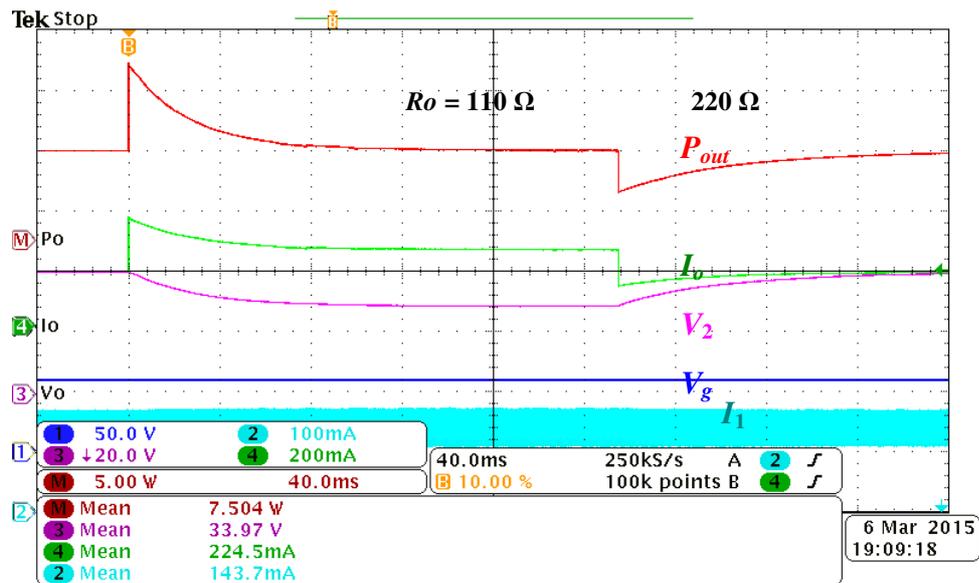


Fig. 2.23 Funcionamiento del LFR basado en un convertidor Ćuk, alimentado con $v_g = 60$ Vdc; ante una perturbación del 50% de la carga la corriente I_1 , mientras las variables I_o y V_2 adaptan sus valores para mantener constante la potencia P_{out} .

2.10.2. FUNCIONAMIENTO COMO PFC

Análogamente al convertidor SEPIC, se realiza el análisis para el convertidor Ćuk funcionando como PFC. En la foto de la Fig. 2.24, puede verse el bloque PFC trabajando con una tensión de entrada alterna de 90 Vrms (50 Hz), una corriente de 674 mA y un factor de potencia del 100%. En referencia al factor de potencia medido por la fuente, puede entenderse que dicha fuente no analiza las componentes de alta frecuencia y a consecuencia de esto la fuente indica un $PF = 100\%$, sin embargo la corriente absorbida por el convertidor presenta un contenido armónico suficientemente bajo como para asegurar un factor de potencia unitario.

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

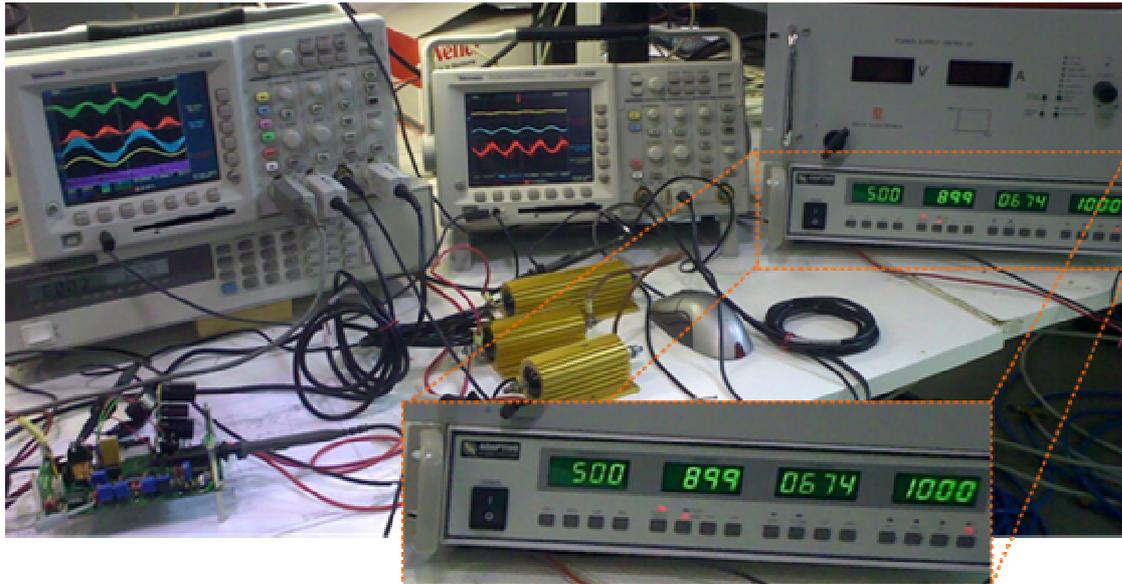


Fig. 2.24 Fotografías: verificación de funcionamiento en laboratorio, y medición de PF; $V_{in}=90$ Vrms, PF=100%.

Mediante la Fig. 2.25a puede confirmarse la proporcionalidad entre las variables v_{in} , i_{in} y que ambas variables se encuentran perfectamente en fase, de esta forma se puede verificar que el puerto de entrada del sistema tiene un comportamiento resistivo. Adicionalmente se muestra la potencia de entrada P_{in} , y la corriente en el segundo inductor i_2 . Para realizar la comparación del sistema real y el ideal, se presenta en la Fig. 2.25b el mismo sistema con los mismos parámetros y en el mismo punto de operación evaluando mediante simulación numérica.

Como se ha demostrado, la utilización de un control deslizante para la realización de un circuito corrector del factor de potencia, de una única etapa resulta ser una opción muy interesante debido a su sencillez y robustez. Adicionalmente se ha verificado la estabilidad del sistema para todo el rango de tensión de entrada; con lo que el comportamiento como LFR del sistema se ha validado correctamente mediante los resultados obtenidos en laboratorio y a través de las simulaciones numéricas. No obstante, de la misma forma que en el convertidor analizado anteriormente, también se visualiza una distorsión de cruce por cero. En este caso, como puede verse en la Fig. 2.26, aunque el convertidor continúa conmutando a más baja frecuencia, la corriente i_1 también se ve distorsionada. Esto indica que el convertidor no está trabajando en CCM.

2 - Diseño de un LFR para Alimentación de HBLEDs

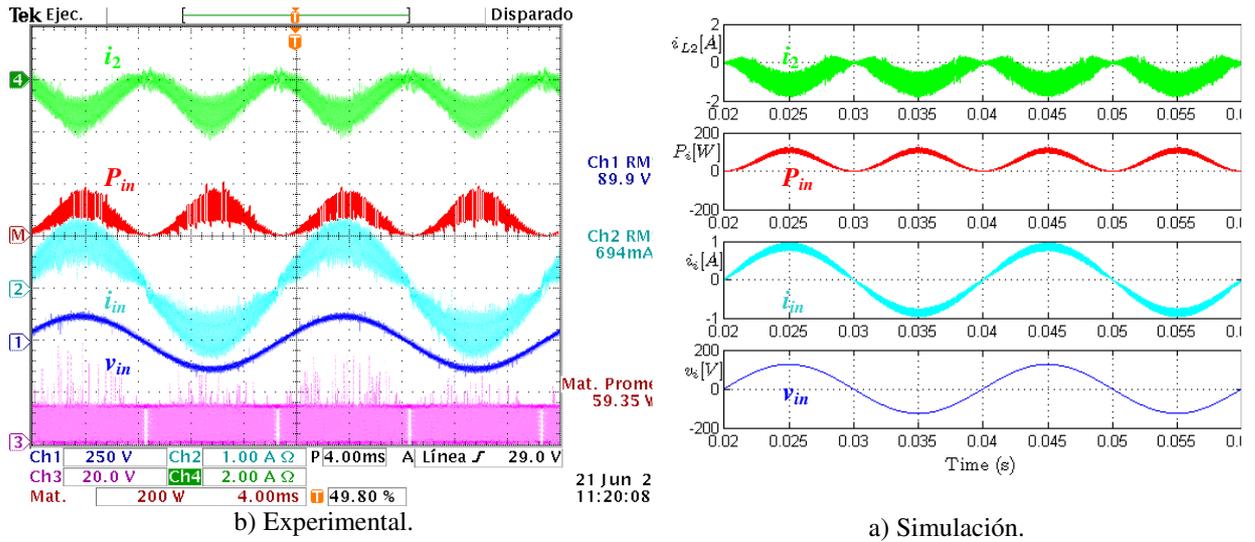


Fig. 2.25 Convertidor Ćuk trabajando como PFC: variables: i_1 , v_{in} , P_{in} , i_2 en estado estacionario: a) experimental, b) simulación.

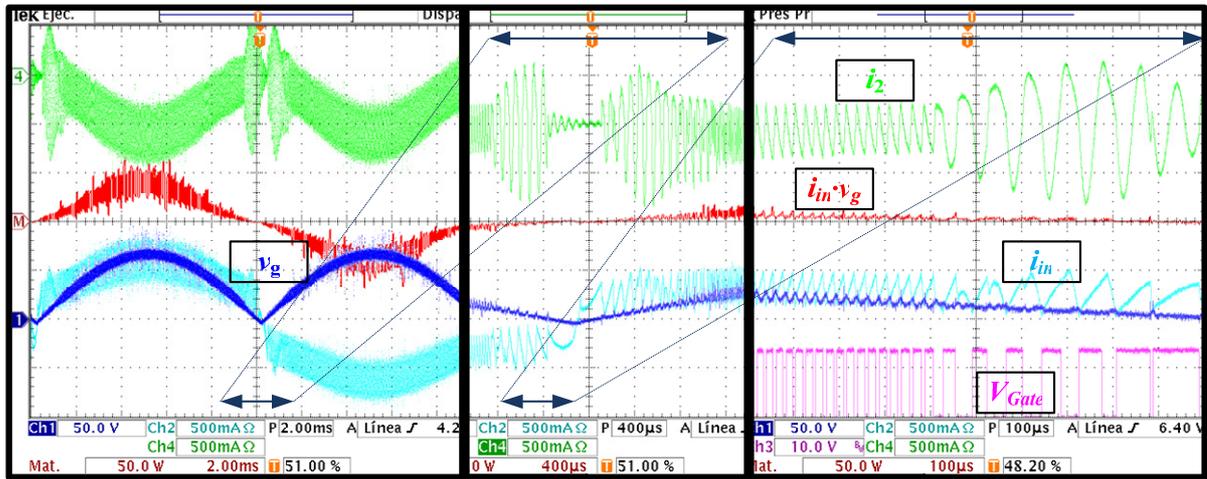


Fig. 2.26 Distorsión armónica cerca del cruce por cero de la tensión de entrada presentada en el convertidor Ćuk controlado en SMC (frecuencia de conmutación variable) funcionando como LFR.

2.11. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado el diseño de LFRs basados en los convertidores elevadores-reductores de una sola etapa (Ćuk, SEPIC y Shepard-Taylor) para la alimentación de un conjunto de HBLEDs a partir de una fuente de corriente alterna. Para ello, se ha utilizado la técnica de control en modo deslizante para imponer un comportamiento resistivo en el puerto de entrada de los convertidores.

Los tres diseños presentados se han validado analíticamente y por simulación para determinar la estabilidad y robustez de los tres convertidores controlados en modo deslizante para un amplio rango de valores de tensión de entrada. En los tres casos se ha observado una buena concordancia entre el estudio analítico y la simulación. En este sentido, el análisis de estabilidad en pequeña señal ha demostrado que los convertidores Ćuk y Shepard-Taylor tienen un comportamiento estable sin condiciones. Sin embargo, el convertidor SEPIC precisa del cumplimiento de una condición de estabilidad relativamente compleja que puede simplificarse en el caso de considerar que la capacidad de salida (C_2) es mucho mayor que la capacidad intermedia (C_1).

A partir de simulaciones realizadas con PSIM se han comparado las tres opciones teniendo en cuenta el espectro frecuencial de la corriente de entrada, el factor de potencia y el THD a la entrada del PFC. Los resultados obtenidos son muy similares entre sí. No obstante, para el convertidor S-T se prevé un menor rendimiento en el prototipo experimental debido al mayor estrés en los semiconductores y en el condensador intermedio; junto con un incremento del doble en el valor de la inductancia de entrada para mantener la misma frecuencia de conmutación en condiciones nominales que la utilizada en los otros dos convertidores.

A partir de los primeros resultados por simulación se ha decidido implementar experimentalmente los convertidores SEPIC i Ćuk, ya que el convertidor S-T presenta diferentes puntos críticos donde se puede predecir un menor rendimiento y mayor complejidad. Las medidas realizadas en el laboratorio con los LFRs basados en los convertidores SEPIC y Ćuk presentan una buena concordancia con los análisis matemáticos y numéricos, obteniendo en todos los casos un elevado factor de potencia en el puerto de entrada de los prototipos. Sin embargo, se ha identificado una elevada distorsión de la forma de onda de la corriente de entrada alrededor de los cruces por cero de la tensión de entrada.

En las cercanías del cruce por cero, estos convertidores presentan una disminución en la frecuencia de conmutación. A consecuencia de esto, los convertidores SEPIC y Ćuk, pasan a funcionar en modo de conducción discontinua, lo que provoca una pérdida de deslizamiento en la zona de cruce por cero de la tensión de entrada al sistema, produciendo así una distorsión en la corriente de entrada. Los análisis dinámicos realizados confirman que esta distorsión no se debe a problemas de estabilidad, sino a dicha pérdida de deslizamiento. Sin embargo, el caso del convertidor S-T no presenta este tipo de distorsión ya que su topología no permite la conmutación en la zona de cruce por cero.

La distorsión en el cruce por cero se estudiará en profundidad en el capítulo 4 de esta tesis.

CAPÍTULO III

3. DISEÑO DEL LAZO DE REGULACIÓN DE CORRIENTE DE CARGA PARA ALIMENTACIÓN DE HBLEDs

En este capítulo se estudia el diseño de un circuito para la regulación de la corriente que circula a través de un conjunto de HBLEDs conectados en serie. Para ello, se partirá del estudio de los convertidores elevadores-reductores descritos en el capítulo 2. El análisis numérico y la verificación experimental se realizan mediante un prototipo basado en el convertidor *Ćuk*, donde este convertidor se alimentará a partir de una fuente de tensión alterna de 230 V_{rms}-50 Hz.

Tal y como se ilustra en la Fig. 3.1, se ha añadido un lazo externo de regulación de corriente encargado de rechazar las variaciones de los parámetros de los HBLEDs [10, 11] y de la tensión de alimentación. El lazo de control actuará directamente sobre la conductancia del LFR para ajustar la corriente de los HBLEDs. Una vez diseñado el lazo de regulación, a

partir de un modelo dinámico en pequeña señal, se verificará el rango de regulación de corriente con objeto de validar su funcionamiento como sistema de dimmerización. Además, se validaran las prestaciones del circuito en cuanto a nivel de armónicos introducidos a la red y factor de potencia a la entrada del PFC.

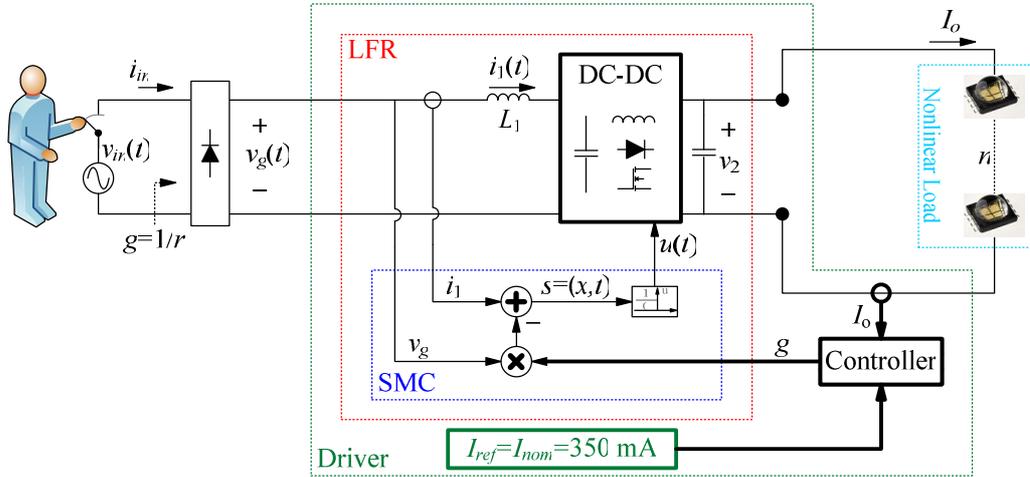


Fig. 3.1 Diagrama de bloques de un convertidor conmutado con control de corriente de carga para alimentación de HBLEDs.

3.1. MODELO DINÁMICO DEL REGULADOR CONMUTADO DE CORRIENTE

Para el diseño del lazo de regulación de corriente de carga, se ha de obtener el modelo en pequeña señal del sistema. Este estudio parte de las ecuaciones no lineales ISD presentadas en la TABLA 2.1, que tienen la forma

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_2 \\ \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Re-escribiendo el vector de la dinámica de estados como

$$\dot{x} = f(x, p) \quad (3.2)$$

donde $x=(i_1, i_2, v_1, v_2)^T$ es el vector de estados y $p=(g, v_g, r_d, V_F)^T$ es el vector de las perturbaciones. Las componentes del vector p son: la conductancia de entrada del LFR (g), la tensión de entrada (v_g), la resistencia dinámica de los LEDs (r_d), y la caída tensión en directa de los mismos (V_F).

Para obtener el modelo en pequeña señal (small-signal model SSM) de los convertidores, en un entorno del punto de equilibrio $X_{ss}(\theta)$ (TABLA 2.1), respecto de las perturbaciones p , se han de linealizar las ISD alrededor de dicho punto mediante la matriz Jacobiana que se expresa según

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

$$J(\theta)\Big|_{X_{ss}(\theta)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(x,p)}{\partial i_1}, \frac{\partial f_1(x,p)}{\partial i_2}, \frac{\partial f_1(x,p)}{\partial v_1}, \frac{\partial f_1(x,p)}{\partial v_2}, \frac{\partial f_1(x,p)}{\partial g}, \frac{\partial f_1(x,p)}{\partial v_g}, \frac{\partial f_1(x,p)}{\partial r_d}, \frac{\partial f_1(x,p)}{\partial V_F} \\ \frac{\partial f_2(x,p)}{\partial i_1}, \frac{\partial f_2(x,p)}{\partial i_2}, \frac{\partial f_2(x,p)}{\partial v_1}, \frac{\partial f_2(x,p)}{\partial v_2}, \frac{\partial f_2(x,p)}{\partial g}, \frac{\partial f_2(x,p)}{\partial v_g}, \frac{\partial f_2(x,p)}{\partial r_d}, \frac{\partial f_2(x,p)}{\partial V_F} \\ \frac{\partial f_3(x,p)}{\partial i_1}, \frac{\partial f_3(x,p)}{\partial i_2}, \frac{\partial f_3(x,p)}{\partial v_1}, \frac{\partial f_3(x,p)}{\partial v_2}, \frac{\partial f_3(x,p)}{\partial g}, \frac{\partial f_3(x,p)}{\partial v_g}, \frac{\partial f_3(x,p)}{\partial r_d}, \frac{\partial f_3(x,p)}{\partial V_F} \end{bmatrix}\Big|_{X_{ss}(\theta)} \quad (3.3)$$

A partir de las expresiones anteriores se puede describir la dinámica del sistema mediante las ecuaciones linealizadas como se presenta a continuación

$$\dot{\hat{x}} = \frac{\partial f(x,p)}{\partial x}\Big|_{X_{ss}} \hat{x} + \frac{\partial f(x,p)}{\partial p}\Big|_{X_{ss}} \hat{p} \quad (3.4)$$

el tilde sobre las variables representa el valor de la pequeña señal entorno a su valor de equilibrio, y el punto la derivada temporal.

A título de ejemplo, se presenta el desarrollo matemático de (3.3) para el convertidor $\hat{C}uk$, para los convertidores SEPIC y S-T, se procede de forma análoga, y los resultados se resumen en la TABLA 3.1, sobre el final de esta sección.

En las siguientes expresiones el parámetro θ no se utilizará en la notación por motivos de espacio y para que las expresiones resulten menos largas y engorrosas. Teniendo en cuenta las ISD y el X_{ss} (TABLA 2.1) del convertidor $\hat{C}uk$, el jacobiano anterior (3.3) se expresa según

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} & 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{v_g - v_1}{v_1 \cdot C_1} & \frac{-v_g(g \cdot v_g + i_2)}{v_1^2 \cdot C_1} & 0 & \frac{v_g^2}{v_1 \cdot C_1} & \frac{2g \cdot v_g + i_2}{v_1 \cdot C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{r_d \cdot C_2} & 0 & 0 & \frac{v_2 - V_F}{r_d^2 \cdot C_2} & \frac{1}{r_d \cdot C_2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

valorando esta expresión en su punto de equilibrio X_{ss} , la expresión anterior toma la forma:

$$J\Big|_{X_{ss}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} & 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-V_2}{(V_2 + v_g) \cdot C_1} & \frac{-v_g^2 \cdot g}{V_2(V_2 + v_g) \cdot C_1} & 0 & \frac{v_g^2}{(V_2 + v_g) \cdot C_1} & \frac{v_g \cdot g(2V_2 + v_g)}{V_2(V_2 + v_g) \cdot C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{r_d \cdot C_2} & 0 & 0 & \frac{v_2 - V_F}{r_d^2 \cdot C_2} & \frac{1}{r_d \cdot C_2} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Sustituyendo la expresión anterior en la ecuación (3.4), se obtiene una combinación lineal de las perturbaciones del sistema en función de las variables \hat{x}, \hat{p}

$$\dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_2 \\ \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \hat{v}_1 + \frac{-1}{L_2} \hat{v}_2 + \frac{-1}{L_2} \hat{v}_g \\ \frac{-V_2}{(V_2 + v_g) \cdot C_1} \hat{i}_2 + \frac{-v_g^2 \cdot g}{V_2(V_2 + v_g) \cdot C_1} \hat{v}_1 + \frac{v_g^2}{(V_2 + v_g) \cdot C_1} \hat{g} + \frac{v_g \cdot g(2V_2 + v_g)}{V_2(V_2 + v_g) \cdot C_1} \hat{v}_g \\ \frac{1}{C_2} \hat{i}_2 + \frac{-1}{r_d \cdot C_2} \hat{v}_2 + \frac{v_2 - V_F}{r_d^2 \cdot C_2} \hat{r}_d + \frac{1}{r_d \cdot C_2} \hat{V}_F \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Expresando (3.7) en el dominio complejo s , dicha ecuación se presenta según

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

$$\hat{\mathbf{x}}(s) = \begin{bmatrix} s \cdot \hat{i}_2(s) \\ s \cdot \hat{v}_1(s) \\ s \cdot \hat{v}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \hat{v}_1(s) + \frac{-1}{L_2} \hat{v}_2(s) + \frac{-1}{L_2} \hat{v}_g(s) \\ \frac{-V_2}{(V_2+v_g) \cdot C_1} \hat{i}_2(s) + \frac{-v_g^2 \cdot g}{V_2(V_2+v_g) \cdot C_1} \hat{v}_1(s) + \frac{v_g^2}{(V_2+v_g) \cdot C_1} \hat{g}(s) + \frac{v_g \cdot g(2V_2+v_g)}{V_2(V_2+v_g) \cdot C_1} \hat{v}_g(s) \\ \frac{1}{C_2} \hat{i}_2(s) + \frac{-1}{r_d \cdot C_2} \hat{v}_2(s) + \frac{v_2 - V_F}{r_d^2 \cdot C_2} \hat{r}_d(s) + \frac{1}{r_d \cdot C_2} \hat{V}_F(s) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Reagrupando las variables se obtiene

$$\hat{\mathbf{x}}(s) = \begin{bmatrix} \hat{i}_2(s) \\ \hat{v}_1(s) \\ \hat{v}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[\hat{v}_1(s) - \hat{v}_2(s) - \hat{v}_g(s) \right] \frac{1}{s \cdot L_2} \\ \left[\frac{-V_2}{(V_2+v_g) \cdot C_1} \hat{i}_2(s) + \frac{v_g^2}{(V_2+v_g) \cdot C_1} \hat{g}(s) + \frac{v_g \cdot g(2V_2+v_g)}{V_2(V_2+v_g) \cdot C_1} \hat{v}_g(s) \right] \frac{1}{\left(s + \frac{v_g^2 \cdot g}{V_2(V_2+v_g) \cdot C_1} \right)} \\ \left[\frac{1}{C_2} \hat{i}_2(s) + \frac{v_2 - V_F}{r_d^2 \cdot C_2} \hat{r}_d(s) + \frac{1}{r_d \cdot C_2} \hat{V}_F(s) \right] \frac{1}{\left(s + \frac{1}{r_d \cdot C_2} \right)} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Luego de manipulaciones algebraicas, la tensión de salida \hat{v}_2 se puede expresar según la expresión siguiente

$$\hat{v}_2(s) = \frac{F_2(\hat{p}) \cdot s^2 + F_1(\hat{p}) \cdot s + F_0(\hat{p})}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (3.10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} F_2(\hat{p}) = C_1 \cdot L_2 \cdot V_2 (V_2 + v_g) (\hat{r}_d (V_2 - V_F) + \hat{V}_F \cdot r_d) \\ F_1(\hat{p}) = (-r_d^2 \cdot \hat{v}_g \cdot C_1 \cdot V_2) (V_2 + v_g) + L_2 \cdot v_g^2 \cdot g (\hat{r}_d (V_2 - V_F) + \hat{V}_F \cdot r_d) \\ F_0(\hat{p}) = V_2 \left[((V_2 - V_F) \hat{r}_d + \hat{V}_F \cdot r_d) V_2 + r_d^2 \cdot v_g (2 \cdot g \cdot \hat{v}_g + v_g \cdot \hat{g}) \right] \\ d_3 = C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot V_2 \cdot r_d (v_g + V_2) \\ d_2 = (C_1 \cdot V_2 (V_g + V_2) + v_g^2 \cdot g \cdot r_d \cdot C_2) L_2 \\ d_1 = V_2^2 \cdot r_d ((C_1 + C_2) V_2 + C_1 \cdot v_g) + L_2 \cdot v_g^2 \cdot g \\ d_0 = r_d \cdot v_g^2 \cdot g + V_2^2 \end{array} \right.$$

A partir de (3.10), por superposición, se llega a las expresiones de las cuatro funciones de transferencia (una por cada componente de \hat{p}), así pues de este análisis resultan las cuatro funciones de transferencia mostradas a continuación

3 - Diseño del Lazo de Regulaci3n de Corriente de Carga para Alimentaci3n de HBLEDs

$$\begin{aligned}
 H_1(s) &= \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{g}(s)} \right|_{\hat{v}_g=\hat{r}d=\hat{V}_F=0} = \frac{g_2 \cdot s^2 + g_1 \cdot s + g_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \\
 H_2(s) &= \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{g}=\hat{r}d=\hat{V}_F=0} = \frac{vg_2 \cdot s^2 + vg_1 \cdot s + vg_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \\
 H_3(s) &= \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{r}d(s)} \right|_{\hat{g}=\hat{v}_g=\hat{V}_F=0} = \frac{rd_2 \cdot s^2 + rd_1 \cdot s + rd_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \\
 H_4(s) &= \left. \frac{\hat{v}_2(s)}{\hat{V}_F(s)} \right|_{\hat{g}=\hat{v}_g=\hat{r}d=0} = \frac{vf_2 \cdot s^2 + vf_1 \cdot s + vf_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

los parámetros g_i , vg_i , rd_i , d_i para cada convertidor se presentan en la TABLA 3.1.

TABLA 3.1 PARÁMETROS DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA PARA SSM

SEPIC	Ćuk	ST
$g_2 = r_d \cdot v_g^2 \cdot V_2 \cdot C_1 \cdot L_2$ $g_1 = 0$ $g_0 = r_d \cdot v_g^2 \cdot V_2$	$g_2 = 0$ $g_1 = 0$ $g_0 = r_d \cdot v_g^2 \cdot V_2$	$g_2 = 0$ $g_1 = 0$ $g_0 = r_d \cdot v_g^2 \cdot V_2$
$vg_2 = r_d \cdot v_g \cdot g (2V_2 + v_g) C_1 \cdot L_2$ $vg_1 = -r_d \cdot v_g \cdot C_1 \cdot V_2$ $vg_0 = 2r_d \cdot V_2 \cdot v_g \cdot g$	$vg_1 = -r_d \cdot V_2 \cdot C_1 \cdot (V_2 + v_g)$ $vg_1 = 0$ $vg_0 = 2r_d \cdot V_2 \cdot v_g \cdot g$	$vg_2 = 0$ $vg_1 = -r_d \cdot V_2 \cdot C_1 (v_g + 2V_2)$ $vg_0 = 2r_d \cdot V_2 \cdot v_g \cdot g$
$rd_2 = (V_2 - V_F) V_2 \cdot C_1 \cdot L_2 (V_2 + v_g) / r_d$ $rd_1 = (V_2 - V_F) v_g^2 \cdot g \cdot L_2 / r_d$ $rd_0 = (V_2 - V_F) V_2^2 / r_d$	$rd_2 = (V_2 - V_F) V_2 \cdot C_1 \cdot L_2 (V_2 + v_g) / r_d$ $rd_1 = (V_2 - V_F) v_g^2 \cdot g \cdot L_2 / r_d$ $rd_0 = (V_2 - V_F) V_2^2 / r_d$	$rd_2 = (V_2 - V_F) 2V_2 \cdot C_1 \cdot L_2 (2V_{2ss} + v_g) / r_d$ $rd_1 = (V_2 - V_F) v_g^2 \cdot g \cdot L_2 / r_d$ $rd_0 = (V_2 - V_F) V_2^2 / r_d$
$vf_2 = C_1 \cdot L_2 \cdot V_2 (V_2 + v_g)$ $vf_1 = L_2 \cdot V_g^2 \cdot g$ $vf_0 = V_2^2$	$vf_2 = C_1 \cdot L_2 \cdot V_2 (V_2 + v_g)$ $vf_1 = L_2 \cdot v_g^2 \cdot g$ $vf_0 = V_2^2$	$vf_2 = 2C_1 \cdot L_2 \cdot V_2 (2V_2 + v_g)$ $vf_1 = L_2 \cdot v_g^2 \cdot g$ $vf_0 = V_2^2$
$d_3 = C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot V_2 \cdot r_d \cdot (v_g + V_2)$ $d_2 = (C_1 \cdot V_2 (v_g + V_2) + v_g^2 \cdot g \cdot r_d (C_1 + C_2)) L_2$ $d_1 = V_2^2 \cdot r_d \cdot C_2 + L_2 \cdot V_g^2 \cdot g$ $d_0 = r_d \cdot v_g^2 \cdot g + V_2^2$	$d_3 = C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot V_2 \cdot r_d \cdot (v_g + V_2)$ $d_2 = (C_1 \cdot V_2 (v_g + V_2) + v_g^2 \cdot g \cdot r_d \cdot C_2) L_2$ $d_1 = V_2 \cdot r_d \cdot ((C_1 + C_2) \cdot V_2 + C_1 \cdot v_g) + L_2 \cdot V_g^2 \cdot g$ $d_0 = r_d \cdot v_g^2 \cdot g + V_2^2$	$d_3 = 2C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot V_2 \cdot r_d (v_g + 2V_2)$ $d_2 = 4 \left(C_1 \cdot V_2 (v_g/2 + V_2) + g \cdot r_d \cdot C_2 (v_g/4) \right) L_2$ $d_1 = 4V_2 \cdot r_d \left((C_1 + C_2/4) V_2 + v_g \cdot C_1/2 \right) + L_2 \cdot v_g^2 \cdot g$ $d_0 = r_d \cdot v_g^2 \cdot g + V_2^2$

A partir de las funciones de transferencia (3.11), puede representarse gráficamente el modelo dinámico en pequeña seńal del sistema según se ilustra en la Fig. 3.2. Mediante la utilizaci3n de este modelo, puede diseńarse el lazo de regulaci3n de la corriente de alimentaci3n de los HBLEDs. La regulaci3n de corriente de carga se efectuaría a través de la conductancia del LFR (g) compensando las posibles perturbaciones del sistema.

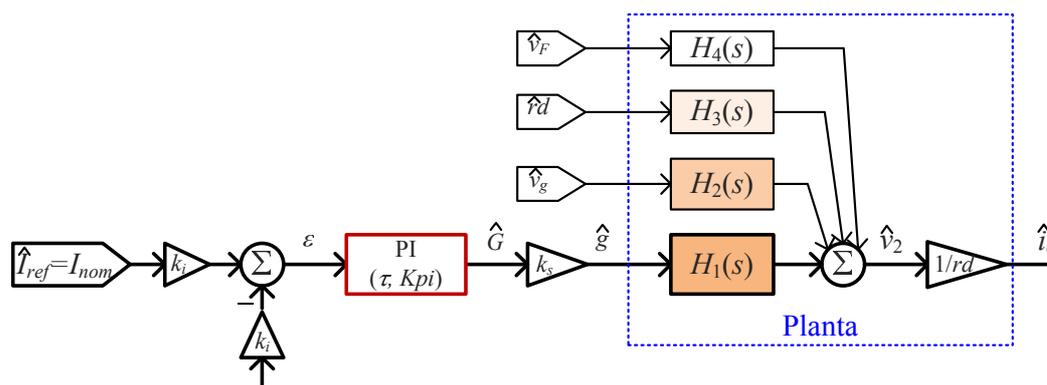


Fig. 3.2 Diagrama de bloques del modelo dinámico de un LFR con regulación de corriente de carga basado en un convertidor conmutado en SMC a frecuencia de conmutación variable.

El diagrama de la Fig. 3.2 se detalla a continuación: las funciones de transferencia se representan mediante las funciones $H_i(s)$ (con $i=1\dots4$). La tensión de salida v_2 , considera todas las perturbaciones representadas por el vector p aplicadas a las funciones de transferencia correspondientes. Luego de sumar todas estas aportaciones, se ha colocado un bloque de ganancia de valor $1/r_d$, el cual representa la resistencia dinámica de los HBLEDs; la diferencia de tensión (V_2-V_F) no se presenta ya que se está trabajando sobre el punto de equilibrio. A continuación se aplica una ganancia k_i , antes de realizar la diferencia con el valor de referencia para obtener el error ε . Este error obtenido entra la referencia y la variable sensada se introduce en el controlador PI a diseñar, seguidamente a la salida del controlador se le aplica una ganancia k_s con el fin de escalar dicha salida al rango de entrada aceptado por la función $H_1(s)$.

3.2. DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE DE CARGA

Con el fin de regular la corriente de carga, se han de considerar las funciones de transferencia $H_i(s)$ (con $i=1\dots4$). Las funciones de transferencia $H_3(s)$ y $H_4(s)$ son las que representan las variaciones y derivas de los HBLEDs. Luego se tiene la función $H_2(s)$, ésta es la que vincula la tensión de entrada con la de salida, por lo tanto es la función que realiza la aportación del rizado de la tensión v_g (a $2f_{line}$) sobre la carga. Por último se presenta la función transferencia $H_1(s)$. Ésta función es la que debe ser considerada para el control del sistema, ya que representa la relación entre la tensión de salida v_2 (por lo tanto i_o) y el parámetro de control g .

El modelo dinámico de lazo cerrado para los convertidores se ha presentado en la Fig. 3.2. Allí puede observarse el efecto del lazo interno representado por $H_1(s)$, realizado en SMC ($i_1=g \cdot v_g$), y la regulación de la corriente de carga que se realiza con el bucle exterior donde se incluye un compensador PI.

Los parámetros de este controlador PI (τ, K_{pi}), se han de seleccionar teniendo en cuenta que cuando se aumenta el ancho de banda de la realimentación de la salida, el rizado de $2f_{line}$ aparece en la variable de salida (i_o), y consecuentemente se distorsiona la referencia G (parámetro de entrada a H_1) y por lo tanto la corriente de entrada.

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

Teniendo en cuenta esto, el rizado presente en esta variable de referencia G ha de ser eliminado con el fin de no distorsionar la corriente i_1 . Para ello el ancho de banda del compensador PI debe ser relativamente bajo para lograr una respuesta adecuada. En [66, 67] se presenta un análisis detallado de la influencia del rizado de $2f_{line}$ presente en la carga, y el ancho de banda del compensador. De esto resulta un compromiso entre el ancho de banda (velocidad de respuesta) y la entrada de distorsión admitida en la corriente i_1 .

En el caso de la aplicación que se trata en este estudio, iluminación con HBLEDs, la velocidad de respuesta no es un requerimiento importante, por lo tanto se ha adoptado una respuesta suficientemente lenta (100 ms).

A modo de ejemplo se realiza el análisis siendo la planta utilizada el convertidor En el diagrama de Bode presentado en la Fig. 3.3 se presenta las ganancias de los bloques $H_1(s)$, la ganancia del PI rotulada como $H_{PI}(s)$, y la ganancia de lazo $T(s)$ que corresponde con

$$T(s) = H_{PI}(s) \cdot k_s \cdot H_1(s) \cdot k_i / r_d \quad (3.12)$$

Mediante éste diagrama se puede realizar la selección de los parámetros del compensador PI, de esta forma adoptando $\tau = 1/500$ s, $K_{pi} = 1/10$ se obtiene un de margen de fase 66° para una frecuencia de 36 rad/s.

El cálculo de los polos y ceros de $T(s)$ en lazo abierto y lazo cerrado obtenidos para el convertidor $\dot{C}uk$ se representa en la Fig. 3.4a y b respectivamente; y sus polos y ceros se ubican en el plano complejo s según se detalla en la TABLA 3.2

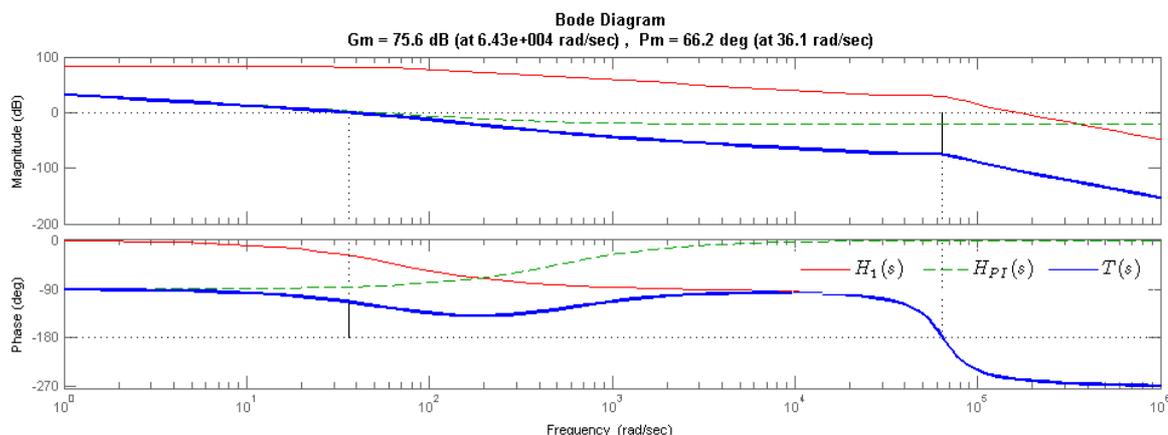


Fig. 3.3 Diagrama de Bode de la función transferencia $H_1(s)$, del controlador PI ($H_{PI}(s)$), y de la ganancia de lazo $T(s)$ para el convertidor $\dot{C}uk$ trabajando como LFR.

TABLA 3.2 UBICACIÓN DE POLOS Y CEROS EN EL PLANO s

Open Loop	Closed Loop
$s_z = -500$ rad/s	$s_z = -500$ rad/s
$s_{1-OL} = -68.13$ rad/s	$s_{1,2-CL} = (-1.68 \pm j6.28) \cdot 10^4$ rad/s
$s_{2-OL} = 0$ rad/s	$s_{3,4-CL} = (-36.8 \pm j37.7)$ rad/s
$s_{3,4-OL} = (-1.67 \pm j6.22) \cdot 10^4$ rad/s	

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

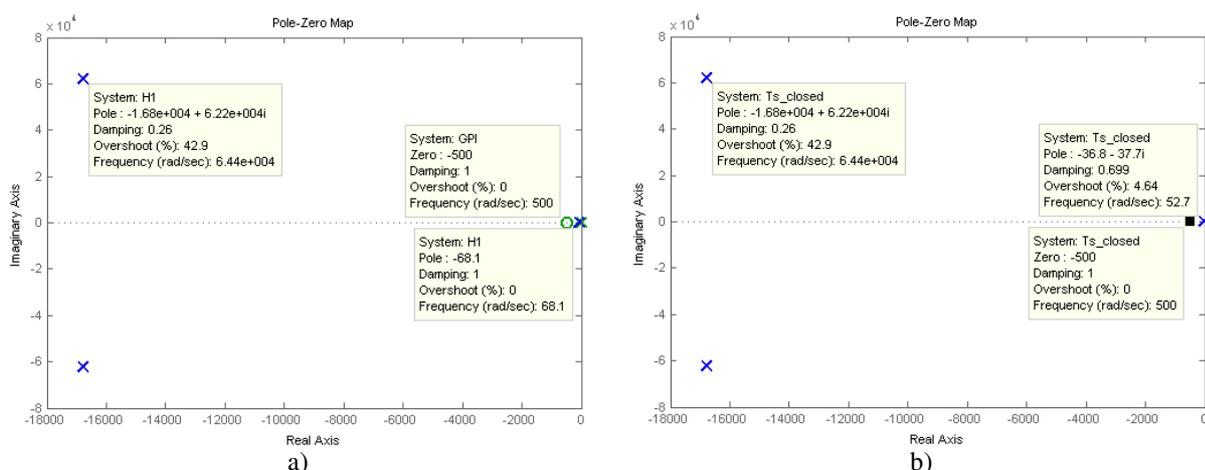


Fig. 3.4 Diagrama de Bode los polos y ceros de $T(s)$ en lazo abierto y lazo cerrado para el convertidor Ćuk trabajando como LFR en: a) lazo abierto, b) lazo cerrado.

Mediante esta información se verifica la re-ubicación de los polos y ceros al cerrar el lazo de control de corriente de carga. Además Se puede observar que los polos $s_{3,4-CL}$ son los polos dominantes y determinan la respuesta dinámica del convertidor con un coeficiente de amortiguación de 0,7.

3.3. SIMULACIÓN NUMÉRICA

La Fig. 3.5 ilustra el esquema simplificado utilizado para validar el análisis teórico mediante simulaciones PSIM. Las especificaciones de diseño se han detallado anteriormente en la TABLA 2.2 y TABLA 2.3. En este diagrama pueden verse ambos lazos de control, el lazo interno corresponde al lazo de entrada (lazo rápido), con el que se impone el comportamiento de LFR. En segundo lugar, y en la parte inferior de la figura, se presenta el lazo externo o lazo lento, que realiza la regulación de la corriente de carga mediante el controlador PI descrito anteriormente.

3 - Diseño del Lazo de Regulaci3n de Corriente de Carga para Alimentaci3n de HBLEDs

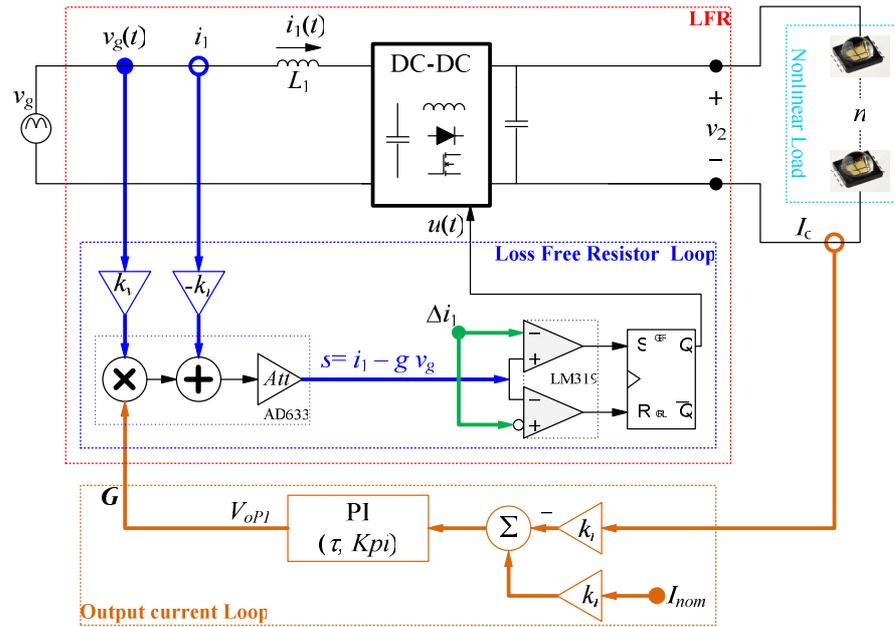


Fig. 3.5 Esquema del LFR implementado con el lazo de SMC (LFR Loop), basado en un convertidor elevador-reductor; el segundo lazo corresponde al control de la corriente de carga (Output Current Loop).

Las simulaciones numéricas con el lazo de control de corriente de salida para un convertidor Cuk, se presentan en la Fig. 3.6. En esta figura se presentan las variables de entrada al sistema ($g \cdot v_{in}$, i_{in}) en la parte superior, y en la parte inferior se muestran la corriente de referencia ($I_{ref} = 350$ mA, corriente nominal), y la corriente de carga (I_o). En el instante $t = 62$ ms se provoca un escal3n de 5 V en la carga ($\hat{V}_F = 5$ V), lo que produce una perturbaci3n en la corriente de carga; como puede verse, esta perturbaci3n es absorbida por el lazo de control de corriente de carga manteniendo la corriente regulada al valor nominal de los HBLEDs (350 mA).

El siguiente análisis se realiza con el objetivo de extender el uso del lazo de control presentado, a su utilizaci3n como dimmer. Por lo tanto, haciendo variar la referencia se obtiene una variaci3n en la corriente de carga y en el flujo lumínico de los HBLEDs. En la verificaci3n de este funcionamiento no se han considerado las perturbaciones de la carga, es decir $\hat{r}d = \hat{V}_F = 0$. Se ha realizado una perturbaci3n en forma de escal3n en la referencia de corriente de carga. Esta simulaci3n se ha realizado con una fuente de corriente alterna de 230 Vrms para alimentar al convertidor y al modelo SSM. Adicionalmente se ha realizado una simulaci3n con el SSM, alimentado con una fuente DC, es decir $\hat{v}_g = 0$. Las graficas correspondientes se muestran en la Fig. 3.7. La Fig. 3.7b presenta la corriente de referencia (I_{ref}) utilizada que corresponde al escal3n de 300 a 500 mA, este escal3n se ve reflejado en la corriente de salida (corriente de carga) del convertidor conmutado (I_o) cuando es alimentado por una fuente sinusoidal rectificadora correspondiente a una tensi3n de línnea estándar. Mientras que en las graficas de la Fig. 3.7a pueden verse las variables del puerto de entrada del convertidor ($g \cdot v_{in}$, i_{in}), en estas se verifica el funcionamiento como PFC del bloque, aun con una variaci3n en la corriente de carga.

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

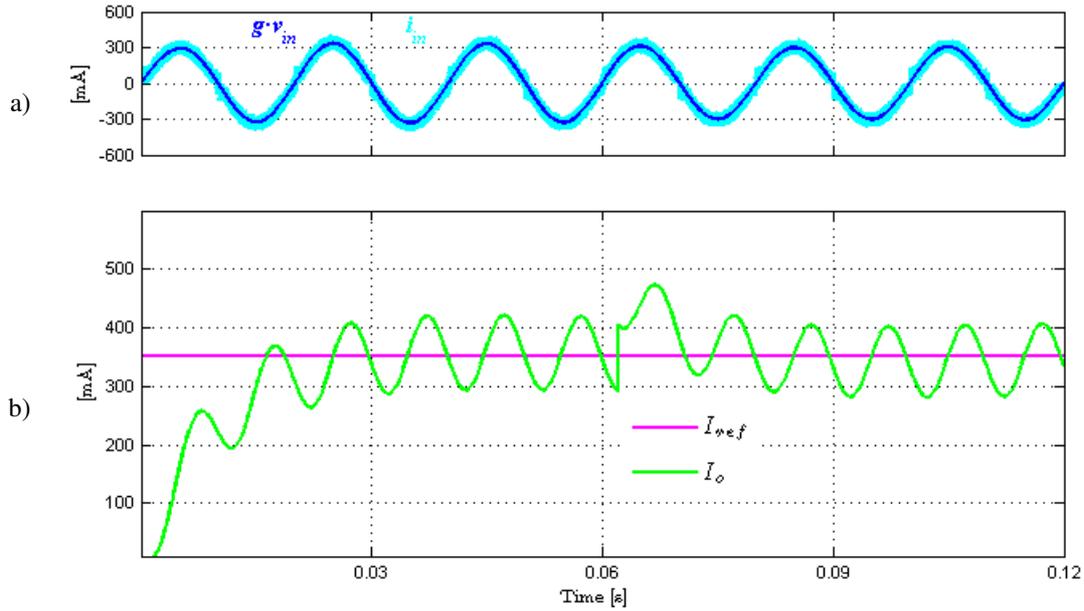


Fig. 3.6 Simulación de una perturbación en la carga ($\hat{V}_f = 5$ V) aplicado a un LFR basado en un convertidor Cúk con regulación de la corriente de carga: a) puerto de entrada del LFR (v_{in} , i_{in}); b) puerto de salida: corriente de referencia (I_{ref}), corriente del modelo conmutado (I_o).

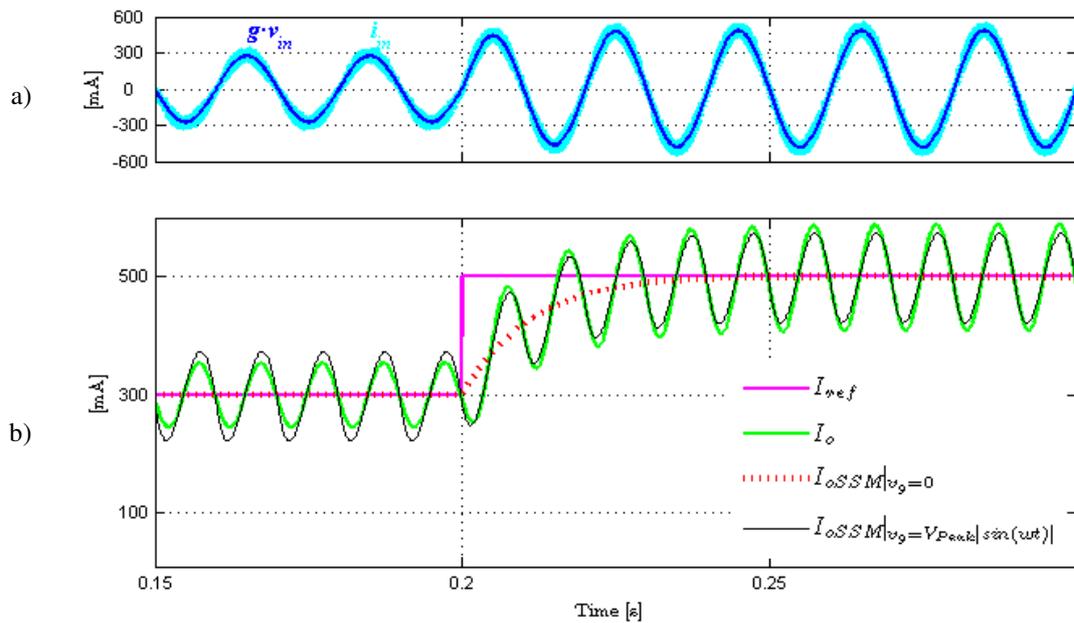


Fig. 3.7 Simulación de un escalón positivo en corriente de referencia aplicado a un LFR basado en un convertidor Cúk con regulación de la corriente de carga: a) puerto de entrada del LFR (v_{in} , i_{in}); b) puerto de salida: corriente de referencia (I_{ref}), corriente del modelo conmutado (I_o), corriente del SSM sin considerar la perturbación de $v_g(t)$ ($I_{oSSM|v_g=0}$), y corriente del SSM con $v_g(t)=V_{Peak} |\sin(\omega t)|$ ($I_{oSSM|v_g=V_{Peak} |\sin(\omega t)|}$).

Se han superpuesto en la misma las gráficas de la salida del SSM con o sin tener en cuenta el aporte de la perturbación v_g , es decir $\hat{v}_g = 0$, o $\hat{v}_g = V_{Peak} |\sin(\omega t)|$, y las salidas se las ha nombrado como $I_{oSSM|v_g=0}$, y $I_{oSSM|v_g=V_{Peak} |\sin(\omega t)|}$ respectivamente. Puede observarse que cuando no se tiene en cuenta la señal alterna, la salida del sistema presenta la dinámica ideal

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

del sistema $I_{oSSM}|_{v_g=0}$; mientras que teniendo en cuenta la fuente de entrada, la perturbación de esta señal se traslada a la salida en forma de rizado con frecuencia $2 \cdot f_{line}$. Ésta señal de entrada hace su aportación a la salida mediante el bloque $H_2(s)$. Así mismo se verifica que todas estas gráficas se comportan con la misma dinámica, lo cual corrobora las predicciones teóricas.

De forma análoga a las simulaciones anteriores, las Fig. 3.8 muestran las variables de entrada al convertidor ($g \cdot v_{in}$, i_{in}), y de salida (I_o) junto con la referencia de corriente (I_{ref}) cuando aplica un escalón descendente de 500 a 300 mA en la referencia; tampoco se han considerado las perturbaciones de la carga, es decir $\hat{r}d = \hat{V}_F = 0$. En la misma gráfica (Fig. 3.8b) se han superpuesto las respuestas del SSM, teniendo en cuenta o no el aporte de la perturbación de la fuente senoidal de entrada; y cuyas señales se han llamado $I_{oSSM}|_{v_g=0}$, y $I_{oSSM}|_{v_g=V_{Peak}|\sin(\omega t)|}$ respectivamente.

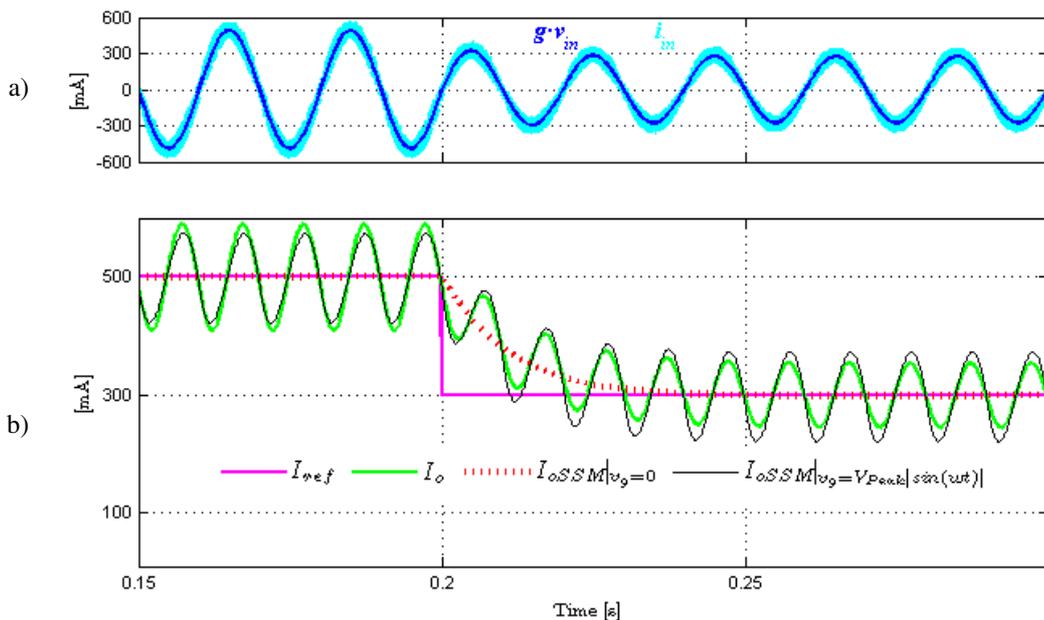


Fig. 3.8 Simulación de un escalón negativo en corriente de referencia aplicado a un LFR basado en un convertidor Cuk con regulación de la corriente de carga: a) puerto de entrada del LFR (v_{in} , i_{in}); b) puerto de salida: corriente de referencia (I_{ref}), corriente del modelo conmutado (I_o), corriente del SSM sin considerar la perturbación de $v_g(t)$ ($I_{oSSM}|_{v_g=0}$), y corriente del SSM con $v_g(t)=V_{Peak}|\sin(\omega t)|$ ($I_{oSSM}|_{v_g=V_{Peak}|\sin(\omega t)|}$).

3.4. VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL

A partir del circuito experimental utilizado en el capítulo anterior y añadiendo el controlador PI diseñado tal como se ilustra en la Fig. 3.9, en este apartado se presenta la verificación experimental de un LFR basado en un convertidor Cuk con la capacidad de dimmerizar la carga de HBLEDs.

La implementación del controlador PI se ha realizado según el diagrama de la Fig. 3.9. La tensión de salida de este bloque se obtiene por superposición, y su efecto se presenta mediante la siguiente ecuación

$$V_{oPI} = I_{ref} + (I_{ref} - I_o) K_{pi} \frac{1 + \tau \cdot s}{\tau \cdot s} \quad \text{con} \quad \begin{matrix} \tau = r \cdot c \\ K_{pi} = 1/10 \end{matrix} \quad (3.13)$$

El resto del control se ha presentado en capítulos anteriores y se resumen en la Fig. 3.9.

Los resultados experimentales correspondientes a la operación del lazo de control de corriente de carga se presentan en las Fig. 3.10a-b, que se corresponden con la perturbación tipo escalón ascendente y descendente de 300 a 500 mA, aplicada a la corriente de referencia I_{ref} , respectivamente. Como puede observarse la dinámica del prototipo experimental está en perfecto acuerdo con la simulación, ya que estas perturbaciones se ven trasladadas a la salida y se reflejan en la corriente de salida del convertidor I_o .

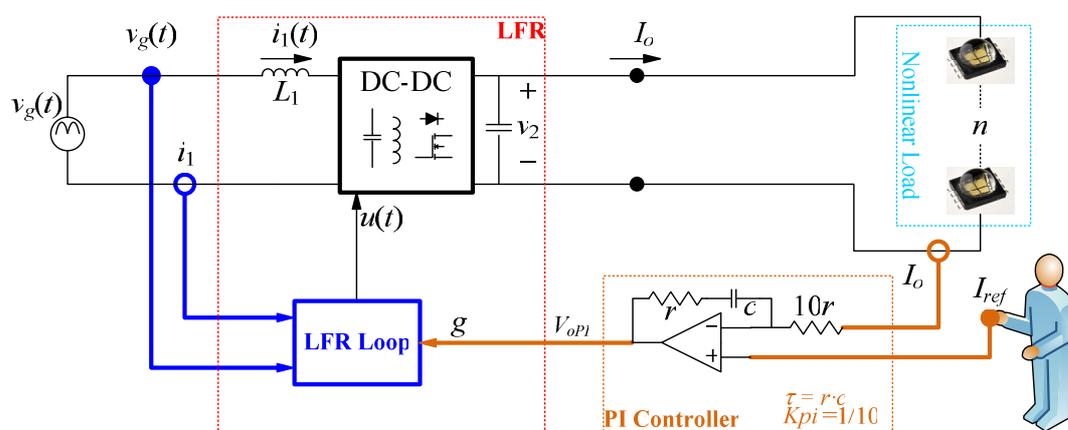


Fig. 3.9 Esquema del LFR implementado con el lazo de SMC (LFR Loop), basado en un convertidor elevador-reductor; el segundo lazo corresponde al control de la corriente de carga y dimmerización (Output Current Loop).

En cuanto a las variables de entrada (v_{in} , i_{in}), se puede ver como el incremento de corriente requerido en la carga se ve reflejado directamente sobre la corriente de entrada. Además, puede observarse una perfecta proporcionalidad entre la tensión y corriente de entrada, que viene impuesta por el comportamiento tipo LFR dado por el SMC en el puerto de entrada del sistema; incluso en el instante del escalón la corriente de entrada mantiene esta proporcionalidad impuesta por el control.

Adicionalmente, para comprobar la regulación de línea, se ha verificado el funcionamiento del sistema ante una perturbación en la tensión de entrada. Para ello se ha provocado un escalón (ascendente y descendente) en la amplitud de la tensión de entrada, es decir $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms. Primeramente, se presenta el funcionamiento del sistema sin el lazo de control de corriente de carga, por lo tanto se ha fijado la admitancia de entrada al sistema en $g = 1/1000$ S; la carga utilizada se compone de los 9 HBLEDs en serie detallados en las especificaciones de diseño.

En las Fig. 3.11a-b pueden verse las formas de onda experimentales correspondientes al escalón ascendente y descendente (respectivamente) de la tensión de entrada v_g . El efecto de aplicar este incremento (o decremento) en v_g se ve reflejado en el incremento (o decremento) de la corriente de entrada i_1 , y por lo tanto en la potencia absorbida por el sistema. A su vez esta perturbación se traslada a la carga en forma de incremento (o decremento) de tensión, corriente, y por lo tanto potencia de carga (V_2 , I_o , P_o).

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

De forma comparativa en las Fig. 3.12a-b se presentan las simulaciones numéricas de las mismas perturbaciones producidas en la fuente de alterna y los efectos producidos sobre las variables de entrada y salida del sistema. A partir de los oscilogramas, de las simulaciones, y como era de esperar, se verifica el comportamiento resistivo en el puerto de entrada. Adicionalmente dado que el lazo de control de corriente de carga se encuentra desactivado, puede observarse que el sistema no es capaz de filtrar las variaciones en la línea y la potencia absorbida por el puerto de entrada se traslada a la salida. Mediante estas figuras puede verificarse la concordancia del modelo numérico con el prototipo experimental.

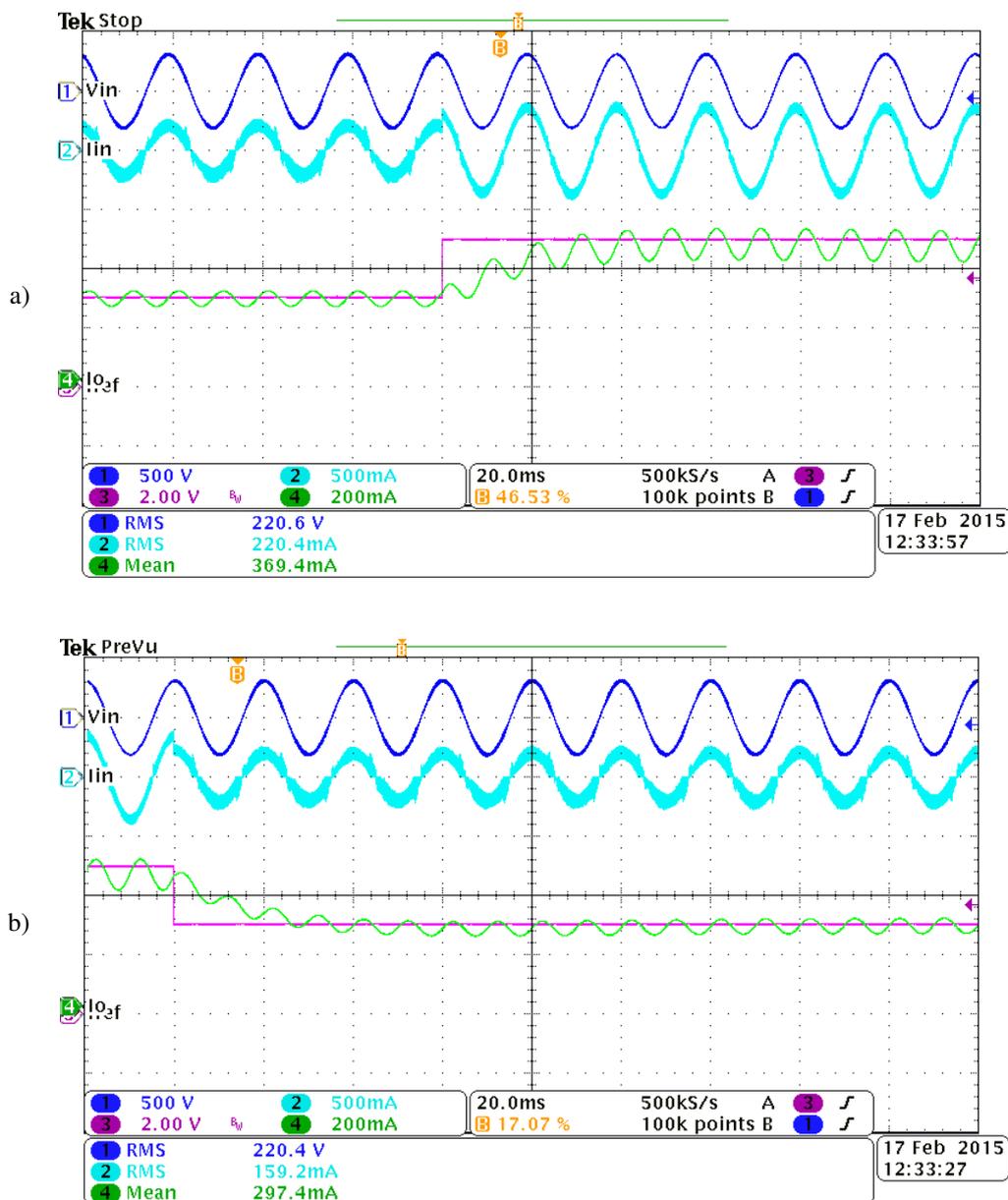


Fig. 3.10 Formas de onda experimentales de un LFR basado en un convertidor Ćuk con regulación de corriente de carga cuando se aplica un escalón (a) ascendente, b) descendente) en la corriente de referencia; las variables sensadas son: tensión de línea v_{in} , corriente de línea i_{in} , referencia de corriente de salida I_{ref} , corriente de salida I_o .

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

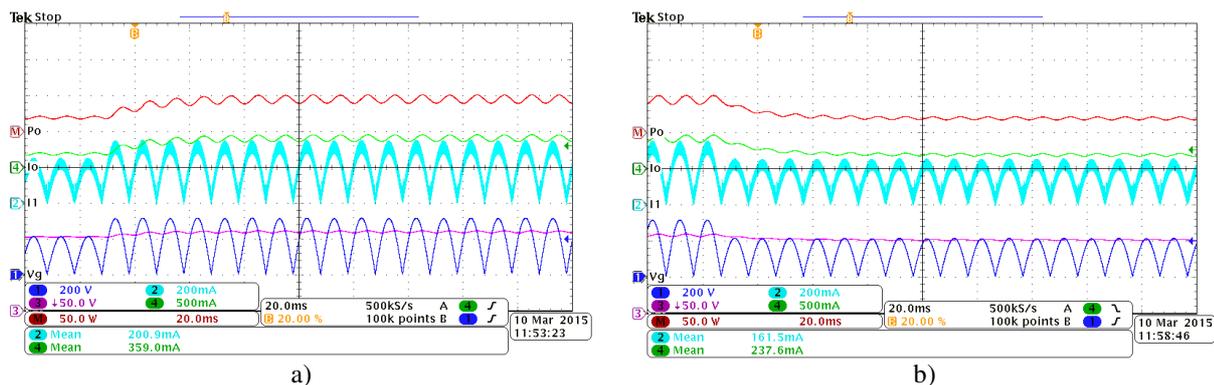


Fig. 3.11 Formas de onda experimentales (tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, sin lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, $g = 1/1000$ S, con una perturbación de línea tipo escalón de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms: a) ascendente, b) descendente.

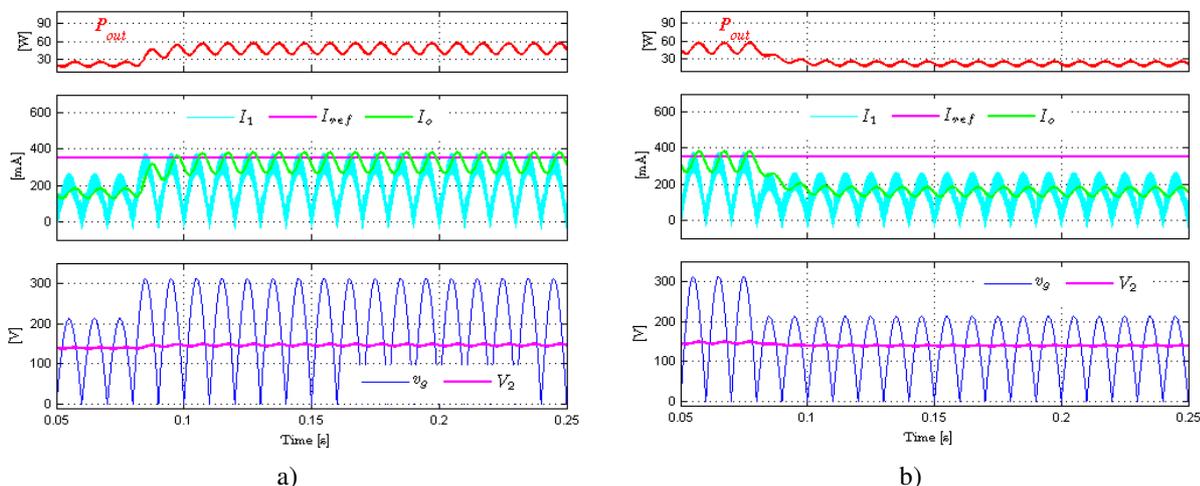


Fig. 3.12 Simulación numérica (tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, sin lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, $g = 1/1000$ S, con una perturbación de línea tipo escalón de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms: a) ascendente, b) descendente.

Seguidamente se realiza un análisis similar con del sistema completo, incluyendo el lazo de salida, para verificar la regulación de línea obtenida al utilizar dicho lazo de control. En este caso se ha fijado la corriente de referencia al valor nominal de la carga (350 mA). En las Fig. 3.13, y Fig. 3.14 pueden verse las formas de onda experimentales y las simulaciones numéricas respectivamente. Las figuras ‘a’ corresponden al escalón ascendente mientras que las figuras ‘b’ al descendente. En estas figuras puede observarse como el escalón (ascendente o descendente) de la tensión de entrada se traslada al resto de las variables del sistema. Sin embargo luego del transitorio, el lazo de control de carga regula el valor de la admitancia de entrada al sistema (g) para mantener constante la corriente de carga I_o , por lo tanto el resto de las variables (i_1 , I_o , V_2) se adaptan en función de este punto de operación manteniendo de esta forma, la corriente fijada por I_{ref} . De esta forma se verifica que el lazo de salida actúa también para obtener una buena regulación de línea. Mediante las cuatro figuras puede verificarse la concordancia del modelo numérico con el prototipo experimental.

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

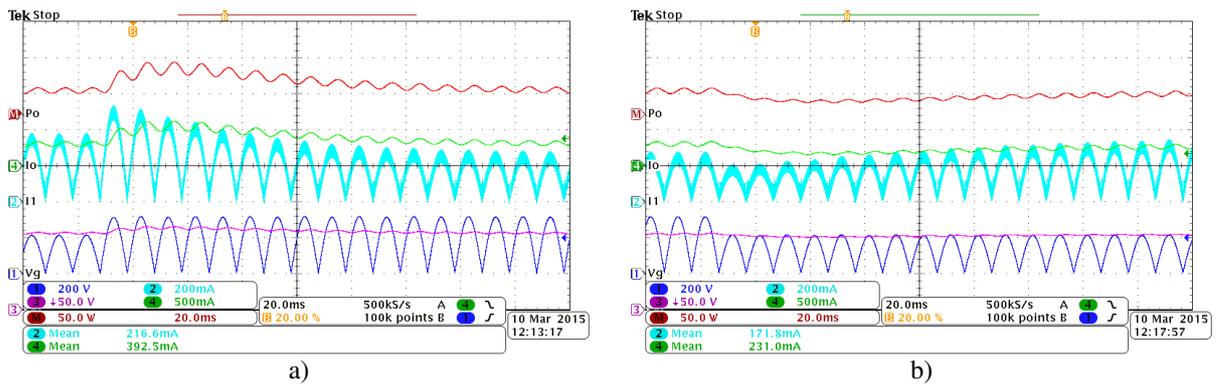


Fig. 3.13 Formas de onda experimentales (tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, con lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, con una perturbación de línea tipo escalón de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms: a) ascendente, b) descendente.

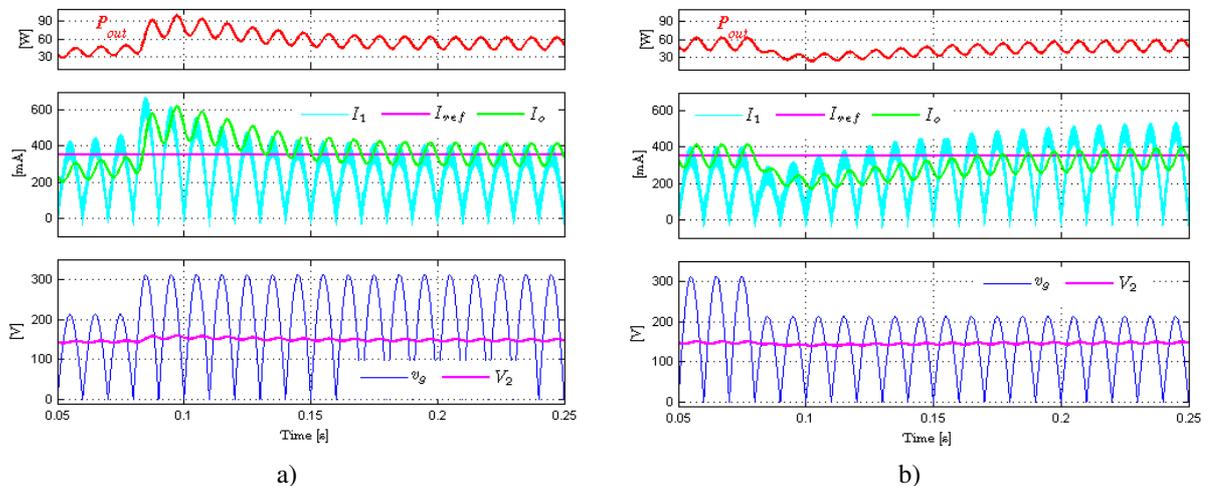


Fig. 3.14 Simulación numérica.(tensión y corriente de entrada v_g , i_1 , tensión, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, con lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, con una perturbación de línea tipo escalón de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms: a) ascendente, b) descendente

El oscilograma de la Fig. 3.15 presenta este mismo análisis realizado anteriormente, pero durante un tiempo mayor, de esta forma se puede observar perfectamente los transitorios de las variables del sistema, y el punto de operación determinada por el lazo de control de corriente de carga.

3 - Diseño del Lazo de Regulaci3n de Corriente de Carga para Alimentaci3n de HBLEDs

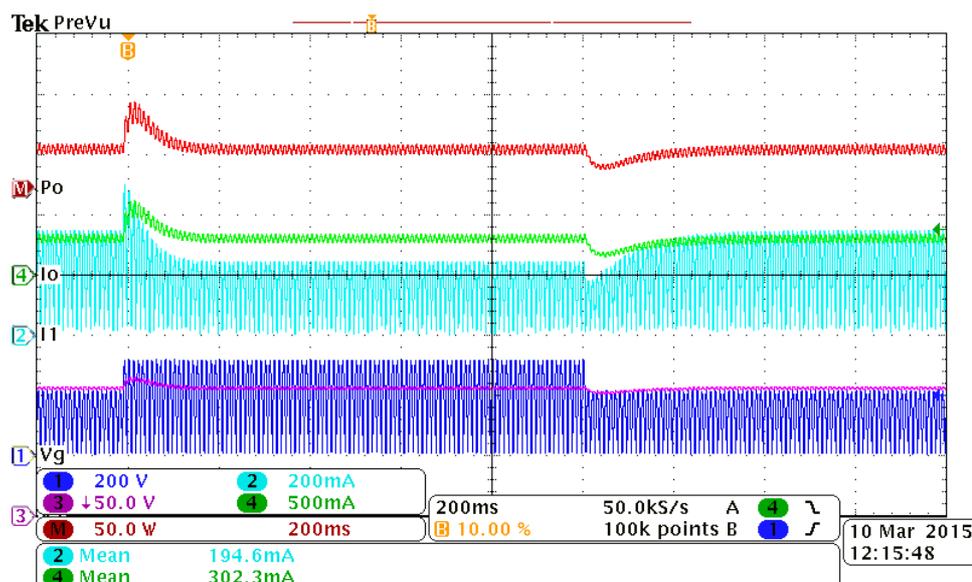


Fig. 3.15 Formas de onda experimentales (tensi3n y corriente de entrada v_g , i_1 , tensi3n, corriente y potencia de carga V_2 , I_o , P_o) del LFR basado en un convertidor Ćuk, con lazo de control de carga, carga 9 HBLEDs, con una perturbaci3n de lnea tipo escal3n ascendente, y descendente de $V_{in} = (220, 150, 220)$ Vrms.

3.5. RIZADO DE LA CORRIENTE DE CARGA, FLICKERING

Como se ha comentado en el apartado 3.2, la corriente de carga presenta un rizado de frecuencia $2f_{line}$ debido a la fuente alterna v_g . Este rizado en la corriente de carga puede producir un efecto de flickering sobre el flujo lumínico. La forma de cuantificar el flickering de un sistema de iluminaci3n se present3 en (1.1); asumiendo una relaci3n lineal entre el flujo lumínico y la corriente de los HBLEDs I_o , este valor puede dimensionarse mediante

$$\text{Flickering \%} = \frac{\Delta I_o}{2I_o} 100 \quad (3.14)$$

Según [46, 47] un valor aceptable de flickering para no afectar a la visi3n humana se encuentra por debajo del 10%.

Existe una relaci3n directa entre el rizado de la tensi3n de salida, la rapidez de respuesta del convertidor y el tamaño del condensador de salida (C_2). El aumento de C_2 resulta en una disminuci3n del ancho de banda de la funci3n de transferencia $H_1(s)$, que no puede ser compensada por el efecto del regulador PI, ya que ello conllevaría un aumento de la distorsi3n arm3nica en la corriente de entrada.

Esta relaci3n inversa entre la capacidad C_2 , y el rizado de la corriente de carga puede verse en los oscilogramas de la Fig. 3.16 y se detalla en la TABLA 3.3. Por otro parte, en la TABLA 3.4 puede observarse (con $C_2 = 500 \mu\text{F}$) como un incremento en la corriente de carga provoca un incremento en su rizado.

Adicionalmente, en los oscilogramas de la Fig. 3.16 se observa la medici3n de la eficiencia del convertidor Ćuk; esta medici3n se ha tomado luego del puente de diodos (es

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

decir sin considerar el puente) hasta bornes de la carga. Como puede verse y de detalla en la TABLA 3.4 la eficiencia del sistema presenta un máximo de 94%.

TABLA 3.3 FLICKERING VS CAPACIDAD DE SALIDA (C_2)

C_2 (uF)	$I_o = 350$ mA	
	ΔI_o (mA)	$\Delta I_o / (2I_o)$ (%)
500	84	12
750	64	9
1.000	44	6
1.500	28	4

TABLA 3.4 EFICIENCIA Y FLICKERING VS CORRIENTE DE CARGA (I_o)

I_o (mA) (C_2 500uF)	Efficiency %	ΔI_o (mA)	Flickering $\Delta I_o / (2I_o)$ (%)
100	93	15	8.0
150	93	26	8.7
350	94	84	12.0
500	92	128	12.8

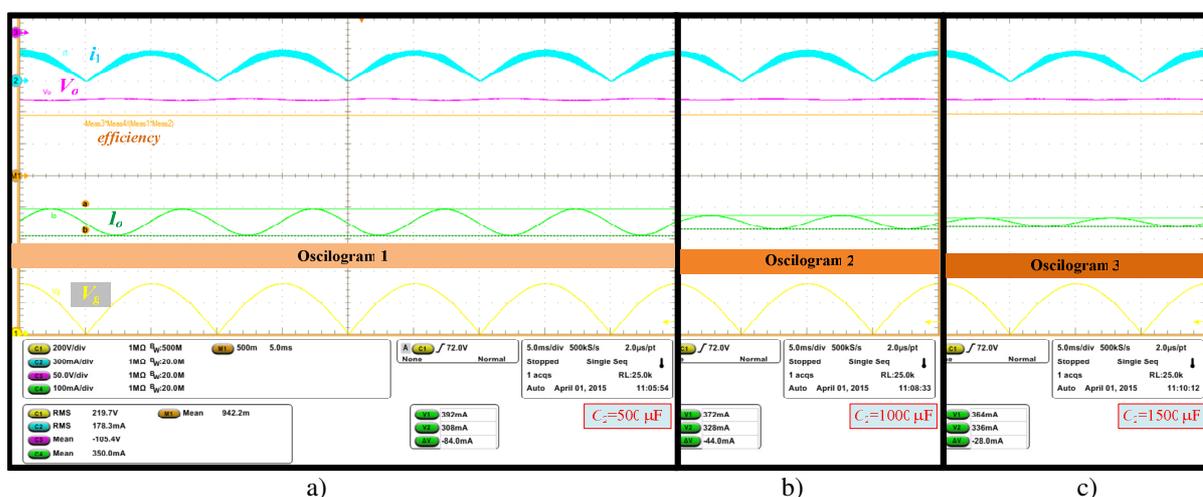


Fig. 3.16 Eficiencia y rizado de corriente de carga del convertidor $\dot{C}uk$ para diferentes valores de capacidades de salida: a) $C_2 = 500$ uF, b) $C_2 = 1000$ uF, c) $C_2 = 1500$ uF.

3.6. DISTORSIÓN ARMÓNICA A LA ENTRADA DEL LFR

Al realizar un análisis más detallado de las formas de onda, se ha observado la presencia de distorsión en la corriente de entrada del LFR. Con el objetivo de verificar esta distorsión, se ha realizado un análisis experimental de la I-THD del LFR basado en el convertidor $\dot{C}uk$. Para ello se han tomado varias mediciones de la I-THD para distintos niveles de corriente de carga (o potencia de entrada). Estas medidas se realizaron utilizando el software de análisis de potencias DPOPWR de la firma Tektronix Ink., instalado en el osciloscopio MSO 5204 'Mixed Signal Oscilloscopes'.

Los resultados correspondientes se visualizan en la Fig. 3.17 donde se ilustran los valores absolutos de I-THD. Como puede observarse, el bloque de conversión AC-DC funciona con una distorsión armónica total de corriente inferior al 10% en la mayor parte del rango de funcionamiento; pero este valor se incrementa en las zonas de baja potencia hasta un 35% en los 60 mA de corriente de carga.

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

Teniendo en cuenta este incremento en la I-THD se ha realizado una gráfica del contenido armónico de esta corriente para el caso de de 60 mA de corriente de carga (potencia de entrada 9 W). Este caso puede observarse en la Fig. 3.18, donde se muestra el contenido armónico y el límite fijado por las normas IEC61000-3-2, clase C; en este punto de operación los armónicos 3 y 9 (en rojo) exceden el límite fijado por dicha norma.

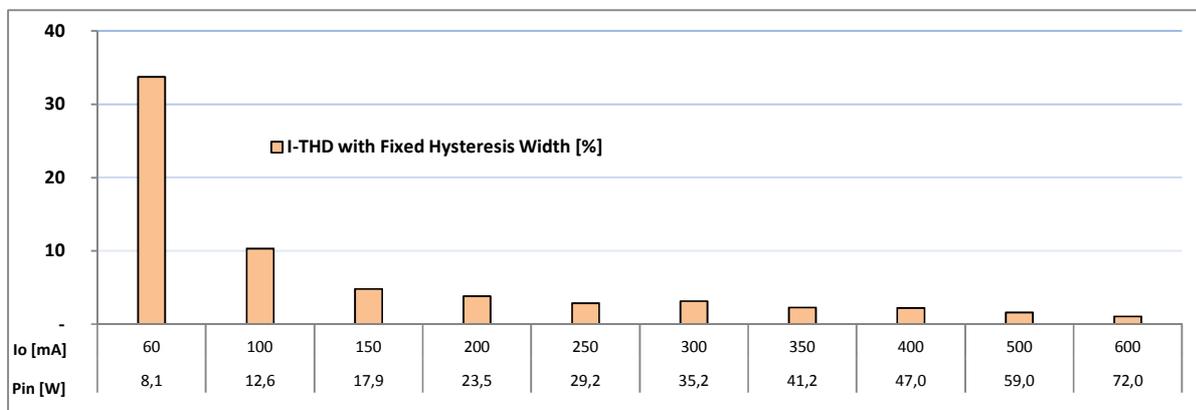


Fig. 3.17 I-THD vs. Corriente de carga (I_o) o potencia, para el LFR basado en un convertidor Ćuk, en SMC.

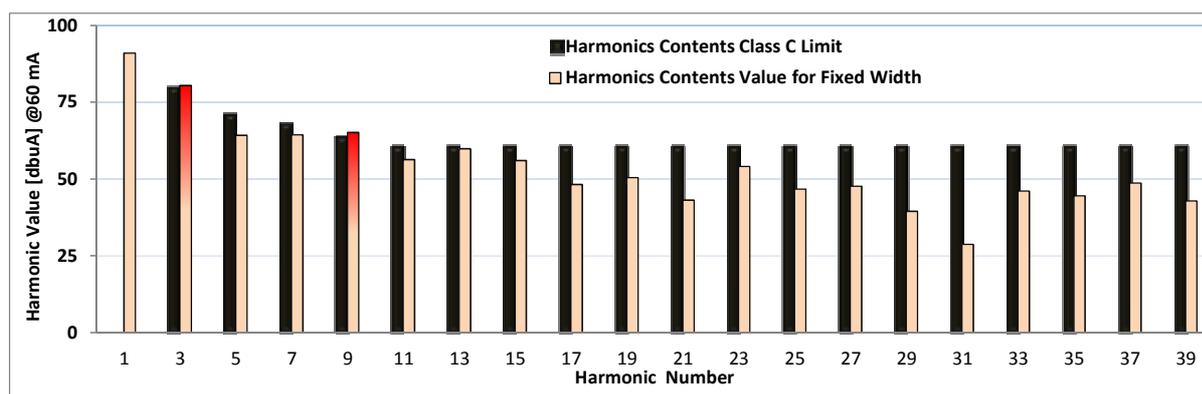


Fig. 3.18 Análisis experimental de calidad de potencia: contenido de armónicos del LFR basado en un convertidor Ćuk en SMC convencional, y valores del estándar IEC61000-3-2, clase C [48, 49].

De forma conjunta con el análisis de contenido armónico se han realizado varias mediciones en régimen temporal, donde puede visualizarse la distorsión de la corriente de entrada.

En las Fig. 3.19 se presenta un detalle de las formas de onda de las variables de entrada (v_{in} , i_{in}) y la corriente de carga (I_o) en las zonas de los cruces por cero de la tensión de entrada. Estos oscilogramas se han realizado para varios puntos de operación del sistema los cuales han sido fijados mediante el valor de admitancia g del sistema. Puede observarse que la mayor distorsión de la corriente entrada se presenta en los cruces por cero de la tensión v_{in} , siendo más considerable la distorsión a bajas potencias.

Se ha de tener en cuenta que la corriente de carga nominal es de 350 mA (unos 45 W de potencia) y las mediciones se realizaron desde 60 mA a 600 mA, (20 % a 180% de la corriente nominal); siendo este un rango bastante amplio como para lograr un buen efecto de dimming. Sin embargo, al intentar alcanzar un punto de dimmerización más bajo se ve incrementada la distorsión de la corriente de entrada.

3 - Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs

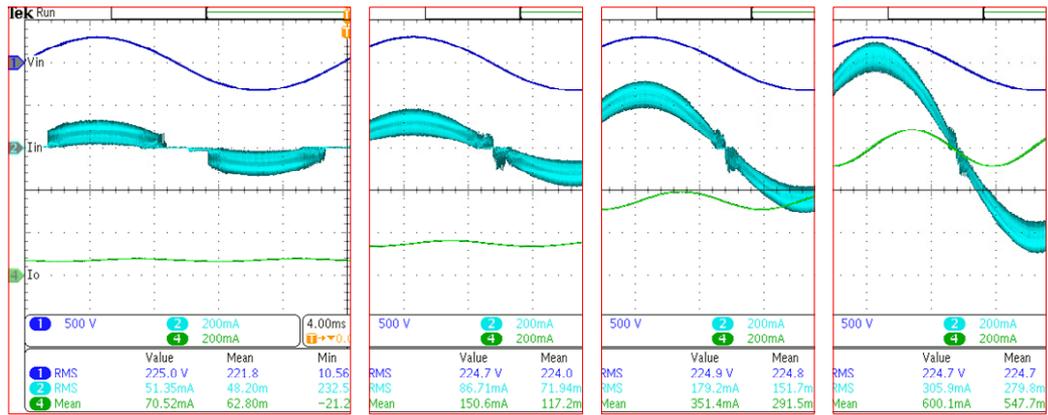


Fig. 3.19 Formas de onda experimentales del Ćuk-LFR en diferentes puntos de operación: tensión de línea v_{in} , corriente de línea i_{in} , corriente de salida I_o .

En el capítulo siguiente se presentan los detalles correspondientes a la distorsión de cruce por cero y diferentes formas de mejoras aplicadas.

3.7. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado el diseño del lazo de regulación de corriente de salida de un sistema de alimentación para LEDs basado en el convertidor elevador-reductor Ćuk funcionando como LFR. La acción de control se realiza a través de la variación de la conductancia del LFR.

A partir del modelo dinámico en pequeña señal y teniendo en cuenta las posibles perturbaciones que pueden afectar al sistema se ha diseñado un lazo de control de corriente de carga mediante un controlador de tipo PI. Los parámetros del controlador han sido acotados teniendo en cuenta que la señal de error obtenida por el PI no distorsione la corriente de entrada al sistema. Por otro lado, se han ubicado los polos dominantes del sistema de tal forma que se obtenga un coeficiente de amortiguación de 0,7. De forma adicional se ha verificado la regulación de línea obtenida mediante la utilización de este segundo lazo de control. La validación del diseño ha sido realizada por simulación numérica y de forma experimental, donde se ha observado una buena concordancia entre ambos estudios y el análisis teórico.

Con el objetivo de aumentar la versatilidad de sistema, se ha utilizado el mismo lazo de control de corriente de carga para realizar un dimmerización de los HBLEDs. De esta forma se ha obtenido un PFC con bajo contenido armónico en el puerto de entrada y el ajuste de la corriente de carga en un amplio rango. Así pues, el sistema funciona como un rectificador casi ideal en un amplio rango de corriente de carga.

A pesar de la correcta validación del sistema a lazo cerrado, se ha podido observar que cuando el sistema opera en puntos de baja potencia, la distorsión en la ZCA se ve altamente incrementada. La distorsión producida por este efecto cuando la corriente de carga es cercana o superior a la nominal presenta una I-THD inferior al 5%, mientras que en puntos de menor potencia, la I-THD ronda el 35%. Más aún, haciendo un análisis de contenido armónico sobre el prototipo experimental, se puede apreciar que no cumple con las normas correspondientes [48, 49].

El capítulo siguiente tratará en detalle la distorsión en el paso por cero tanto desde un punto de vista de la reducción de armónicos introducidos a la red como desde el punto de vista de aumentar el rango de regulación de la corriente de los LED para efectuar una buena dimmerización.

CAPÍTULO IV

4. MEJORAS EN LAS PRESTACIONES DEL PFC COMO REGULADOR DE CORRIENTE DE CARGA

El aumento exponencial de la cantidad de equipos electrónicos conectados a la red eléctrica en los últimos años ha dado lugar a un mayor desarrollo en las normas y recomendaciones [48, 49] que tienen como objetivo limitar el contenido de armónicos en el sistema de distribución eléctrica. Cabe destacar que todos los sistemas de alimentación modernos se basan en convertidores AC-DC que se comportan, desde el punto de vista de la red de corriente alterna, como cargas no lineales que cambian la naturaleza sinusoidal de la corriente absorbida por el equipo.

En este capítulo se pretende mejorar las prestaciones en cuanto a introducción de armónicos a la red de los sistemas diseñados en los capítulos precedentes. Al mismo tiempo se analizará en detalle como mejorar el margen de regulación de corriente en el caso de un

sistema con dimmerización sin que el contenido de armónicos aumente en el caso de bajas potencias de entrada.

Finalmente, se tratará también el caso de la utilización de técnicas de control digital y de la posible aparición de bifurcaciones y fenómenos caóticos en los sistemas estudiados.

4.1. DETALLE DE LA DISTORSIÓN EN LA ZCA

Los circuitos correctores de factor de potencia presentados anteriormente y utilizados habitualmente por otros autores, se basan en los convertidores DC-DC tipo elevadores-reductores [88]. A pesar de obtener corrientes no pulsantes en sus puertos de entrada, todos ellos presentan una pérdida del control en valores muy bajos de la tensión de entrada, que corresponde a los cruces por cero de la tensión de la fuente de AC (Fig. 4.1). Esta pérdida de control ocurre en control tipo PWM (Fig. 4.1a), o con control deslizante (Fig. 4.1b).

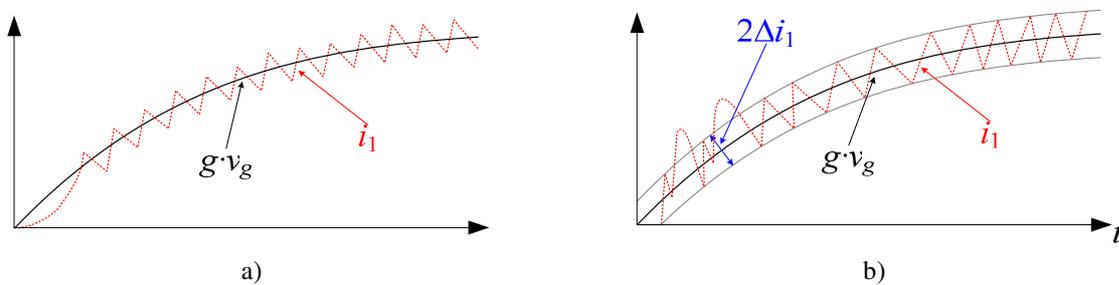


Fig. 4.1 Corriente de entrada de un convertidor AC-DC controlado en: a) PWM, b) SMC.

El problema de distorsión de la corriente de entrada en la ZCA de los convertidores no puede atribuirse a un problema de estabilidad, ni a un fallo en el bloque de control. Para corroborar esta observación en este apartado se presenta el análisis de este fenómeno presentado en [54]. En este desarrollo se ha asumido que los convertidores trabajan en CCM. Sin embargo, observando las graficas de los convertidores SEPIC y Cúk presentadas en las Fig. 4.2, y sabiendo que la frecuencia de conmutación tiende a cero en la ZCA, se puede observar mediante la expresión (i_1+i_2) que estos pasan a trabajar en DCM.

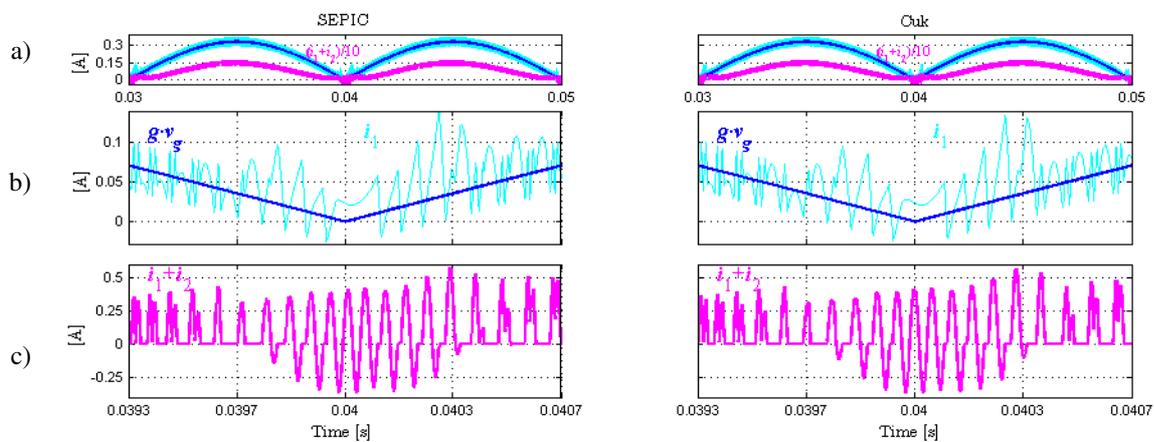


Fig. 4.2 Distorsión en las ZCA para los convertidores SEPIC y Cúk , a) i_1 , $g \cdot v_g$, i_1+i_2 (escalado 1/10), b-c) zoom temporal donde se verifica al anulación de i_1+i_2 .

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

Como se explica en el capítulo 5 de [51]; para que la hipótesis de CCM se cumpla se ha de tener en cuenta que el valor medio de la variable de estado 'X' (siendo $x(t)$ la variable de estado genérica que determina el CCM o DCM) sea superior al rizado de conmutación ' Δx ' (Fig. 4.3a) como para no provocar que el valor instantáneo $x(t)$ se anule (Fig. 4.3b) o se invierta (Fig. 4.3c) en algún momento. En estos casos el convertidor pasa a funcionar en BCM (Boundary Conduction Mode, conducción en modo límite) o DCM (Discontinuous Conduction Mode, conducción en modo discontinuo).

Para el caso de los convertidores en estudio la variable de estado que determina el CCM viene dada por la suma i_1+i_2 . Por lo tanto, de acuerdo con esto la condición para que los convertidores SEPIC y Cúk trabajen en CCM se describe mediante

$$I_1 + I_2 > \Delta i_1 + \Delta i_2 \quad (4.1)$$

donde I_i representa en valor medio de las variables y Δi_i los rizados correspondientes.

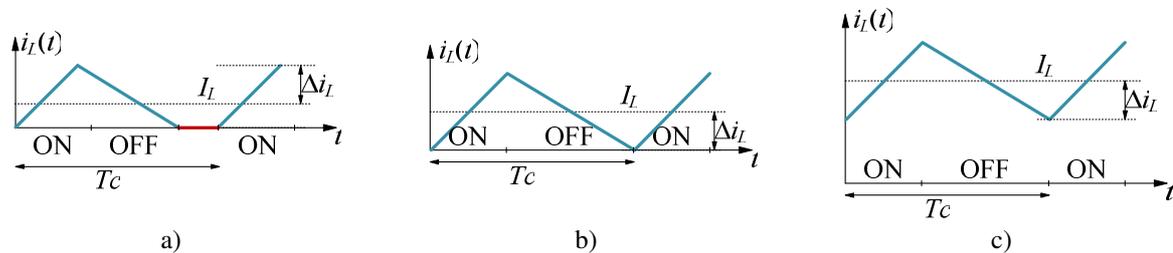


Fig. 4.3 Modos de conducción de un convertidor en a) CCM, b) BCM, c) DCM.

Para poder analizar la desigualdad (4.1) se trabajará sobre la hipótesis que los convertidores trabajan en régimen estacionario, y se controlan a frecuencia constante f_c , con un ciclo de trabajo D , (siendo $D'=1-D$), y con una entrada de tensión constante, es decir $v_g(t)=v_g$. Posteriormente, las conclusiones extraídas se harán extensivas al SMC.

Teniendo en cuenta esto el valor medio y los rizados para ambos convertidores corresponden con las expresiones (4.2), y (4.3) respectivamente.

$$I_1 + I_2 = \frac{2 \cdot D (v_g \cdot D - V_F D')}{r_d \cdot D'^2} \quad (4.2)$$

$$\Delta i_1 + \Delta i_2 = \frac{v_g \cdot D}{2 f_c} \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \quad (4.3)$$

Luego sustituyendo estas expresiones en (4.1) se obtiene que la frecuencia para que sistema funcione en CCM debe cumplir con

$$f_c > \frac{v_g \cdot D \cdot r_d \cdot D'^2}{2(v_g \cdot D - V_f \cdot D')} \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \quad (4.4)$$

y con lo analizado anteriormente puede verse que para las ZCA la frecuencia de estos convertidores no cumplirán con (4.4), ya que tienden a cero e incluso se anulan en el instante de cruce por cero.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

Por otra parte dado que la corriente de entrada i_1 es muy pequeña (ya que la tensión también v_g tiende a cero), el inductor de entrada del convertidor no tiene una amplitud de corriente suficiente para almacenar energía para el funcionamiento deseado. Teniendo en cuenta estos detalles un primer análisis para explicar el problema de distorsión en la ZCA es la siguiente, debido a que la frecuencia de conmutación disminuye, incluso tiende a cero, se puede deducir que no cumplirá con (4.4). Además teniendo que las conmutaciones son mucho más lentas se tiene más tiempo para que la poca energía almacenada en este inductor se descargue. Consecuentemente el sistema pasa a trabajar en DCM. Esta situación da lugar a una topología "OFF-OFF" creando una forma de tanque resonante $L_1-C_1-L_2$. En esta configuración la corriente i_1 se ve dominada por la corriente del segundo inductor i_2 , ya que en esta zona la corriente i_1 también tiende a cero. Como consecuencia la dinámica de i_1 se ve afectada por la corriente i_2 , llevando al sistema a adoptar las topologías no deseadas.

Mediante una observación más detallada de los estados de conducción del convertidor $\acute{C}uk$ se realiza el siguiente análisis donde se presentan los detalles de la distorsión observada en la ZCA; de forma análoga puede hacerse para el convertidor SEPIC.

Cuando el PFC basado en un convertidor $\acute{C}uk$ (Fig. 2.8) controlado en SMC, se encuentra en esta zona crítica se presentan las cuatro estados de conducción mostrados en las Fig. 4.4; cuyas transiciones de estados se muestran en la Fig. 4.4e. Estos estados de conducción diferentes son:

estado A, MOSFET S_1 está encendido y diodo D es OFF (Fig. 4.4a),

estado B MOSFET S_1 está apagado y el diodo D está en ON (Fig. 4.4b),

estado C todos los interruptores están en OFF (Fig. 4.4c),

estado D D_{S1} diodo cuerpo del MOSFET S_1 está en ON (Fig. 4.4d).

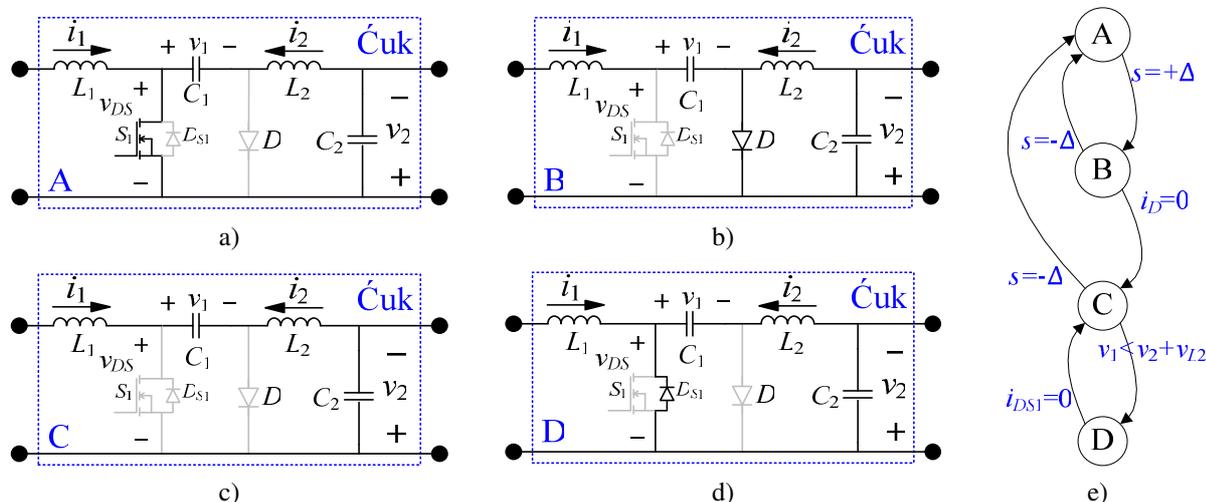


Fig. 4.4 Topologías del convertidor $\acute{C}uk$: a) S_1 ON, D OFF, D_{S1} OFF, b) S_1 OFF, D ON, D_{S1} OFF, c) S_1 OFF, D OFF, D_{S1} OFF, d) S_1 OFF, D OFF, D_{S1} ON, e) diagrama de transición de estados entre las cuatro topologías.

Se ha de tener en cuenta que los estados de conducción A, B y D corresponden a la operación de CCM, mientras que el estado de conducción C corresponde a la operación DCM ya que la corriente por los semiconductores es nula, o lo que es lo mismo $i_1 = -i_2$ (i_2 : corriente del inductor L_2). Con lo que los estados de conducción deseados son las A y B, mientras que C y D son los responsables de la distorsión de la corriente i_1 , la cual es afectada directamente por el valor negativo de la corriente i_2 .

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

Lejos de la zona de cruce por cero, el convertidor conmuta continuamente entre los estados de conducci3n A y B. Sin embargo, cuando la tensi3n de entrada se acerca al cruce por cero, el convertidor comienza a funcionar en DCM debido a que la corriente del diodo D llega a cero, con lo que el convertidor pasa del estado B al C. Dependiendo de la tensi3n de salida v_2 , la tensi3n del condensador v_1 y la tensi3n de inductor v_{L2} , el convertidor permanecerá en el estado C o cambiará instantáneamente al D. Obsérvese que la tensi3n v_{DS} se define como:

$$v_{DS} = v_1 - v_2 - v_{L2} \tag{4.5}$$

En consecuencia el sistema cambiará de C a D si se cumple

$$v_1 < v_{L2} + v_2 \tag{4.6}$$

Para satisfacer esta condici3n, v_{DS} tiene que ser negativo, pero no es posible debido a la existencia de D_{S1} (diodo interno de S_1) el cual será activado imponiendo una tensi3n $v_{DS} = 0$. En este caso, $v_1 = v_{L2} + v_2$ y $v_{L1} = v_g$, esto produce el aumento de la corriente i_1 sin control. Una vez que la corriente a trav3s del diodo D_{S1} ($i_{D,S1}$) se anula, el convertidor volverá al estado C. Luego, el convertidor permanecerá en el estado C y cambiará al estado de conducci3n A cuando la funci3n de conmutaci3n $s(x, \theta)$ alcance el límite inferior de histéresis; es decir $s(x, \theta) = -\Delta$.

Una aproximaci3n de esto se detalla en la Fig. 4.5, donde se representan las corrientes i_1 e i_2 cerca del área de cruce por cero.

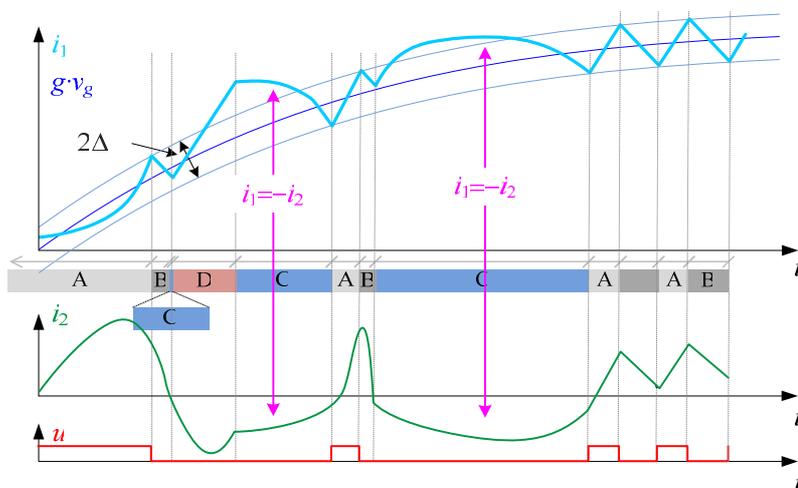


Fig. 4.5 Detalle de la distorsi3n de la corriente i_1 cerca de la zona de cruce por cero en el convertidor Cúk.

Como se ha demostrado, el problema de distorsi3n de corriente en el cruce por cero de la tensi3n de entrada yace en que la dinámica de la corriente de entrada i_1 se ve afectada por la corriente i_2 , llevando al sistema a adoptar los estados de conducci3n C y D.

Para aliviar este problema en ambos convertidores, se proponen varias soluciones, las cuales se numeran a continuación y se detallan en los siguientes apartados.

1. Colocación de un controlador PI adicional aplicado a la superficie de conmutación.
2. Modulación del ancho de la ventana de histéresis en función de la tensión de entrada.
3. Modulación del ancho de la ventana de histéresis en función de la tensión de entrada y de la corriente de referencia.
4. Modificación de la topología del convertidor Cuk .
5. Control deslizante implementado digitalmente.

4.2. CONTROLADOR PI SOBRE LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓ

Una primera opción para evitar este problema se ha planteado mediante la utilización un controlador PI aplicado a la superficie de conmutación $s(x, \theta)$; logrando de esta forma incremento en dicha señal. Este incremento resulta útil cuando el sistema no conmuta debido a la baja amplitud de la seña $v_g(\theta)$, es decir en la ZCA. Este bloque incrementa el valor de $s(x, \theta)$, consiguiendo de esta forma llegar a los límites impuestos por la ventana de histéresis $\pm\Delta$. En la Fig. 4.6a se presenta el bloque de control convencional, mientras que en la Fig. 4.6b muestra un esquema modificado para la solución propuesta; un bloque controlador PI se le aplica a la superficie de control; los parámetros k y τ de este controlador se seleccionan adecuadamente para que éste no afecte al funcionamiento normal del sistema, es decir en las zonas alejadas de la ZCA.

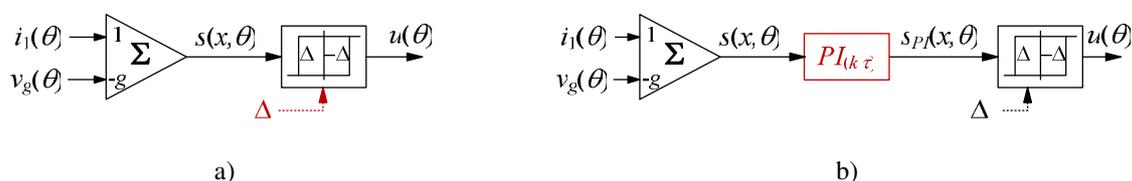


Fig. 4.6 Diagrama de bloques del control por histéresis a) Control convencional, b) Con controlador PI .

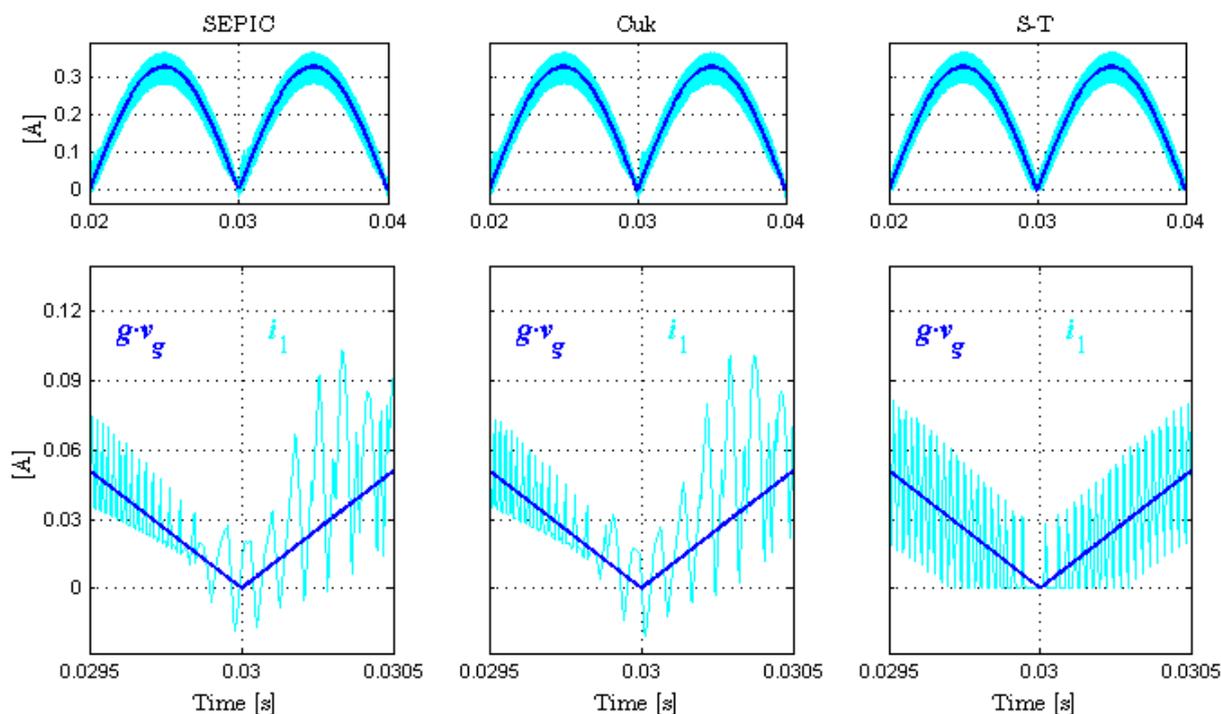


Fig. 4.7 Detalle de la distorsión de la corriente i_1 en la ZCA con la aplicación de un controlador PI a la superficie de conmutación.

El prototipo para validar los análisis teóricos, simulaciones numéricas realizadas se realizó según el diagrama de bloques de le Fig. 3.5. Las especificaciones de diseño y componentes utilizados en el convertidor se han presentado anteriormente en la TABLA 2.2. Los efectos de aplicar esta modificación al control deslizante se muestran en la Fig. 4.7. Aunque se obtiene un incremento en la frecuencia de conmutación cerca del cruce cero en los tres convertidores, los parámetros de PF, y I-THD (THD de la corriente de entrada) se ven afectados negativamente por otro tipo distorsión. De esta forma se infiere que esta variante no es válida para mejorar la forma de onda de la corriente de entrada.

4.3. MODULACIÓN DE LA VENTANA DE HISTÉRESIS

La segunda variante aplicada al control deslizante se ha presentado en [89], y se ha desarrollado en [23, 24]. Como es bien conocido y se puede observar en (1.18), la reducción de Δ , ancho de histéresis, hace que la frecuencia de conmutación f_c se vea incrementada. Por lo tanto se estrechará la ventana de histéresis en las ZCA, reduciendo significativamente o incluso eliminando la aparición de los modos de operación no deseados que favorecen la distorsión de la corriente de entrada.

4.3.1. ANÁLISIS MATEMÁTICO

Teniendo en cuenta lo mencionado anteriormente, en este caso se realiza una modulación en la ventana de histéresis en la ZCA para se hace tender a cero la ventana de histéresis en esta zona (es decir: si $\theta \rightarrow n \cdot \pi \Rightarrow v_g(\theta) \rightarrow 0 \Rightarrow \Delta(\theta) \rightarrow 0 \Rightarrow f_c(\theta) \rightarrow \infty$, $n \in \mathbb{Z}^+$). Esta modulación de histéresis (HM: Hysteresis Modulation) se ha realizado según el esquema de la Fig. 4.8a, y de acuerdo con la siguiente expresión

$$\Delta(\theta) = \begin{cases} \delta \cdot v_g(\theta) & \text{si } \delta \cdot v_g(\theta) < \Delta i_1 \\ \Delta i_1 & \text{si } \delta \cdot v_g(\theta) > \Delta i_1 \end{cases} \quad (4.7)$$

donde $\delta = \Delta i_1 k / V_{Peak}$, V_{Peak} es el valor de pico de la tensión de entrada, k es una ganancia de un amplificador cuyo valor se selecciona adecuadamente para variar la pendiente del ancho de la ventana $\Delta(\theta)$ en la ZCA. Mediante la expresión (4.7) puede observarse que $\Delta(\theta)$ y la tensión de entrada son estrictamente proporcionales en la ZCA cuya proporcionalidad viene dada por el parámetro δ , de esta forma tienden a cero de forma conjunta permitiendo, un incremento en la frecuencia conmutación. Como consecuencia de este aumento en $f_c(\theta)$, el sistema continúa trabajando en CCM en esta evitando las topologías no deseadas.

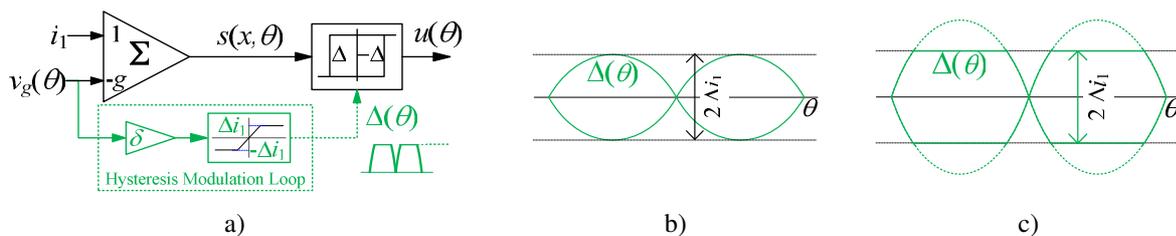


Fig. 4.8 a) Diagrama de bloques del control por histéresis, b) ventana con forma sinusoidal, o c) cuasi-trapezoidal.

Se puede observar que al modificar la ganancia k la ventana de histéresis puede ser modulada con la forma sinusoidal, o cuasi-trapezoidal, como se muestra en las Fig. 4.8b y c respectivamente. Para mayor detalle del funcionamiento del bloque de modulación de histéresis se presenta un detalle de la evolución de $\Delta(\theta)$ en función de la fase θ , desde cero hasta del el valor máximo Δ_{Max} (Fig. 4.9).

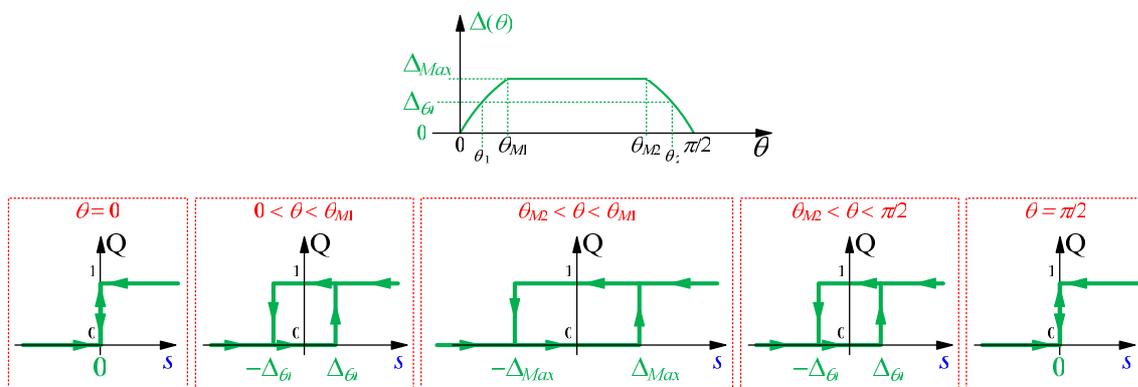


Fig. 4.9 Modulación del ancho de histéresis en función de la señal $\Delta(\theta)$.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

Con el fin de evitar que la frecuencia de conmutaci3n disminuya m3s de lo dimensionado, se ha utilizado la ventana de forma cuasi-trapezoidal asegurando de esta forma que $\Delta(\theta)$ no es mayor que un valor pre-establecido Δi_1 . Para esto se ha insertado un bloque saturador asegurando as3 una frecuencia m3nima de trabajo. As3 pues en la zona que actúa la saturaci3n, la frecuencia de conmutaci3n est3 determinada por (4.8).

$$f_c(\theta) = \frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{v_g(\theta)V_2(\theta)}{v_g(\theta) + V_2(\theta)} \Bigg|_{\text{SEPIC}}^{\text{Cuk}} = \frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{2V_2(\theta)(V_2(\theta) + v_g(\theta))}{2V_2(\theta) + v_g(\theta)} \Bigg|_{\text{S-T}} \quad (4.8)$$

Cuando la saturaci3n no actúa, es decir cuando $\delta \cdot v_g(\theta) < \Delta i_1$ (en la ZCA), la frecuencia de conmutaci3n puede determinarse mediante la sustituci3n de la HM $\Delta(\theta) = \delta v_g(\theta)$ en (4.8). Por lo tanto la frecuencia de conmutaci3n $f_c(\theta)$ se expresa segun:

$$f_c(\theta) \Bigg|_{\text{SEPIC}}^{\text{Cuk}} = \begin{cases} \frac{1}{2\delta \cdot L_1} \frac{V_2(\theta)}{v_g(\theta) + V_2(\theta)} & \text{si } \delta \cdot v_g(\theta) < \Delta i_1 \\ \frac{1}{2\Delta \cdot L_1} \frac{v_g(\theta)V_2(\theta)}{v_g(\theta) + V_2(\theta)} & \text{si } \delta \cdot v_g(\theta) > \Delta i_1 \end{cases} \quad (4.9)$$

$$f_c(\theta) \Bigg|_{\text{S-T}} = \begin{cases} \frac{1}{\delta \cdot L_1 \cdot v_g(\theta)} \frac{V_2(\theta)(V_2(\theta) + v_g(\theta))}{(2V_2(\theta) + v_g(\theta))} & \text{si } \delta \cdot v_g(\theta) < \Delta i_1 \\ \frac{1}{\Delta \cdot L_1} \frac{V_2(\theta)(V_2(\theta) + v_g(\theta))}{(2V_2(\theta) + v_g(\theta))} & \text{si } \delta \cdot v_g(\theta) > \Delta i_1 \end{cases} \quad (4.10)$$

En cuanto a la frecuencia m3xima alcanzada en los cruces por cero, con HM pueden determinarse mediante (4.9)(4.10), haciendo $v_g(\theta) = 0$, en el caso de $\delta \cdot v_g(\theta) < \Delta i_1$

$$f_c(\theta = n \cdot \pi) \Bigg|_{\text{SEPIC}}^{\text{Cuk}} = \frac{V_{Peak}}{2\Delta i_1 \cdot L_1} \quad (4.11)$$

$$f_c(\theta = n \cdot \pi) \Bigg|_{\text{S-T}} = \infty$$

4.3.2. SIMULACIONES NUMÉRICAS

En este apartado se presentan las simulaciones numéricas realizadas para el análisis de las mejoras obtenidas con la aplicaci3n de la HM. Para obtener una buena comparativa se continúa con las especificaciones de diseo y componentes presentados anteriormente en la TABLA 2.2.

Las graficas correspondientes a las expresiones de la frecuencia de conmutaci3n en funci3n de la fase θ (4.10) de los convertidores SEPIC y Cuk, se muestran en la Fig. 4.10a, y para el convertidor S-T en la Fig. 4.10b; las formas de la ventana de histéresis utilizadas

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

(convencional, o HM) se presentan en la Fig. 4.10c. Mediante estas graficas puede observarse claramente el incremento en la frecuencia de conmutaci3n que se obtiene en la ZCA con el uso de esta modulaci3n.

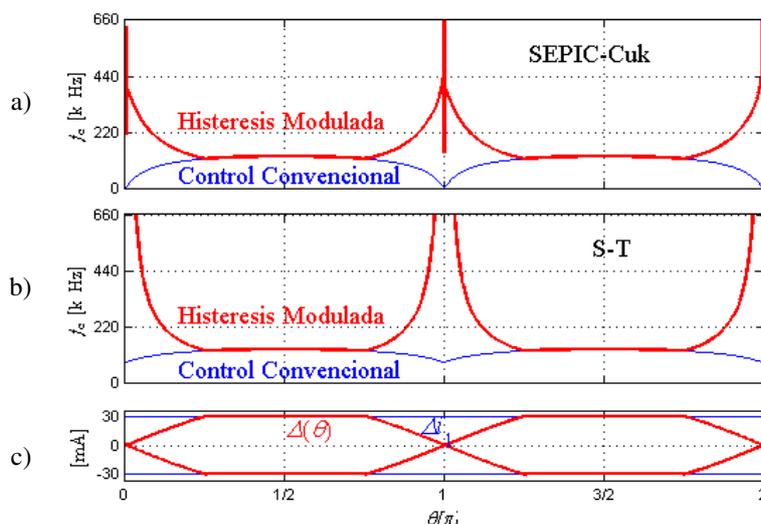


Fig. 4.10 Detalle de la las formas de la frecuencia de conmutaci3n (f_c) en estado estacionario durante un periodo de lnea para los convertidores a) SEPIC y Cuk , b) S-T, en modo convencional o con HM. c) Ventana de histeresis convencional o con HM.

En la Fig. 4.11 se visualiza la se1al de control cuando se aplica la HM para los tres convertidores. Las graficas pertenecen al sistema conmutado $u_{eq}(x,t)$, y al sistema ISD $U_{eq}(x,t)$. Puede apreciarse que la distorsi3n producida por el sistema conmutado en la ZCA es despreciable con respecto a las obtenidas con el control convencional (Fig. 2.18).

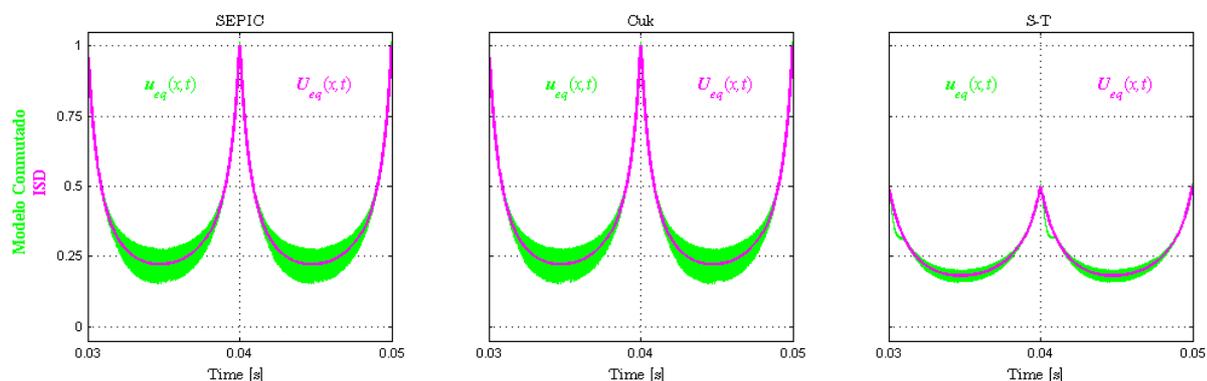


Fig. 4.11 Gr1fica de la expresi3n del control equivalente $u_{eq}(\theta)$ representada a partir de las variables de estado del sistema y su estado cuasi-estacionario $U_{eq}(x,\theta)$ para los convertidores (SEPIC, Cuk, S-T) como PFC con HM.

A continuaci3n se presentan las simulaciones realizadas con los tres convertidores para visualizar las formas de onda de la corriente de entrada i_1 . Los par1metros en las simulaciones, y posteriormente en los prototipos se han expuesto y justificado en la TABLA 2.3. Como puede apreciarse en la Fig. 4.12, el estrechamiento de la ventana de histeresis permite mantener mejor acotada la corriente i_1 dentro de dicha ventana. Mediante el zoom temporal realizado en la Fig. 4.12b puede notarse que los convertidores contin1an trabajando en CCM en la ZCA, obteniendo as1 una mejora considerable en su forma de onda.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

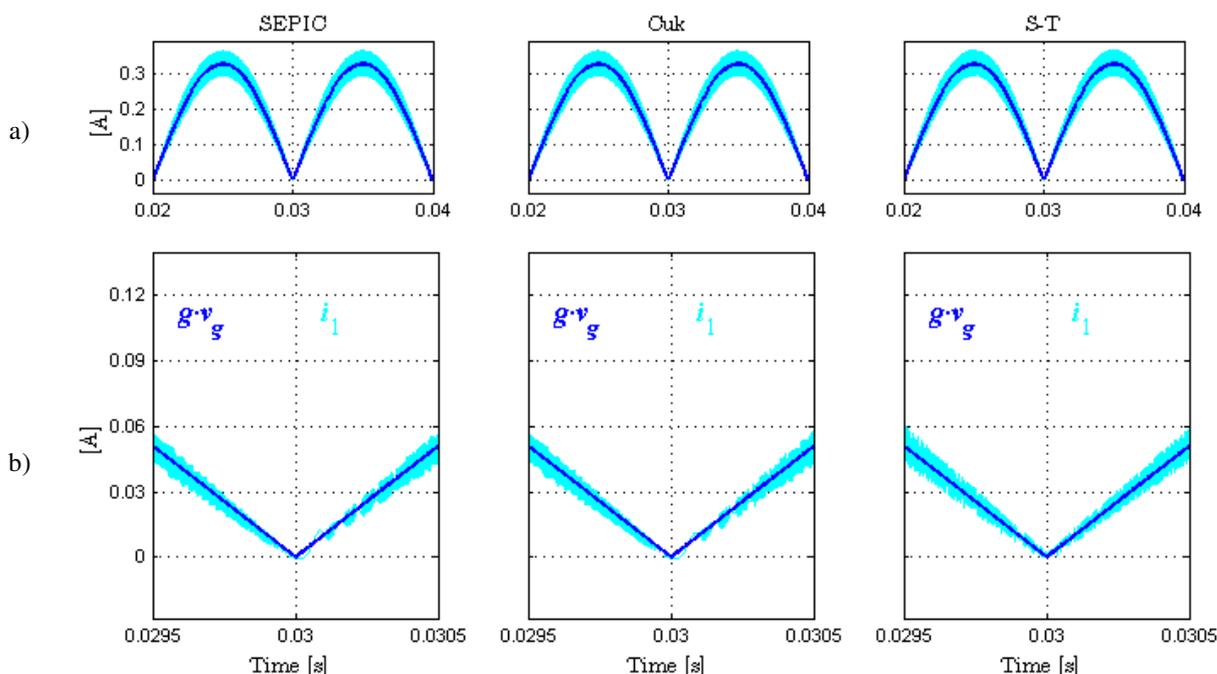


Fig. 4.12 Detalle de la mejora obtenida para los convertidores (SEPIC, Cuk, S-T) con la aplicaci3n la HM al SCM en la corriente de entrada i_1 : a) durante un per3odo de l3nea, b) zoom temporal en la ZCA.

Para verificar la calidad de la forma de onda de la corriente de entrada, se presenta en las Fig. 4.13 un estudio en dominio frecuencial, realizado mediante la transformada FFT de las se3ales de entrada v_{in} , i_{in} . En este caso la atenuaci3n observada entre el arm3nico principal (50 Hz) y los arm3nicos posteriores (150 y 250 Hz), es superior a 56 dB para los convertidores SEPIC y Cuk, y m3s de 66 dB para el convertidor S-T. Comparando estas figuras con las Fig. 2.19 (SCM convencional) se puede apreciar un incremento de 10 dB aprox. en la atenuaci3n en los arm3nicos posteriores al principal.

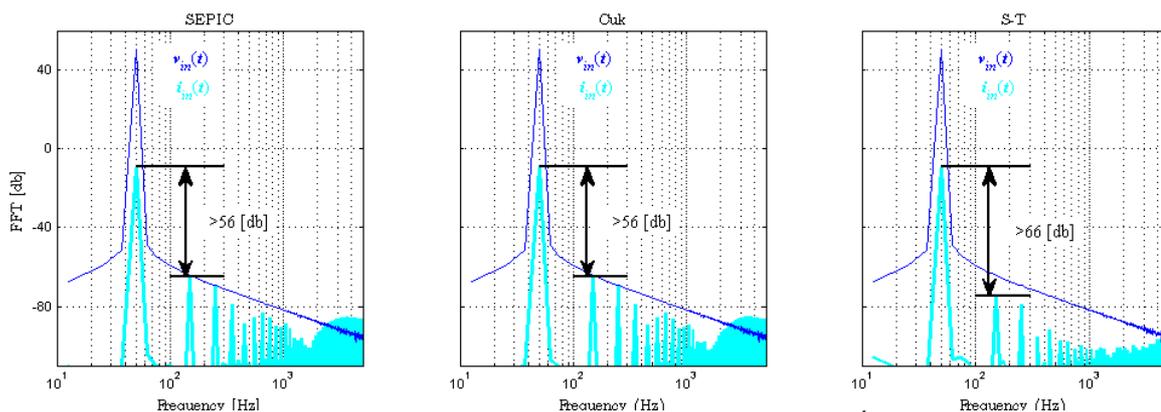


Fig. 4.13 Detalle de la mejora obtenida para los convertidores (SEPIC, Cuk, S-T) con la aplicaci3n la HM al SCM: a) en la corriente de entrada i_1 , b) zoom temporal en la ZCA, c) en el espectro FFT de la corriente de l3nea i_{in} .

De este an3lisis se han extra3do adem3s los par3metros PF, y THD de la corriente de entrada (I-THD) para poder dimensionar las mejoras obtenidas. Estos par3metros junto con los de las simulaciones realizadas con el SCM convencional se presentan en la TABLA 4.1. Aqu3 pueden observarse estos par3metros para los tres convertidores. Ha de tenerse en cuenta

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

que la mejora obtenida en funci3n de PF resulta aparentemente despreciable; pero si se analiza la mejora obtenida en referencia a la I-THD puede observarse una mejora relativa de casi el 30% para los convertidores SEPIC y $\acute{C}uk$, y del 18% para el S-T.

TABLA 4.1 COMPARATIVA NUMÉRICA DE PF Y THD PARA LOS CONVERTIDORES ANALIZADOS.

	Convertidor	SCM convencional	SMC - HM	Mejora	Mejora relativa
PF (v_g-i_1) %	SEPIC	99,470	99,683	0,213	0,214
	$\acute{C}uk$	99,472	99,683	0,211	0,213
	ST	99,518	99,655	0,137	0,138
I-THD %	SEPIC	10,297	7,954	2,343	29,456
	$\acute{C}uk$	10,274	7,955	2,319	29,146
	ST	9,840	8,306	1,535	18,476

Para cerrar este apartado se presentan en las Fig. 4.14 las simulaciones correspondientes al PFC basado en el convertidor $\acute{C}uk$; mediante estas figuras puede compararse visualmente la distorsi3n de la corriente i_1 en el sistema original (Fig. 4.14a) y las mejoras obtenidas con la aplicaci3n del controlador PI en la superficie de conmutaci3n y con la HM en las Fig. 4.14b-c respectivamente.

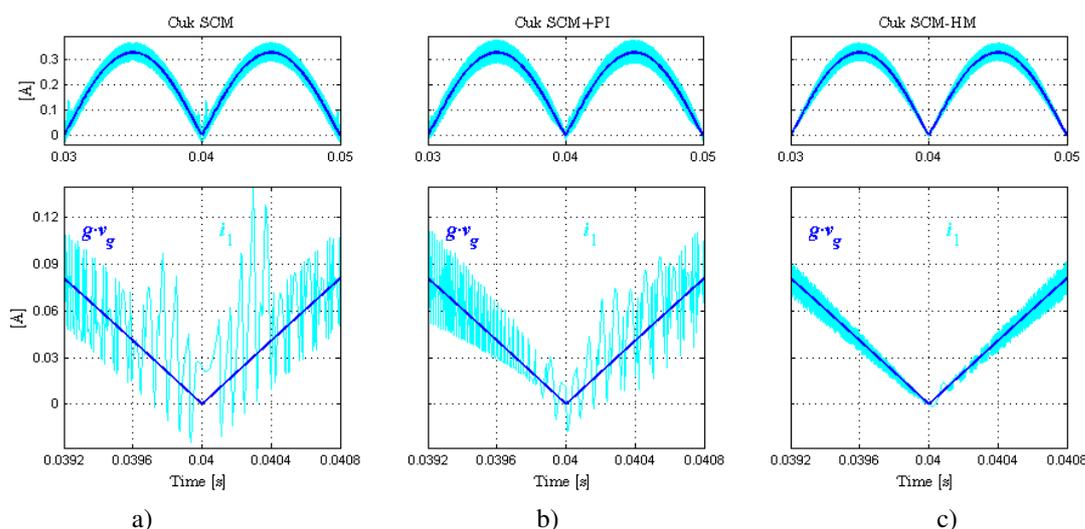


Fig. 4.14 Distorsi3n de la corriente de entrada al PCF basado en un convertidor $\acute{C}uk$ controlado en: a) SMC convencional, b) SMC+PI, c) SMC-HM.

La mejora conseguida en esta zona cr3tica se logra mediante un aumento de la frecuencia f_c , lo que conlleva a pensar que el incremento en la frecuencia provocar3a un incremento en las p3rdidas de conmutaci3n; pero teniendo en cuenta que las variables v_{in} , i_{in} tienden a cero se puede decir que el incremento de estas p3rdidas es despreciable.

4.3.3. VERIFICACI3N EXPERIMENTAL

En este apartado se resumen los resultados obtenidos los trabajos de investigaci3n [23, 24, 65, 87, 89, 90], dichos documentos se ha realizado en base a un prototipo del convertidor $\acute{C}uk$. En cuanto al convertidor SEPIC, se ha utilizado como prototipo inicial de esta tesis en los trabajos [25, 85], sin embargo, seg3n se fue avanzando en el desarrollo de esta tesis este

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

convertidor dejó de ser utilizado como prototipo ya que las conclusiones obtenidas para los convertidores SEPIC, y Ćuk son muy similares.

En referencia al convertidor S-T, fue el último en añadirse a esta línea de investigación en el trabajo [90]; el prototipo experimental de este convertidor no se ha realizado debido a la previsión de bajos rendimientos, teniendo en cuenta el incremento del número de semiconductores respecto de los otros dos convertidores y los altos valores de estrés en los componentes observados analíticamente y detallados en apartados anteriores.

De la misma forma que en las simulaciones numéricas el control utilizado se ha realizado según el esquema de la Fig. 2.1, con las modificaciones de la Fig. 4.8a, y utilizando una ventana de forma trapezoidal (Fig. 4.8c).

Este prototipo experimental, desarrollado para validar el análisis teórico y las simulaciones numéricas, se ha implementado según el diagrama de bloques de la Fig. 4.15. En este diseño se ha concebido para diferentes formas de funcionamiento: principalmente puede observarse que el diseño consta de los dos lazos de control utilizados hasta el momento para controlar el funcionamiento como PFC del convertidor, y para la regulación de la corriente de carga. Además puede configurarse el control para poder realizar el análisis comparativo con los distintos experimentos como ser el SMC convencional, o SMC-HM.

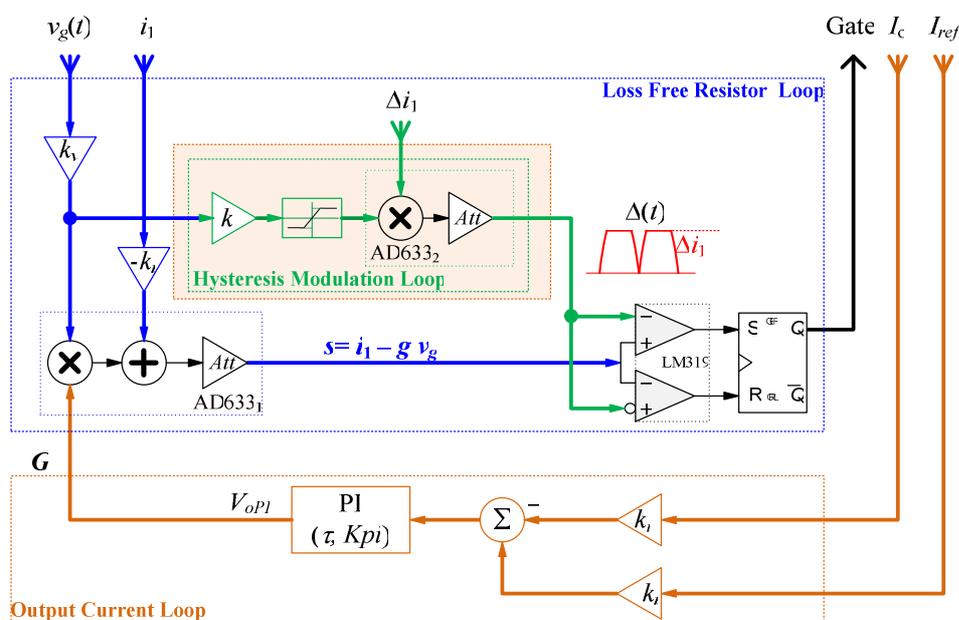


Fig. 4.15 Diagrama de bloques del control para el convertidor Ćuk; con uno o dos lazos de control.

Los parámetros del prototipo se detallan en la TABLA 2.3. En esta implementación el parámetro g está definido por $g = G \cdot k_s$, donde $k_s = k_v / (Att_{AD633} \cdot k_i)$, siendo k_v la ganancia del sensor de tensión ($k_v = 1/50$), k_i la ganancia del sensor de corriente ($k_i = 10$), y Att_{AD633} la atenuación del multiplicador analógico AD633 ($Att_{AD633} = 10$). Por lo tanto el valor de $k_s = 1/5000$, ha sido adoptado con el fin de obtener una gama más amplia de control en la transferencia de potencia, y por consiguiente mayor margen de control sobre la corriente de carga.

El circuito de modulación de ancho de histéresis consta de 4 bloques (Fig. 4.16): i) un seguidor de tensión, ii) un bloque de saturación para el control de la pendiente de la ventana de histéresis en los cruces por cero, iii) un bloque de atenuación para adaptar el máximo de la

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

señal (V_{cc}) al valor unidad, más un multiplicador para insertar el rizado máximo admitido en la corriente i_1 . Por último, iv) un bloque inversor para obtener el límite inferior de la ventana de histéresis.

Los detalles constructivos junto con la tarjeta realizada para este convertidor se muestran en el anexo 6.2. En la Fig. 4.17 se muestran el prototipo completo en el laboratorio, funcionando como fuente de alimentación de los 9 HBLEDs conectados en serie. También puede visualizarse en el osciloscopio las variables de entrada, y la corriente de la carga.

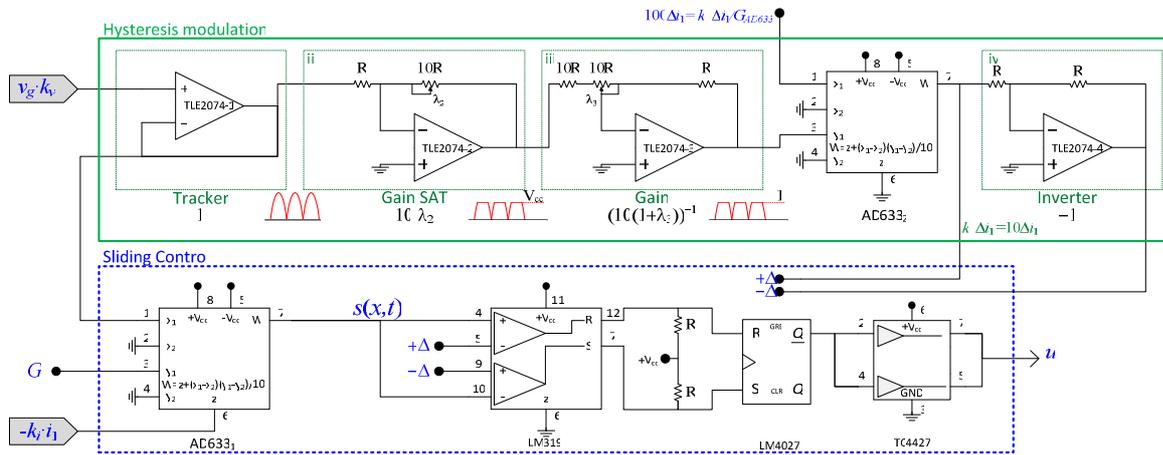


Fig. 4.16 Circuito de control para SMC-HM ($0 < \lambda_i < 1$, $i=2,3$).

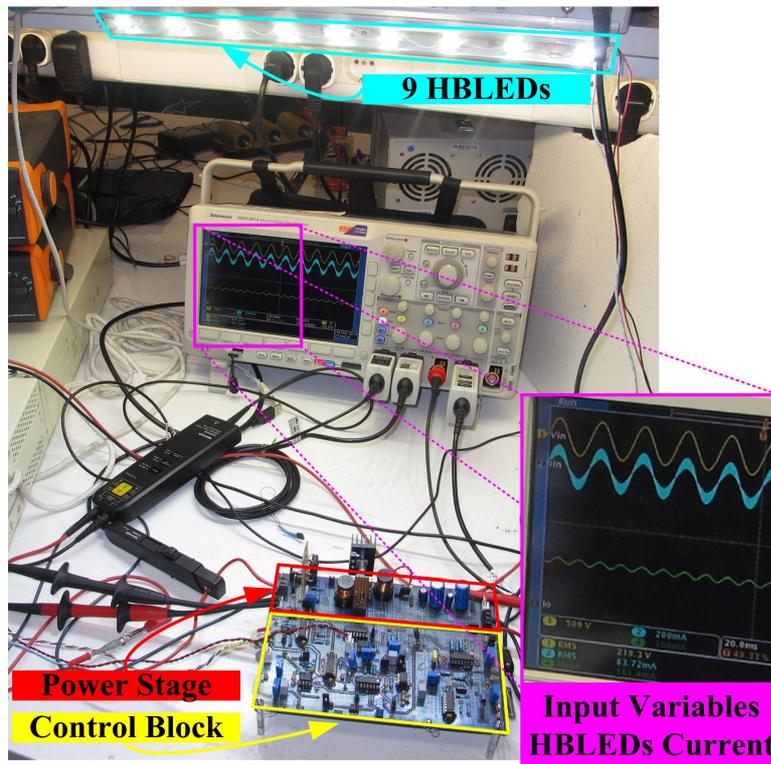


Fig. 4.17 Fotografía del prototipo del convertidor Ćuk en el laboratorio funcionando como fuente de los 9 HBLEDs en serie.

El comportamiento del PFC basado en el convertidor Ćuk descrito en este apartado puede visualizarse en el oscilograma de la Fig. 4.18a; en esta foto puede observarse la

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

corriente de entrada del LFR, junto con la superficie de conmutación y sus límites definido por la ventana de histéresis modulada en forma trapezoidal. La Fig. 4.18b corresponde a la simulación numérica del mismo sistema descrito; como puede observarse, los resultados obtenidos con el prototipo experimental concuerdan con los obtenidos por simulación numérica. Por otra parte puede verse en el oscilograma que aunque en las zonas alejadas de la ZCA el ruido de conmutación montado en la señal s excede a los límites de la ventana, el sistema funciona correctamente; además puede observarse que el estrechamiento de la ventana que la señal s queda perfectamente acotada.

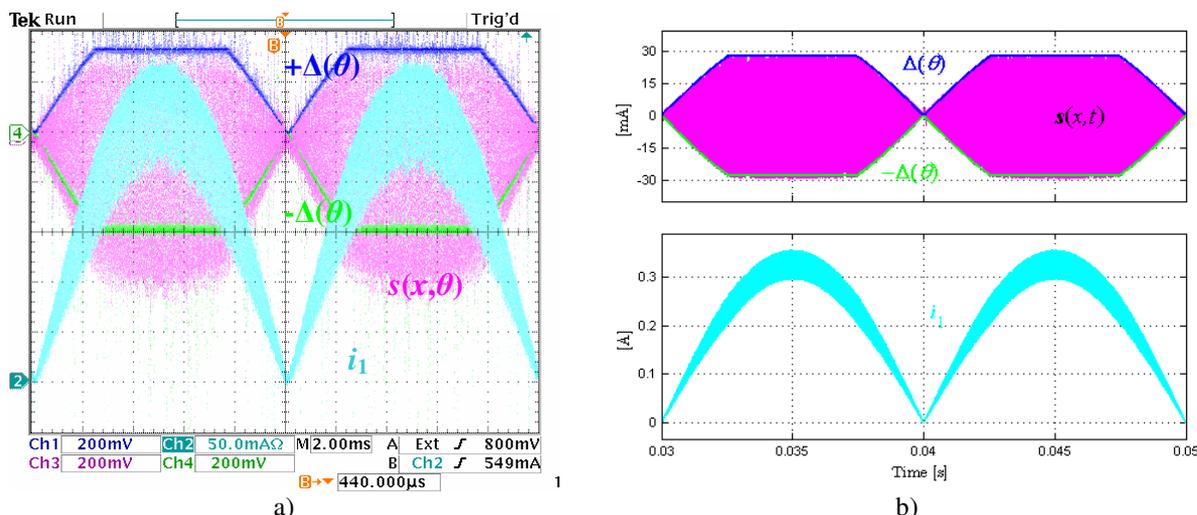


Fig. 4.18 Funcionamiento del control del PFC controlado en SMC-HM: modulación de la ventana de histéresis $\Delta(\theta)$, superficie de conmutación $s(x,\theta)$, corriente de entrada (i_1); a) prototipo experimental, b) simulación numérica.

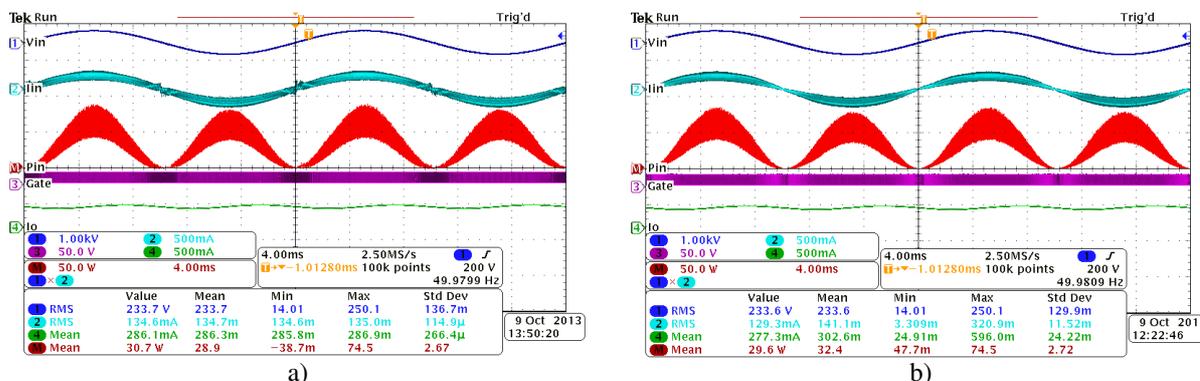


Fig. 4.19 Comparación de las formas de onda del PFC con un convertidor Ćuk, trabajando en SMC convencional y en SMC-HM: V_{in} , I_{in} , P_{in} , V_{Gate} , I_o : a) SMC convencional, b) SMC-HM.

Los resultados experimentales correspondientes a las mejoras conseguidas con la aplicación de la modulación en la ventana de histéresis se presentan comparativamente en la Fig. 4.19. En estas puede verse la distorsión de cruce por cero (Fig. 4.19a) cuando se utiliza el SMC convencional, mientras que al aplicar el SMC-HM (Fig. 4.19b) se observa una perfecta proporcionalidad con la tensión de entrada incluso en la ZCA, donde la distorsión puede decirse que es nula.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

puntos de operación diferentes en función de distintos niveles de corriente de carga (o potencia de entrada). En las Fig. 4.20 se presentan algunas de las muestras tomadas de esa serie. Las variables muestreadas son la tensión y corriente de entrada v_{in} , i_{in} respectivamente, y la corriente de carga I_o . La columna izquierda corresponde al convertidor controlado en SMC convencional, mientras que la derecha se controla en SMC-HM. Los puntos de operación mostrados se presentan en la TABLA 4.2. Puede observarse que la distorsión de cruce por cero se mejora en todos los puntos de trabajo, sin embargo en cuando el sistema trabaja a baja potencia la mejora obtenida es aun más destacable.

TABLA 4.2 PUNTOS DE OPERACIÓN UTILIZADOS PARA COMPARAR LAS MEJORAS EN LAS ZCA.

	% de I_{nom} ($I_{nom}=350$ (mA))	I_o	I_1 (mA)
a)	170	600	305
b)	100	350	179
c)	43	150	86
d)	11	40	40

Con el objetivo de cuantificar la distorsión de la corriente de entrada se ha realizado el análisis de I-THD. Las mediciones fueron tomadas utilizando el software de análisis de potencias DPOPWR de la firma Tektronix Ink., instalado en el osciloscopio MSO 5204 'Mixed Signal Oscilloscopes'.

Algunos de los resultados han sido expuestos en las figuras Fig. 4.20 en forma de oscilograma, mientras que el total de las muestras tomadas se han utilizado para la valoración realizada mediante la gráfica de la Fig. 4.21. En esta se ilustran como gráficos de barra los valores absolutos de I-THD del control SMC convencional y del SMC-HM. Como puede observarse, a pesar que el bloque de conversión AC-DC convencional presenta una distorsión armónica total de corriente inferior el 10% en la mayor parte del rango de operación; con el SMC-HM se presenta una mejora relativa (línea discontinua) superior al 40% en las zonas de baja potencia hasta en valor de corriente nominal (350 mA). Las mediciones se realizaron desde 60 mA a 600 mA, (20 % a 180% de la corriente nominal); siendo este un rango bastante amplio como para lograr un buen efecto de dimming.

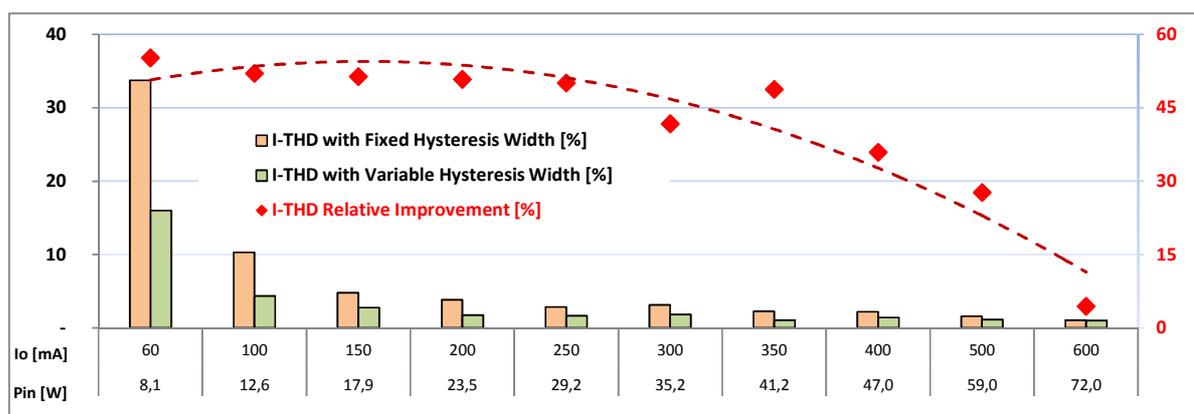


Fig. 4.21 Análisis comparativo de la I-THD vs. corriente de carga (I_o) o potencia, para el LFR basado en un convertidor Cuk, en SMC convencional, SMC-MH, y mejora relativa obtenida

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

La siguiente gráfica comparativa se realiza teniendo en cuenta el máximo presente en las graficas de I-THD, presentado en el caso de de 60 mA de corriente de carga (potencia de entrada 9 W). El contenido armónico de este punto de operación se muestra en la Fig. 4.22, donde se puede comparar el control SMC-HM, con el convencional SMC, y con el contenido armónico admitido por la norma IEC61000-3-2, clase C. Como puede observarse con esta modificación, el contenido armónico permanece siempre dentro de los parámetros permitidos.

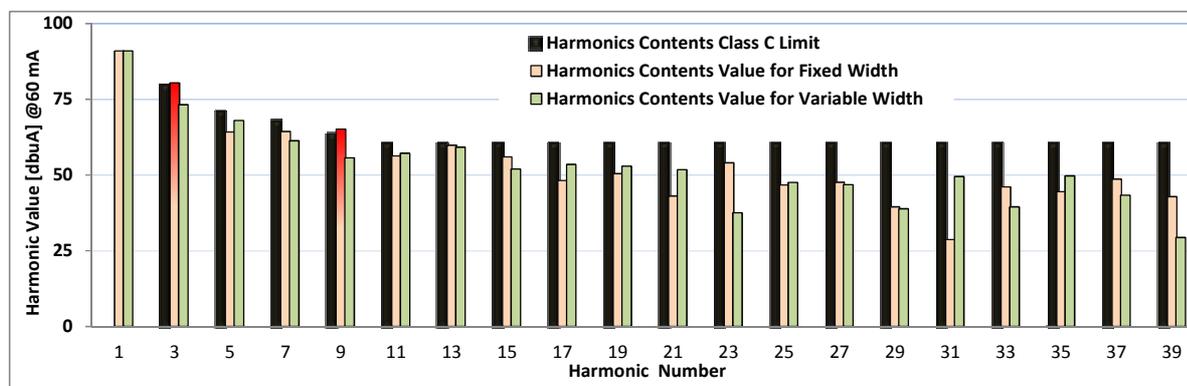


Fig. 4.22 Análisis experimental de calidad de potencia: contenido de armónicos del LFR basado en un convertidor Ćuk controlado por SMC convencional, y SMC con HM; además los valores del estándar IEC61000-3-2, clase C [48, 49].

En la Fig. 4.22, puede observarse que varias de las componentes del contenido armónico del SMC-HM son mayores que los de SMC, sin embargo, y aunque gráficamente parece lo contrario, se cumple con

$$I\text{-THD}_{\text{SMC-HM}} < I\text{-THD}_{\text{SMC}} \quad (4.12)$$

En referencia a este detalle se ha de tener en cuenta que la escala del eje vertical es logarítmica (dB). Los valores absolutos correspondientes de los diferentes armónicos se presentan en la TABLA 4.3. Observe que la mayor discrepancia entre el SMC y SMC-HM se produce en el 3er armónico, consecuentemente la THD del SMC es mucho más grande que la del SMC-HM (es decir, 32% para SMC, y 16% para SMC-HM aproximadamente).

$$I\text{-THD} \% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} 100 \quad (4.13)$$

Teniendo en cuenta (4.13), se puede observar que la diferencia entre los valores cuadrados de cada armónico tiene algunos valores negativos, sin embargo, la suma de estos valores negativos es irrelevante frente a la contribución del 3er armónico 89,53 mA².

Finalmente se presenta una valoración de la distorsión producida al insertar el lazo de control de corriente de carga. Como era de esperar, el agregado del lazo externo modifica la referencia de control de entrada de corriente produciendo un ligero aumento de la I-THD como se muestra en las figuras de la TABLA 4.4.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

TABLA 4.3 CONTENIDO ARMÓNICO

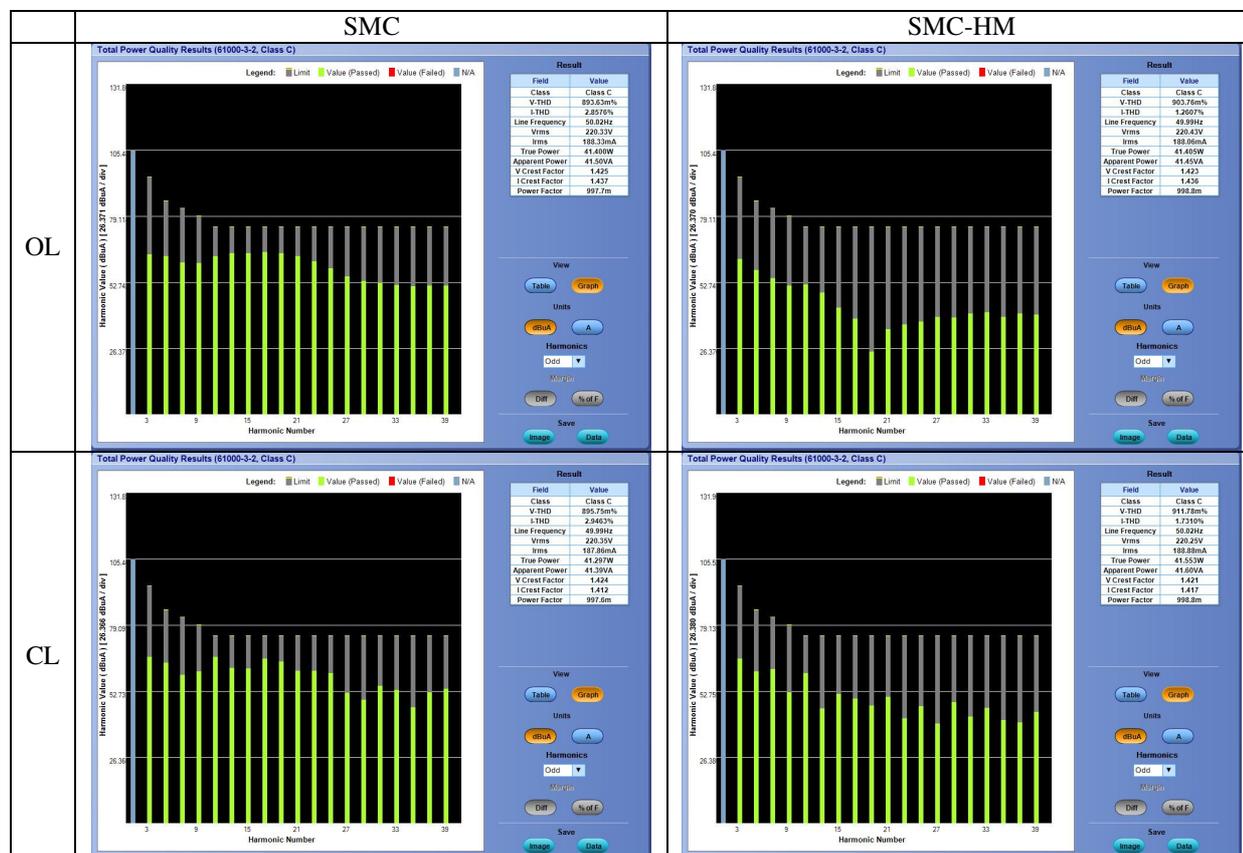
Harmonic	SMC	SMC-HM	SMC	SMC-HM	
#	I_{smc-k}	$I_{smc-HM-k}$	$(I_{smc-k})^2$	$(I_{smc-HM-k})^2$	$(I_{smc-k})^2 - (I_{smc-HM-k})^2$
	mA	mA	mA ²	mA ²	mA ²
1	35.48133890	35.60115120	-	-	-
3	10.51614880	4.58923321	110.58938500	21.06106140	89.52832400
5	1.62337445	2.50744409	2.63534460	6.28727589	-3.65193129
7	1.65319174	1.16447676	2.73304293	1.35600612	1.37703681
9	1.81378178	0.61008018	3.28980433	0.37219783	2.91760650
11	0.65425373	0.72272642	0.42804794	0.52233348	-0.09428554
13	0.98214925	0.91316437	0.96461714	0.83386916	0.13074798
15	0.62990732	0.39951327	0.39678324	0.15961085	0.23717239
17	0.25774597	0.47267852	0.06643299	0.22342499	-0.15699200
19	0.33393620	0.44300746	0.11151339	0.19625561	-0.08474222
21	0.14325389	0.38737298	0.02052168	0.15005782	-0.12953615
23	0.50527647	0.07525064	0.25530431	0.00566266	0.24964165
25	0.21591321	0.23833252	0.04661851	0.05680239	-0.01018388
27	0.24030717	0.22090886	0.05774754	0.04880072	0.00894681
29	0.09444318	0.08768851	0.00891951	0.00768928	0.00123024
31	0.02714930	0.29855301	0.00073708	0.08913390	-0.08839681
33	0.20165236	0.09480696	0.04066368	0.00898836	0.03167532
35	0.16833267	0.30741432	0.02833589	0.09450356	-0.06616768
37	0.27183713	0.14702566	0.07389543	0.02161654	0.05227888
39	0.13897358	0.02961917	0.01931366	0.00087729	0.01843636

Las figuras superiores de la TABLA 4.4 corresponden al sistema sin el lazo externo (OL: Open Loop), mientras que las inferiores al lazo cerrado (CL: Closed Loop). Así mismo, se presenta una comparativa del funcionamiento con control (SMC), y con modulación de ancho de histéresis (SMC-HM) en la primer y segunda columna respectivamente.

En estas fotos puede verse que el valor más pequeño de I-THD es 1,26%, que corresponde a SMC-HM sin el bucle de control de carga. Agregando este lazo se obtiene un incremento relativamente bajo de la I-THD, siendo su valor de 1,73%.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

TABLA 4.4 INFLUENCIA DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE DE CARGA EN LA I-THD PARA SMC, Y SMC-HM ($I_o = 350 \text{ mA}$, $V_{IN} = 220 \text{ VRMS}$)



4.4. MEJORA DEL RANGO DE REGULACIÓN DE LA CORRIENTE DE CARGA MANTENIENDO UNA BAJA THD

4.4.1. ANÁLISIS DE LA MEJORA PROPUESTA

Con el fin de mejorar la dimmerización de los HBLEDs, en este apartado se aplica una segunda modulación en la ventana de histéresis del SMC, este trabajo se ha presentado en [91]. En este apartado se propone modular la ventana de histéresis del SMC en función de la potencia de carga, con el objeto de estrechar la ventana; y de esta forma ampliar el rango de dimmerización obtenido anteriormente.

Siguiendo con el enfoque tratado hasta ahora, este control se aplica a una etapa de conversión AC-DC que trabaja como corrector del factor de potencia activo con baja distorsión armónica. El hecho de aplicar esta modificación sobre control, permite que el lazo de control de corriente de carga pueda dimmerizar los HBLEDs en un rango de 0 a 100 % teóricamente. La ley de control del puerto de entrada se ha presentado anteriormente en (2.1);

y el control de la corriente de carga utilizado se ha desarrollado presenta en el apartado 3 (Diseño del Lazo de Regulación de Corriente de Carga para Alimentación de HBLEDs) mediante un controlador PI. En este caso el lazo de salida funciona sin dificultades mientras la corriente de carga sea superior al 40% de la I_{nom} . No obstante, al intentar bajar la potencia de carga el sistema se presenta una distorsión en la entrada como se pudo observar en las figuras Fig. 4.20.

Como es de esperar, al estrechar la ventana de histéresis se presenta el aumento de la frecuencia de conmutación (f_c) provocado por el estrechamiento de la ventana de histéresis. A partir de (4.10) se puede determinar la frecuencia de conmutación, que vendrá definida por (4.14) para la zona de $\delta \cdot v_g(\theta) > \Delta i_1$, es decir la zona plana de la ventana trapezoidal; y según (4.11) tenderá a infinito si la ventana tiende a cero.

$$f_c(\theta, I_{ref}) = \frac{1}{2\Delta(\theta, I_{ref})L_1} \frac{v_g(\theta)V_2(\theta)}{v_g(\theta) + V_2(\theta)} \Bigg|_{\text{SEPIC}}^{\text{Cuk}} \quad (4.14)$$

$$\frac{1}{2\Delta(\theta, I_{ref})L_1} \frac{2V_2(\theta)(V_2(\theta) + v_g(\theta))}{2V_2(\theta) + v_g(\theta)} \Bigg|_{\text{S-T}}$$

4.4.2. SIMULACIÓ NUMÉRICA

La distorsión observada en la corriente de entrada presenta las mismas características que las detalladas en [92]; es decir, el convertidor pasa de trabajar de CCM a DCM, lo que se traduce en una pérdida del régimen deslizante. Mediante las simulaciones realizadas, se presenta un detalle de la distorsión en la entrada como se ve en la Fig. 4.23a, del mismo modo puede verse una distorsión sobre el rizado de la corriente de carga (Fig. 4.23c). En esta simulación además se muestra en la Fig. 4.23b la forma trapezoidal de la ventana de histéresis utilizada.

Por otra parte se ha de tener en cuenta que el bajar tanto la corriente de carga provoca que el rizado admitido sobre i_1 (Δi_1) tenga el mismo orden de magnitud que la misma corriente i_1 . Consecuentemente, como se puede apreciar en la Fig. 4.23a, además de la distorsión de cruce por cero, se presenta un alto contenido de los armónicos de conmutación en el resto del periodo de $v_g(t)$. De estos detalles se infiere que las aproximaciones asumidas válidas para plantear las ISD ya no se cumplen; con lo que para poder validar las ISD se debe idealizar el control.

Esto puede hacerse estrechando la ventana de histéresis ya que en la dinámica ideal se asume una ventana de histéresis nula. Así pues, mediante este estrechamiento en función de la corriente de carga, se puede lograr que el sistema funcione nuevamente bajo la dinámica descrita por las ISD, y por lo tanto pueda trabajar en un periodo de línea completo en CCM, manteniendo de esta forma el comportamiento definido por la superficie de control $s(x, \theta)$. De esta forma, si a la etapa convertidora se le aplica el control de la Fig. 4.24, se consigue que la ventana de histéresis esté modulada por la tensión de entrada y además el valor máximo de la forma trapezoidal será proporcional a la corriente de carga. Por lo tanto con estas modificaciones en la ventana de histéresis, el sistema vuelve a su dinámica ideal en un periodo completo de la tensión de entrada, incluso para corrientes de carga muy bajas.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

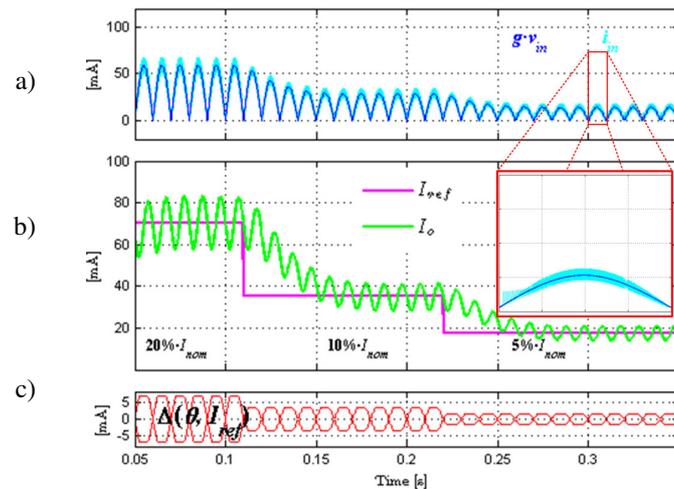


Fig. 4.25 Distorsión observada en el convertidor Ćuk cuando el sistema trabaja a baja potencia con modulación de histéresis en función de la I_{ref} : a) variables de entrada i_{in} , $g \cdot v_{in}$; b) histéresis modulada con ancho máximo determinado por I_{ref} , c) corriente de salida I_o y su referencia I_{ref} .

4.4.3. VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL

En este apartado se resumen los resultados obtenidos en [91, 93], dichos documentos se ha realizado en base a un prototipo del convertidor Ćuk. Este prototipo experimental, se ha desarrollado para validar el análisis teórico y las simulaciones numéricas, se ha implementado según el diagrama de bloques de la Fig. 4.24, de esta forma se ha obtenido una ventana de histéresis con forma trapezoidal y modulada en amplitud en función de la corriente de referencia.

Las graficas obtenidas mediante el prototipo experimental se presentan en la Fig. 4.26. En estos oscilogramas puede observarse una perfecta proporcionalidad en las variables del puerto de entrada, y sin gran contenido armónico. Además, para los diferentes puntos de trabajo se puede observar el decremento de la frecuencia de conmutación cuando la corriente de carga (o referencia) aumenta.

El espectro mostrado en Fig. 4.26 corresponde a la corriente de entrada i_1 . En cuanto al valor de la corriente de carga, se han tomado varios puntos, y se presentan los correspondientes a $I_o = (500, 100, 50, 14)$ mA, siendo este ultimo un 4% de la I_{nom} . Adicionalmente, se ha verificado el cumplimiento de las normas IEC61000-3-2, clase C [48, 49].

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

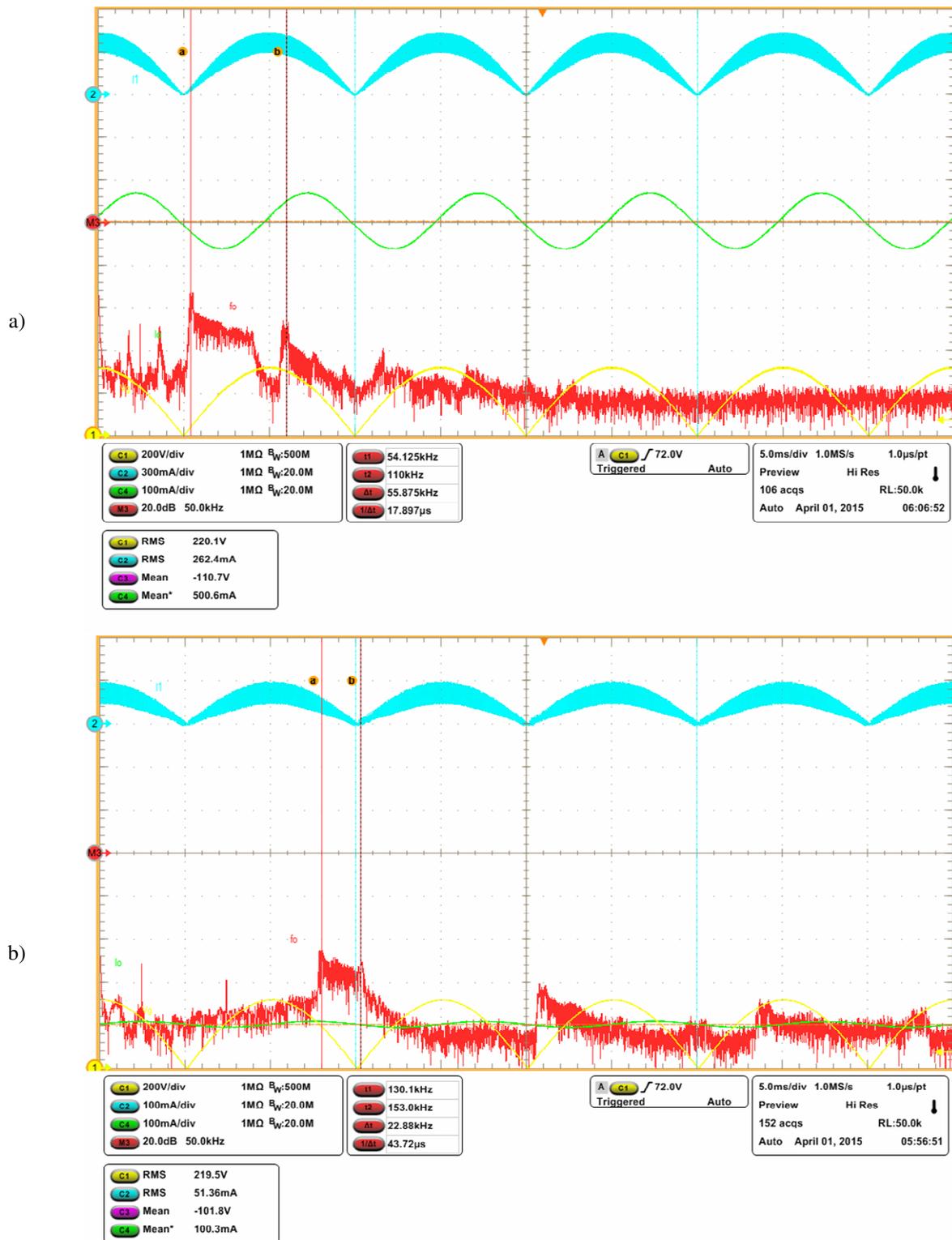


Fig. 4.26 Resultados experimentales del PFC basado en un convertidor Ćuk, variables de entrada v_g , i_1 , FFT (i_1), y corriente de carga I_o ; puntos de operación: a) $I_o = 500 \text{ mA}$, b) $I_o = 100 \text{ mA}$, c) $I_o = 50 \text{ mA}$, d) $I_o = 14 \text{ mA}$.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

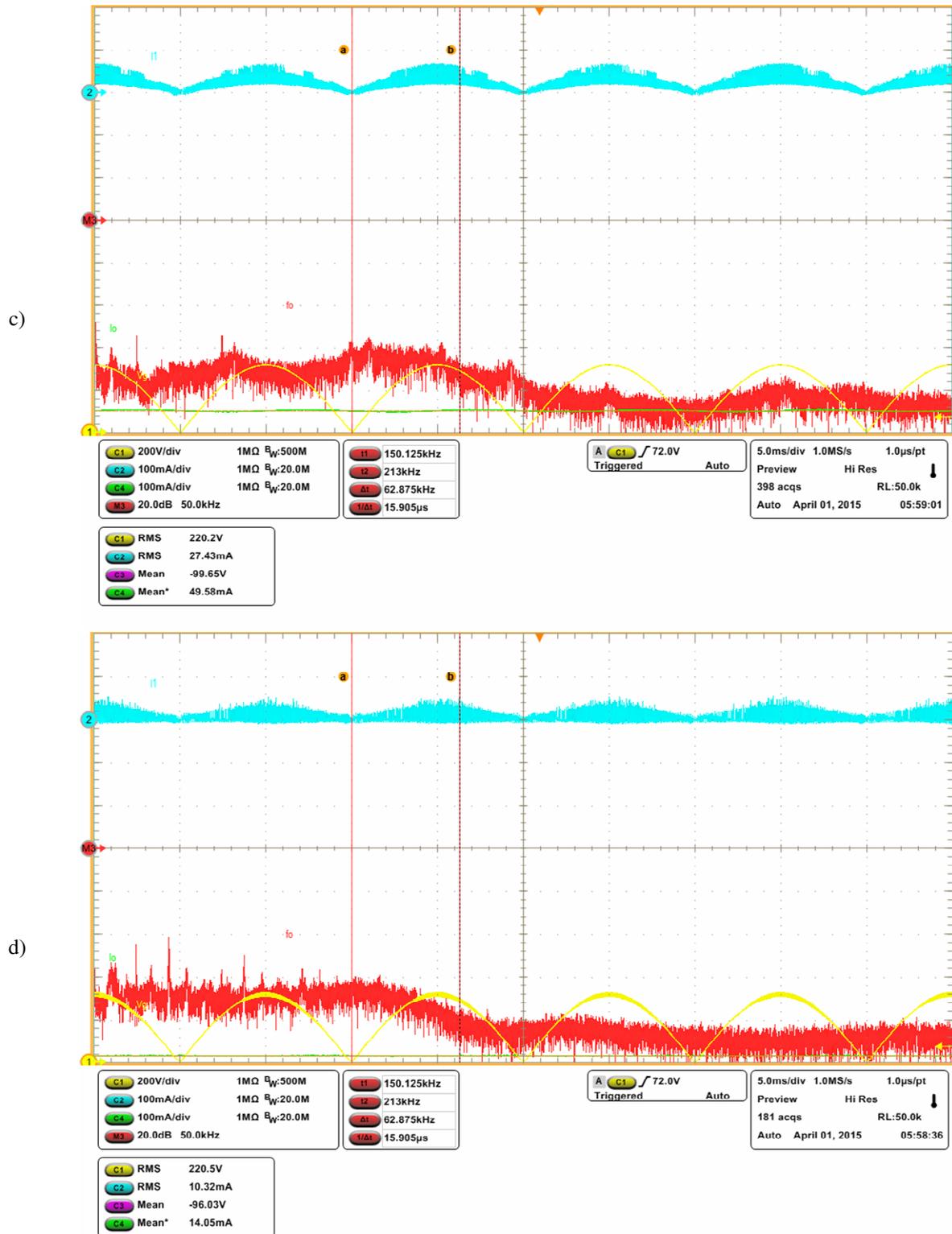


Fig. 4.26 Resultados experimentales del PFC basado en un convertidor Ćuk, variables de entrada v_g , i_1 , FFT (i_1), y corriente de carga I_o ; puntos de operación: a) $I_o = 500$ mA, b) $I_o = 100$ mA, c) $I_o = 50$ mA, d) $I_o = 14$ mA.

Teniendo en cuenta este incremento de frecuencia se puede observar que al estar en una zona de baja transferencia de potencia, el valor absoluto de las pérdidas de conmutación será despreciable, pero se ha de analizar detalladamente ya que la potencia trasferida también es muy baja. Por lo tanto en un trabajo futuro, se plantea un prototipo donde se utilizarán dispositivos de gap ancho como los basados en nitruro de galio (GaN) [94] debido al incremento en la frecuencia de conmutación del sistema.

4.5. CONVERTIDOR ĆUK MODIFICADO PARA MEJORA DE LA THD

Otra alternativa para eliminar la distorsión de corriente en la ZCA se ha presentado en [54, 92]. A diferencia de las propuestas anteriores en las que se modificaba una parte del control, en este caso se realiza una modificación sobre el convertidor Ćuk, con el fin de reducir la distorsión armónica total del circuito AC-DC corrector de de factor de potencia de una sola etapa. Esta modificación permite que el convertidor funcione en CCM incluso en el área de cruce por cero evitando la distorsión en esta zona.

De acuerdo con las observaciones sobre las topologías de conducción y según el diagrama de flujo de transiciones de estado de la Fig. 4.4, para evitar la distorsión provocada por la topología D, se plantea una modificación en el convertidor Ćuk mediante el agregado de un diodo en serie con el MOSFET (D_S) o con el inductor L_2 (D_r) como se puede ver en la Fig. 4.27a y Fig. 4.27b respectivamente. El convertidor modified-Ćuk (m-Ćuk) propuesto es similar al convertidor SEPIC modificado (modified-SEPIC) presentado en [95, 96].

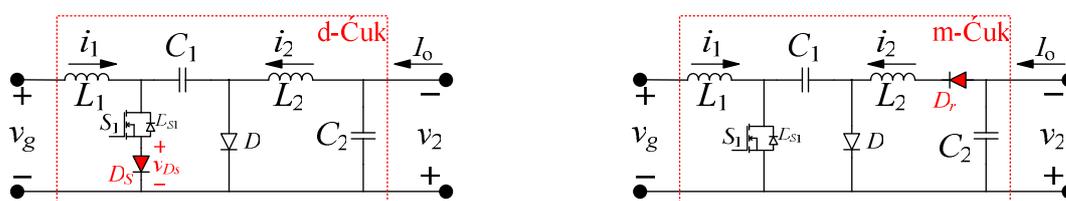


Fig. 4.27 Esquemas del convertidor Ćuk con un diodo serie agregado en: a) el MOSFET S_1 (d-Ćuk), o b) el inductor L_2 (m-Ćuk).

En la primera opción (d-Ćuk, Fig. 4.27a), impide mediante D_S la conducción del diodo interno del MOSFET S_1 , por lo tanto v_{DS} se hace negativo si la condición (4.6) se cumple cuando el sistema conmuta a la topología C. En este caso, la corriente i_1 aumenta sin control más que en la situación anterior, y en consecuencia, la distorsión de la corriente entrada alrededor de la zona de cruce cero empeora.

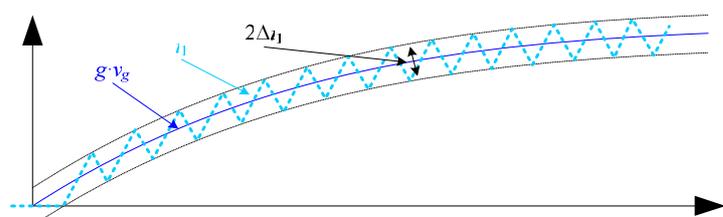


Fig. 4.28 Detalle de la corriente de entrada con convertidor m-Ćuk en la zona de cruce por cero.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

La segunda opción (m-Ćuk, Fig. 4.27b) es más conveniente porque el diodo adicional D_r no permite una corriente inversa a través del inductor L_2 , de modo que el diodo interno D_{S1} no puede conducir dentro de la zona de cruce por cero, y por lo tanto, la corriente i_1 se presenta más "limpia", este detalle puede visualizarse en la Fig. 4.28.

Ambas opciones presentan el diagrama de transición de estado de la Fig. 4.29a; en el que la topología C todavía puede tener lugar si i_D llega a cero, y permanece allí hasta que la señal s alcanza el límite de histéresis negativa $-\Delta$.

En [82, 97] este problema de distorsión se evita utilizando el convertidor Sheppard-Taylor (S-T), donde un par de diodos no permiten la corriente inversa a través del inductor L_2 , por lo tanto la corriente de entrada i_1 no se ve afectada por la corriente i_2 . Sin embargo, este convertidor necesita cinco dispositivos semiconductores (siendo dos de ellos conmutadores activos), en lugar de tres en caso de añadir el diodo adicional D_r al convertidor de Ćuk convencional.



Fig. 4.29 Diagrama de transición de estado del d-Ćuk y m-Ćuk con a) tres o b) dos topologías diferentes.

Otra opción para evitar topología D es aplicar un control SMC-HM para forzar el CCM tanto como sea posible, esta forma de modulación se ha presentado en los artículos [89] en el apartado 4.3 de esta tesis. La HM consiste en la reducción de la anchura de histéresis alrededor de la zona de cruce por cero. Sin embargo, esta solución no es capaz de asegurar una operación completa CCM después del instante de cruce por cero. Por lo tanto, la solución más eficaz es combinar el efecto del diodo adicional D_r con la aplicación de HM en el SMC. Esta combinación se asegurará el diagrama de transición de estado representada en la Fig. 4.29b durante todo el período de tensión de entrada.

4.5.1. SIMULACIONES NUMÉRICAS

Para comparar objetivamente la distorsión en la corriente i_1 , se han realizado simulaciones numéricas con los convertidores Ćuk, d-Ćuk, ST, y m-Ćuk. Todas las simulaciones se han llevado a cabo con los mismos parámetros de tensión de entrada, la misma carga, y el mismo rizado admitido en las variables de estado. Los parámetros de los componentes se detallan en la TABLA 2.2. Como se ha mencionado anteriormente, el convertidor de S-T requiere que el inductor del puerto de entrada (L_1) sea del doble del valor de la inductancia que se tendría en el convertidor Ćuk para los mismos rizados admitidos en la variable de estado de mayor interés (es decir i_1).

En las Fig. 4.30, y Fig. 4.31, se presentan los cuatro convertidores funcionando con el control SMC convencional o el SMC-HM respectivamente. La primera fila (la fila 'a') corresponden al convertidor Ćuk convencional, la fila 'b' es para el convertidor d-Ćuk, las figuras 'c' al convertidor de S-T y por ultimo, fila 'd' al convertidor d-Ćuk.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

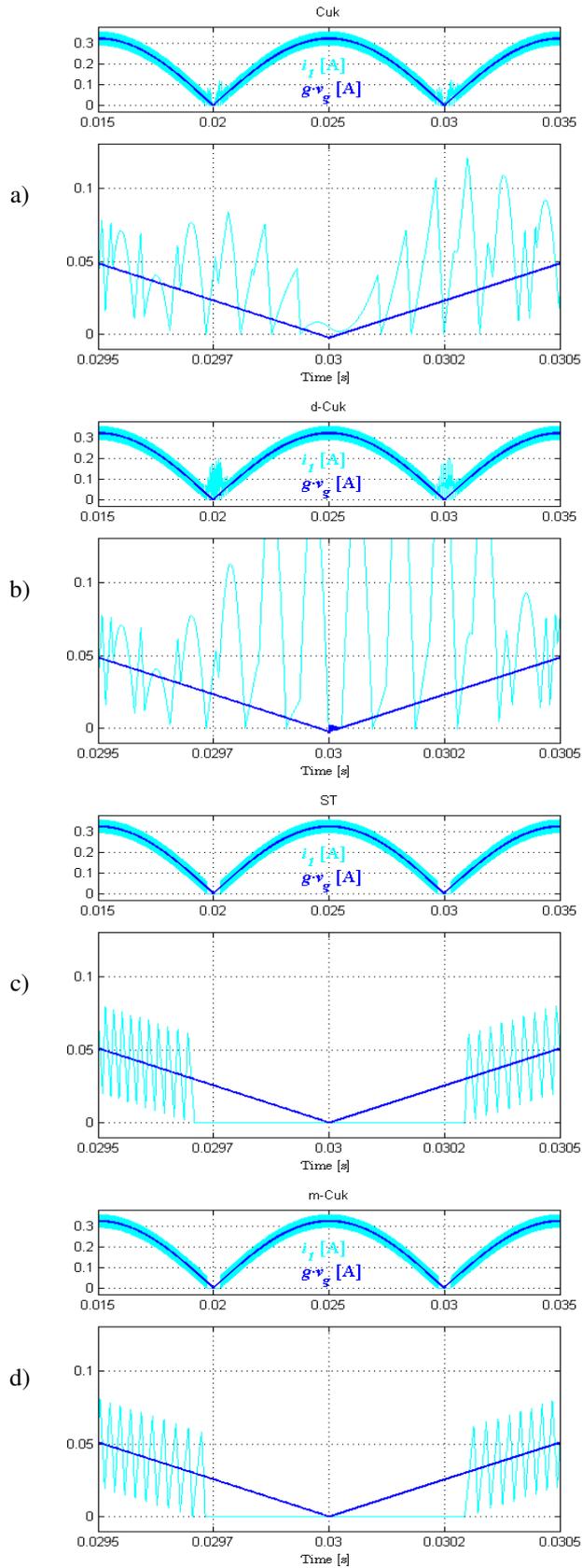


Fig. 4.30 Corriente de entrada $i_i(t)$ y su referencia $g \cdot v_g(t)$ usando SMC para los convertidores a) $\dot{C}uk$, b) $d\text{-}\dot{C}uk$, c) ST, d) $m\text{-}\dot{C}uk$.

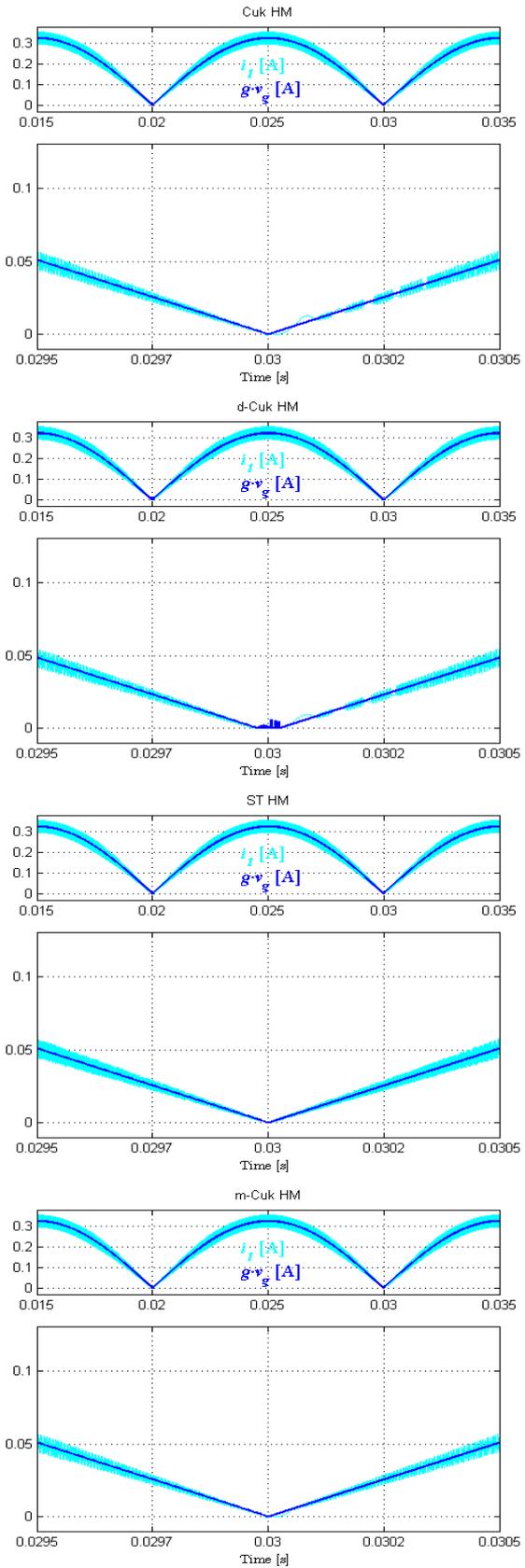


Fig. 4.31 Corriente de entrada $i_i(t)$ y su referencia $g \cdot v_g(t)$ usando HM-SMC para los convertidores a) $\dot{C}uk$, b) $d\text{-}\dot{C}uk$, c) ST, d) $m\text{-}\dot{C}uk$.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

En la Fig. 4.30 (columna izquierda) se ha utilizado un SMC convencional (histéresis fija), se puede observar que la peor situación en el cruce por cero, corresponde a los convertidores $\acute{C}uk$ y $d\text{-}\acute{C}uk$ (Fig. 4.30a-b). La corriente i_1 no es capaz de seguir la referencia de corriente debido al comportamiento resultante de seguir las transiciones conmutación mostradas en la Fig. 4.29a. Sin embargo, los convertidores S-T y $m\text{-}\acute{C}uk$ simplemente dejan de conmutar (Fig. 4.30c-d) cuando la función de conmutación s no es capaz de alcanzar el límite de histéresis y la corriente i_1 queda anulada. Esto es debido a que el interruptor S_1 está en OFF, y el diodo D_r también permanece en OFF hasta que la función de conmutación s alcanza el límite de histéresis. Es decir, el convertidor sólo conmutará cuando el sistema trabaja en CCM.

El comportamiento de la corriente i_1 en el cruce por cero se puede mejorar significativamente utilizando SMC-HM como puede verse en las Fig. 4.31 (columna derecha). Sin embargo, los convertidores $\acute{C}uk$ convencional y $d\text{-}\acute{C}uk$ (Fig. 4.31a-b) operan según el diagrama de transición de estado de conmutación de la Fig. 4.29a; ya que luego del instante de cruce, la corriente i_1 pasa varias veces por estas transiciones hasta que obtiene amplitud suficiente para mantener el diodo D en estado ON.

Esta respuesta no deseada se puede evitar si se aplica el control SMC con HM a los convertidores S-T y $m\text{-}\acute{C}uk$ (Fig. 4.31c-d) ya que la corriente a través del diodo D sólo se hace anula en el instante de cruce cero, y por esa razón, el convertidor puede cambiar de acuerdo con el diagrama de transición de estado representado en la Fig. 4.29b. Esto proporciona una forma de onda de corriente de entrada "más limpia"; lo que puede verse en las simulaciones de las Fig. 4.31b-c. Así pues, se puede lograr una distorsión de la corriente muy inferior a las observadas en el resto de situaciones.

Como puede verse en la TABLA 4.5 el diodo adicional del convertidor $m\text{-}\acute{C}uk$ propuesto, reduce el THD global de la corriente de línea (I-THD) un 0,588%, lo que representa una mejora relativa de un 6,8% con respecto al THD obtenido a partir de un convertidor $\acute{C}uk$ convencional. Adicionalmente, mediante la utilización del SMC-HM esta mejora relativa aplicada al $m\text{-}\acute{C}uk$, se convierte en un 27,2%. Sin embargo, el diodo adicional produce una reducción en el rendimiento del convertidor de aproximadamente un 1% debido a las pérdidas asociadas según lo comentados anteriormente.

TABLA 4.5 MEJORAS NUMÉRICAS OBTENIDAS EN I-THD

Convertidor	I-THD (%)	I-THD (%)	
		Mejora	Mejora Relativa
$\acute{C}uk$	8.603		
$m\text{-}\acute{C}uk$, SMC convencional	8.015	0.588	6.838
$m\text{-}\acute{C}uk$ HM-SMC	6.265	2.338	27.178

Aunque el comportamiento del convertidor S-T es comparable al convertidor $m\text{-}\acute{C}uk$, la implementación para análisis de laboratorio se centra únicamente en el convertidor $m\text{-}\acute{C}uk$ ya que, como se ha mencionado anteriormente, el convertidor S-T resulta menos eficiente.

Cabe señalar que el diodo D_r del convertidor de $m\text{-}\acute{C}uk$ está en estado ON hasta que la corriente i_2 llega a cero, momento en el que el diodo D_r comienza a conmutar. Por esa razón, las pérdidas de conmutación de este diodo pueden despreciables debido a que la potencia instantánea alrededor de cruce por cero es muy pequeña. Sin embargo las principales pérdidas debidas a D_r en el convertidor $m\text{-}\acute{C}uk$ que se han de tener en cuenta son las pérdidas de

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

conducción en directa, ya que en ciertos casos pueden comprometer el rendimiento del convertidor.

4.5.2. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

Se ha implementado un prototipo experimental para validar las predicciones teóricas y las simulaciones numéricas. Las formas de onda de las variables de entrada v_g , i_1 , y la corriente i_2 para los convertidores $\hat{C}uk$ y m- $\hat{C}uk$ se presentan en las Fig. 4.32 (columna izquierda), y las Fig. 4.33 (columna derecha) que corresponden a un zoom temporal de las mismas variables en los cruces por cero.

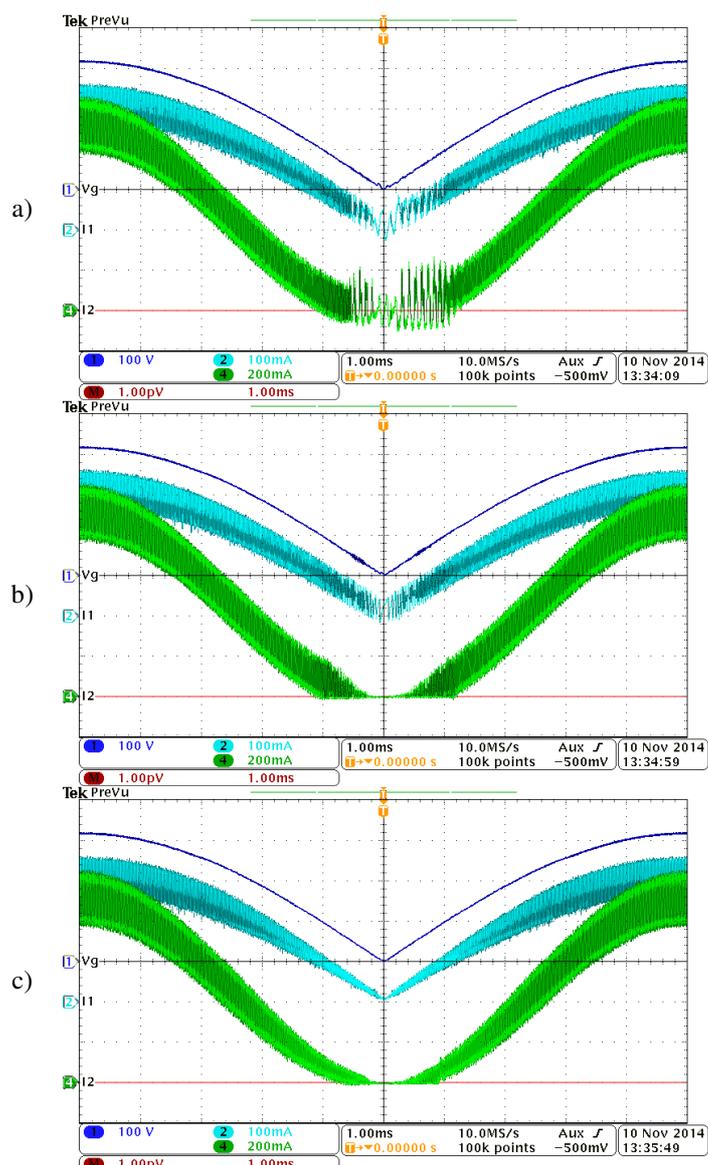


Fig. 4.32 Variables de entrada: corriente $i_1(t)$, tensión $v_g(t)$, corriente de L_2 $i_2(t)$, y nivel cero usando SMC convencional para los convertidores a) $\hat{C}uk$, b) m- $\hat{C}uk$, y c) m- $\hat{C}uk$ con HM-SMC.

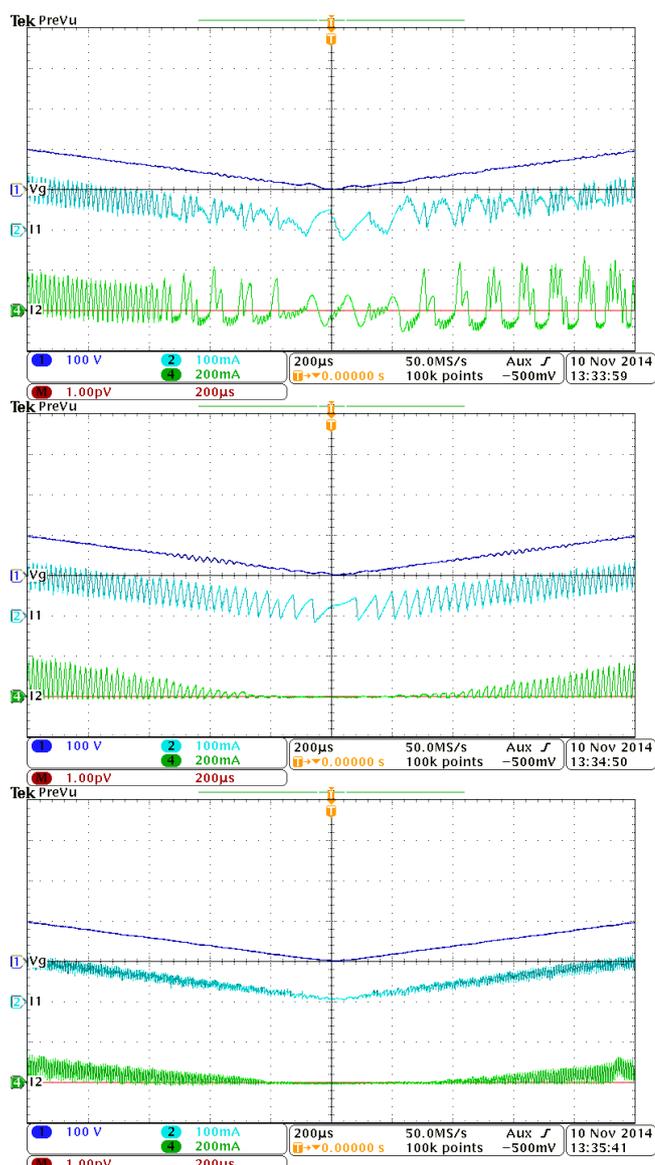


Fig. 4.33 Zoom temporal: Variables de entrada: corriente $i_1(t)$, tensión $v_g(t)$, corriente de L_2 $i_2(t)$, y nivel cero usando SMC convencional para los convertidores a) $\hat{C}uk$, b) m- $\hat{C}uk$, y c) m- $\hat{C}uk$ con HM-SMC.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

Las graficas correspondientes al convertidor $\acute{C}uk$ convencional controlado en SMC con histéresis fija se presentan en las Fig. 4.32a y Fig. 4.33a (primera fila), donde se puede observar que cerca del cruce por cero la corriente i_1 se distorsiona debido a la influencia de la corriente inversa i_2 . Por el contrario en las Fig. 4.32b y Fig. 4.33b (columna dos), el uso del diodo D_r evita la corriente inversa en i_2 ; lo que confirma los detalles presentados en forma teórica y mediante simulaciones numéricas. En estos oscilogramas puede verse que el diodo D_r evita la conducción del diodo interno del MOSFET, cuando éste pasa a estado OFF. Este hecho produce una corriente de entrada "más limpia".

Por último, la mejora más importante corresponde con el convertidor m- $\acute{C}uk$ controlado con SMC-HM como se visualiza en las Fig. 4.32c y Fig. 4.33c. La modulación de histéresis implica un incremento de la frecuencia de conmutación en esta zona crítica. Combinando esto con el diodo adicional se impiden los modos de conducción no deseados, y por lo tanto la corriente i_1 puede seguir perfectamente la tensión v_g durante todo un período de línea, incluso en el área de cruce por cero.

En la TABLA 4.6 se presentan las mediciones experimentales de THD correspondiente a las formas de onda de la corriente de entrada presentada en las Fig. 4.32 y. Se puede notar que para el mismo punto de funcionamiento se obtuvo un 70% en la mejora THD relativa.

En cuanto al demerito producido por el diodo adicional del m- $\acute{C}uk$, se presenta el siguiente análisis; donde se ha realizado una caracterización de los convertidores $\acute{C}uk$ y m- $\acute{C}uk$ con el objeto de comprobar su funcionamiento como circuito de transferencia de potencia. Para realizar este análisis de eficiencias, los convertidores se han conectado a una fuente de 220 Vrms, la carga utilizada son 9 HBLEDs de Cree, Inc. "Xlamp MC-E", Cool White en serie. El resto de los parámetros del sistema se han presentado en la TABLA 2.2. Las mediciones de potencia de entrada y salida se realizaron en bornes de fuente y de carga respectivamente, consecuentemente el rendimiento obtenido también incluye las perdidas del puente de diodos.

TABLA 4.6 MEJORAS EXPERIMENTALES OBTENIDAS EN I-THD

Convertidor	I-THD (%)	I-THD (%)	
		Mejora	Mejora Relativa
$\acute{C}uk$	1.565		
m- $\acute{C}uk$, SMC convencional	0.832	0,733	46,837
m- $\acute{C}uk$ HM-SMC	0.466	1,099	70,224

El rendimiento de estos dos convertidores has sido analizado para diferentes puntos de operación de la carga, concretamente entre 10 W y 90 W. A partir de estas mediciones se presentan en la Fig. 4.34a las graficas de rendimiento para los convertidores $\acute{C}uk$ y m- $\acute{C}uk$ en función del punto de trabajo. En las Fig. 4.34b se muestra el demérito y el demérito relativo observado por el añadido del diodo D_r al convertidor $\acute{C}uk$. Los puntos de trabajo se han fijado mediante el parámetro g .

En estas figuras puede observarse que el prototipo del convertidor $\acute{C}uk$ alcanza un rendimiento desde un 75% para una potencia de 20 W y hasta un 80% cuando trabaja a 40 W o más. Mientras que el agregado del diodo adicional utilizado en el m- $\acute{C}uk$ produce un deterioro en el rendimiento del 4% a 20 W y entorno al 2% cuando el sistema se utiliza por encima de los 40W. Los valores relativos de este demerito llegan al 8% en el limite inferior del análisis (10 W), sin embargo a partir de los 40 W nunca superan el 3%.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

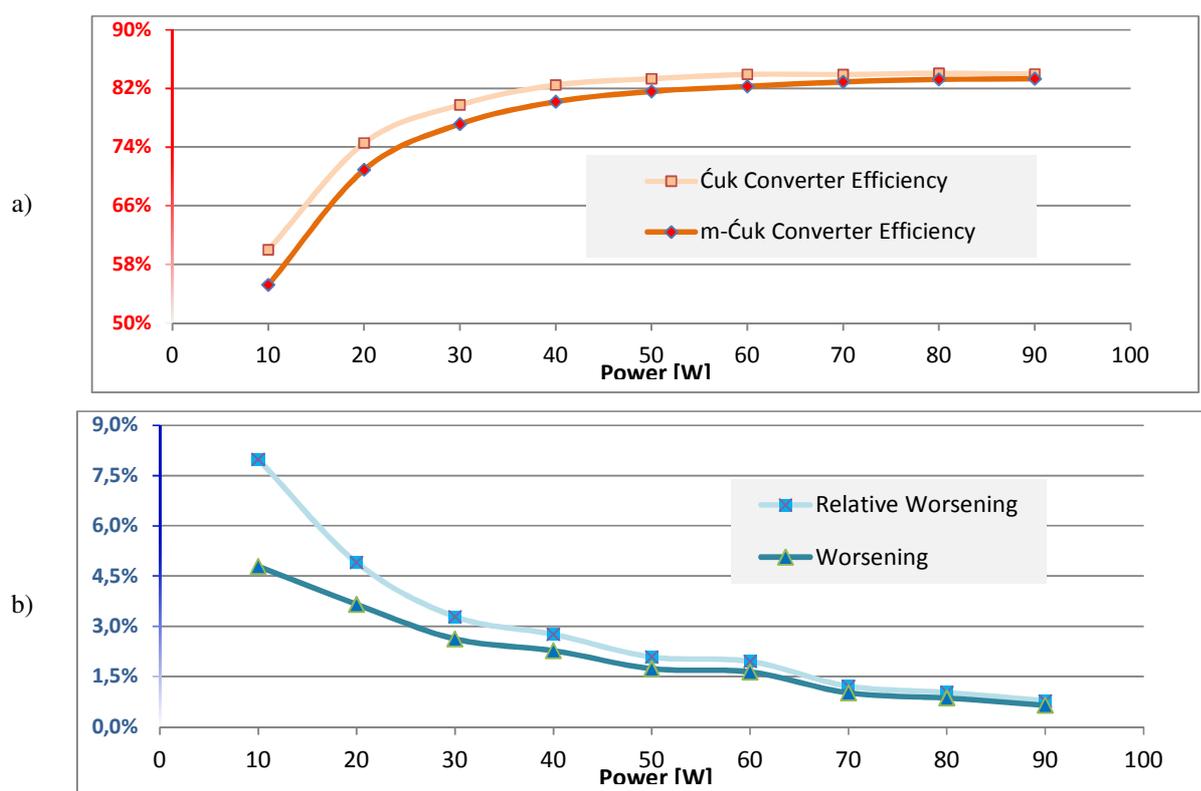


Fig. 4.34 Análisis comparativo: a) rendimiento del convertidor Ćuk y m-Ćuk , b) demérito observado entre los convertidores Ćuk y m-Ćuk, Vs. potencia.

4.6. CONTROL DESLIZANTE DIGITAL PARA MEJORA DE LA THD

Una opción muy diferente planteada para la mejora de la distorsión de cruce por cero, se presenta en los trabajos [98, 99], donde se ha presentado la misma forma de control aplicada inicialmente, pero en este caso se realiza mediante un corrector del factor de potencia activo diseñado mediante técnicas de control digital.

La ley de control se obtiene por medio de la aplicación de la teoría de control en modo de deslizamiento en tiempo discreto donde se requiere el uso del modelo de tiempo discreto de la planta utilizada. En [98, 99] el estudio se centra en dos convertidores de cuarto orden, concretamente los convertidores SEPIC y Ćuk. A diferencia de los controles deslizantes analógicos, la ley de control obtenida permite la conmutación a frecuencia constante de los convertidores. Estos trabajos se han realizado en colaboración mutua con la tesis de A. Marcos-Pastor, la técnica utilizada se ha desarrollado en [100, 101] como parte de la tesis [102], y se ha hecho extensiva a los trabajos mencionados.

En los trabajos [23, 25, 89], presentados en apartados anteriores, se expusieron PFCs basados en convertidores SEPIC y Ćuk para aplicaciones HBLEDs. El inconveniente que presenta el uso del SMC es que este control impone una frecuencia de conmutación variable. Con el objetivo de trabajar a frecuencia constante en [103] se utilizó la correspondencia entre el control equivalente en modo deslizante y el control PWM no lineal de dinámica cero [104]

para el diseño de un LFR basado en el convertidor elevador. Adicionalmente en [100] se presenta un LFR a frecuencia constante mediante una implementación digital de la ley de control en SMC, obtenida a partir del modelo en tiempo discreto del convertidor Boost.

En este apartado, se propone la síntesis de un LFR a frecuencia fija controlado digitalmente mediante una ley de control basada en la teoría de SMC en tiempo discreto. En este caso la ley de control utilizará el modelo de tiempo discreto de los convertidores SEPIC y Cúk. Se analizará su aplicación como PFC para sistemas de iluminación con HBLEDs y se presentará una comparativa con los controles SMC analógicos.

4.6.1. DESCRIPCIÓN Y MODO DE OPERACIÓN DEL SISTEMA

El control digital se basa en un convertidor analógico-digital (ADC) que muestrea tres variables del convertidor, con esta información y la ley de control aplicada al ciclo de trabajo d^n , más un módulo PWM digital para generar la señal analógica $u(t)$ que gestiona los estados convertidor. Mediante la aplicación de un lazo de control digital, se impondrá al convertidor que trabaje como corrector del PFC activo, y por lo tanto cumpla con (2.1), lo que es equivalente con:

$$I_1 = g \cdot V_g \quad (4.15)$$

donde I_1 , V_g son los valores medios de las variables instantáneas mostradas en la Fig. 4.35, y g es la conductancia de entrada del sistema. Esta figura muestra el diagrama de bloques de un LFR controlado de forma digital trabajando en modo de operación PWM. El lazo digital de control está formado por un control analógico-digital (ADC), un bloque de control digital que impone la ley de control mediante el cálculo del ciclo de trabajo d^n , y el módulo PWM digital (DPWM) que está encargado de generar la señal $u(t)$ que controla el MOSFET del convertidor.

El ciclo de trabajo d^n consiste en una función no-lineal obtenida mediante la introducción de la teoría de SMC en tiempo discreto [69]. La ley de control dependerá de las muestras de las variables del convertidor muestreadas en $t = nT_{sw}$, y será una variable de tiempo discreto definida por la siguiente expresión:

$$d^n = d(t) \Big|_{t=nT_{sw}} = \frac{\tau^n}{T_{sw}} \quad (4.16)$$

Una especificación de diseño del control es que el ciclo de trabajo d^n debe cumplir con (4.17), aunque en ningún caso ninguno de los valores extremos, ya que en ese caso la frecuencia de conmutación se perdería.

$$0 < d^n < 1 \quad (4.17)$$

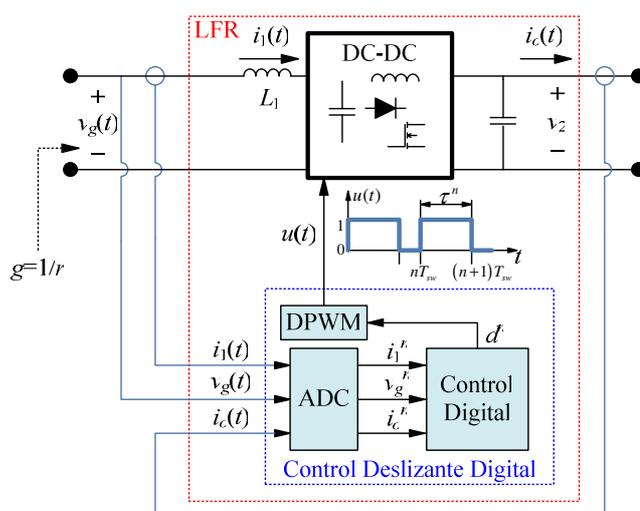


Fig. 4.35 Diagrama de bloques de un Resistor Libre de Pérdidas en modo de operación PWM controlado digitalmente.

Para evitar que se genere el fenómeno conocido como “discretization chattering” [69], obtenido cuando se aplica una discretización directa a una ley de control analógica para obtener una ley de control digital; es necesario obtener un buen modelo de tiempo discreto del sistema antes de intentar implementar un control analógico discretizado. Por tanto, antes de implementar el control analógico discretizado es necesario obtener un buen modelo de tiempo discreto del sistema. Es por esto que se utiliza como punto de partida la recurrencia bi-lineal de tiempo discreto mencionada en [105] para modelar los convertidores utilizados que trabajan en PWM y en CCM.

4.6.2. MODELO DE TIEMPO DISCRETO DE LOS CONVERTIDORES

Como se ha mencionado anteriormente el modelo en tiempo discreto ha sido desarrollado en [100] por A. Marcos-Pastor, con lo que en este documento solo se presentaran los modelos obtenidos y los resultados numéricos presentados en [98, 99].

Los convertidores utilizados en estos trabajos has sido el SEPIC y el Cúk que se han presentado en las Fig. 2.3a y Fig. 2.8a respectivamente. La tensión de entrada a los convertidores presenta la forma $v_g(t) = V_{Peak} |\sin(\omega t)|$, donde los parámetros V_{Peak} y ω corresponden a los parámetros de línea. La carga utilizada en un grupo de 9 HBLEDs en serie; las especificaciones de diseño y componentes utilizados en el convertidor se han presentado anteriormente en la TABLA 2.2.

Teniendo en cuenta que los convertidores trabajan en CCM, se definen dos estados de conducción diferentes para cada convertidor durante un periodo de conmutación, en función del estado de conducción del MOSFET. En ese sentido se toma la siguiente nomenclatura: el MOSFET en estado ON con $u(t) = 1$ durante el tiempo τ y el MOSFET en estado OFF con $u(t) = 0$ durante el tiempo t_{OFF} . Teniendo en cuenta que el control aplicado trabajará a frecuencia de conmutación constante, la suma de ambos tiempos dará como resultado el periodo de conmutación T_{sw} . Además, la dinámica en tiempo continuo de las variables de

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

estado de los convertidores se puede describir mediante las dos siguiente ecuaciones diferenciales lineales:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_1 x(t) + B_1 & t &= [t^n, (t^n + \tau^n)] \\ \dot{x}(t) &= A_2 x(t) + B_2 & t &= [(t^n + \tau^n), (t^n + T_{sw})] \end{aligned} \quad (4.18)$$

donde $x(t) = [i_1(t), i_2(t), v_1(t), v_2(t)]^T$ es el vector de variables de estado (el punto sobre la variable hace referencia a la derivación temporal); n representa el n -ésimo periodo de conmutación, por lo tanto t^n representa el instante en el que se inicial del n -ésimo estado de conducción de duración τ^n y, por consiguiente, $t^{n+1} = t^n + T_{sw}$. Las matrices A_1 , A_2 , B_1 y B_2 se han presentado anteriormente en el estudio analógico, y están definidas por (2.14) para el convertidor SEPIC y (2.50) para el Ćuk.

La solución de las ecuaciones diferenciales (4.18) son las siguientes:

$$\begin{aligned} x(t^n + \tau^n) &= e^{A_1 \tau^n} x(t^n) + \int_{t^n}^{t^n + \tau^n} e^{A_1(t^n + \tau^n - \xi)} B_1 d\xi \\ x(t^{n+1}) &= e^{A_2(T_{sw} - \tau^n)} x(t^n + \tau^n) + \int_{t^n + \tau^n}^{t^n + T_{sw}} e^{A_2(t^n + T_{sw} - \xi)} B_2 d\xi \end{aligned} \quad (4.19)$$

Con el fin de simplificar la notación $x(t^n)$ y $x(t^{n+1})$ se redefinen como x^n y x^{n+1} respectivamente. Así pues, de aquí en adelante x^n se define como:

$$x^n = [i_1^n, i_2^n, v_1^n, v_2^n]^T \quad (4.20)$$

donde cada componente representan las muestras de las respectivas variables de estado en el instante t^n ; mientras que x^{n+1} representa los valores teóricos que las variables de estado tomarán en el instante t^{n+1} , es decir el instante inicial del siguiente periodo de conmutación. Según esta notación, y usando una aproximación de Taylor de primer orden se obtiene (4.21) que describe la dinámica de tiempo discreto de cualquier convertidor conmutado:

$$\begin{aligned} H &= e^{A_2 T_{sw}} \\ F &= e^{A_2 T_{sw}} (A_1 - A_2) \\ E &= e^{A_2 T_{sw}} (B_1 - B_2) \\ G &= e^{A_2 T_{sw}} (I - e^{-A_2 T_{sw}}) A_2^{-1} B_2 \end{aligned} \quad \text{donde} \quad (4.21)$$

donde I es la matriz identidad. Se puede observar la naturaleza bi-lineal en el segundo de (4.21), ya que la variable que controla el tiempo de conducción del MOSFET τ^n se encuentra multiplicada por la variable de estado de tiempo discreto x^n y un término que depende de la tensión de entrada (E). En el caso particular de los convertidores SEPIC y Ćuk, como $B_1 = B_2$ la expresión anterior se simplifica tomando la siguiente forma

$$\begin{aligned}
 H &= e^{A_2 T_{sw}} \\
 x^{n+1} &= Hx^n + Fx^n \tau^n + G \quad \text{donde} \quad F = e^{A_2 T_{sw}} (A_1 - A_2) \\
 G &= e^{A_2 T_{sw}} (I - e^{-A_2 T_{sw}}) A_2^{-1} B_2
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

4.6.3. EQUIVALENCIAS ENTRE EL CONTROL DIGITAL Y EL ANALÓGICO

4.6.3.1. Superficie de Deslizamiento

El núcleo del control en modo de deslizamiento en tiempo discreto se encuentra en la definición de la superficie de control. En el caso del control analógico, la realización de un PFC se implementa mediante la superficie de deslizamiento definida en (2.1) ya que en el modo de deslizamiento impone la proporcionalidad entre tensión y corriente de entrada. La representación de (2.1) en tiempo discreto será

$$s^n \triangleq i_1^n - g \cdot v_g^n = 0 \tag{4.23}$$

El resultado de expresar (4.23) en función del vector de estado x^n es:

$$s^n = C \cdot x^n - k^n = 0 \tag{4.24}$$

donde $k^n = g v_g^n$ y $C = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$. Teniendo en cuenta (4.23) la condición de existencia del deslizamiento será

$$s^{n+1} = C \cdot x^{n+1} - k^n = 0 \tag{4.25}$$

4.6.3.2. Control Equivalente

El control equivalente, de igual forma que en el modelo analógico, se obtiene sustituyendo el modelo del sistema (4.22) en tiempo discreto en (4.25)

$$s^{n+1} = C (Hx^n + Fx^n \tau^n + G) - k^n = 0 \tag{4.26}$$

Luego de manipulaciones algebraicas desarrolladas en [98, 99] se obtiene la acción de control τ^n según

$$\tau^n = (C \cdot F \cdot x^n)^{-1} (k^n - C \cdot H \cdot x^n - C \cdot G) \tag{4.27}$$

La ley de control que dirige la dinámica de la superficie $s(x) = 0$ y se define como control equivalente (τ_{eq}^n) y se obtiene utilizando (4.23) en la expresión anterior, de este modo.

$$\tau_{eq}^n = (C \cdot F \cdot x^n)^{-1} (s^n + (C \cdot H - C) \cdot x^n - C \cdot G) \tag{4.28}$$

Particularizando ahora para los convertidores en estudio se obtiene

$$\tau_{eq}^n(\theta) \Big|_{\text{SEPIC}} = \frac{L_1 (i_1^n - g \cdot v_g^n) + T_{sw} (v_1^n + v_2^n - v_g^n)}{v_1^n + v_2^n} \quad (4.29)$$

$$\tau_{eq}^n(\theta) \Big|_{\text{Ćuk}} = \frac{L_1 (i_1^n - g \cdot v_g^n) + T_{sw} (v_1^n - v_g^n)}{v_1^n}$$

donde el ángulo θ se refiere a la fase de la tensión de entrada (en las notación de las ecuaciones siguientes no se utiliza por motivos de espacio). Se ha de tener en cuenta que las (4.29) deben cumplir con la restricción (4.17). Además puede observarse que estas leyes de control no dependen de parámetros de la carga conectada al convertidor.

4.6.3.3. Dinámica Ideal en Tiempo Discreto

El control de modo deslizante se asegura de que la variable controlada está restringida a través de la función de conmutación, y por lo tanto si el control equivalente τ_{eq}^n (4.28) es aplicado a la dinámica de tiempo discretos (4.22), la dinámica de la corriente de entrada se expresa según

$$i_1^{n+1} = g \cdot v_g^n = 0 \quad (4.30)$$

con lo cual se puede asegurar

$$i_1^{n+1} = i_1^n \quad (4.31)$$

Teniendo en cuenta que el control no está saturado, y sustituyendo τ_{eq}^n (4.28), y (4.31) en (4.22), se obtienen las recurrencia que se expresan según (4.32) y (4.33) para los convertidores SEPIC y Ćuk respectivamente.

$$\mathbf{x}^{n+1} = \begin{bmatrix} i_2^{n+1} \\ v_1^{n+1} \\ v_2^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i_2^n L_2 + T_{sw} (v_1^n - v_g^n)}{L_2} \\ \frac{C_1 [v_1^n (v_1^n + v_2^n)] + T_{sw} [i_2^n (v_g^n - v_1^n - v_2^n) + g (v_g^n)^2]}{C_1 (v_1^n + v_2^n)} \\ \frac{v_2^n (v_1^n + v_2^n) r_d C_2 + T_{sw} [(V_F - v_2^n) (v_1^n + v_2^n) + (g v_g^n + i_2^n) r_d v_g^n]}{r_d C_2 (v_{C1}^n + v_{C2}^n)} \end{bmatrix} \Big|_{\text{SEPIC}} \quad (4.32)$$

$$x^{n+1} = \begin{bmatrix} i_2^{n+1} \\ v_1^{n+1} \\ v_2^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i_2^n L_2 + T_{sw} (v_1^n - v_2^n - v_g^n)}{L_2} \\ \frac{(v_1^n)^2 C_1 + T_{sw} \left[i_2^n (v_g^n - v_1^n) + g (v_g^n)^2 \right]}{C_1 \cdot v_1^n} \\ \frac{v_2^n \cdot r_d \cdot C_2 + T_{sw} (r_d i_2^n + V_F - v_2^n)}{r_d C_2} \end{bmatrix} \Big|_{\dot{C}uk} \quad (4.33)$$

4.6.3.4. Punto de Equilibrio

Para encontrar el punto de equilibrio hay que tener en cuenta el mismo procedimiento realizado con el sistema analógico; es decir en las recurrencias obtenidas se ha de considerar (4.34), que es el equivalente de suponer variación temporal nula para el caso analógico.

$$x^{n+1} = x^n \quad (4.34)$$

A partir de esta igualdad aplicada las recurrencias de las variables de estado se obtienen los siguientes puntos de equilibrio para cada convertidor. Como era de esperar los puntos de equilibrio tiene la misma expresión que en el sistema controlado analógicamente (TABLA 2.1).

$$X_{SS}(\theta) = \begin{bmatrix} g \cdot v_g(\theta) \\ g \cdot v_g^2(\theta) / V_2(\theta) \\ v_g(\theta) \\ V_2(\theta) \end{bmatrix} \Big|_{SEPIC} = \begin{bmatrix} g \cdot v_g(\theta) \\ g \cdot v_g^2(\theta) / V_2(\theta) \\ v_g(\theta) + V_2(\theta) \\ V_2(\theta) \end{bmatrix} \Big|_{\dot{C}uk} \quad (4.35)$$

$$\text{con } V_2(\theta) = \frac{1}{2} \left(V_F + \sqrt{V_F^2 + 4g \cdot v_g(\theta) \cdot r_d} \right)$$

4.6.4. DISEÑO DE UN LFR BASADO EN EL CONVERTIDOR ĆUK

Para confirmar los resultado teóricos inherentes al funcionamiento presentadas anteriormente y desarrollados los trabajos [98, 99], se ha realizado una representación numérica mediante en el dominio temporal para el convertidor Ćuk. Los parámetros utilizados son los mismos utilizadas anteriormente y se detallan en la TABLA 2.2.

La Fig. 4.36 muestra el comportamiento del LFR basado en un convertidor Ćuk controlado digitalmente con la entrada sinusoidal correspondiente a la tensión de línea. La frecuencia de conmutación del convertidor se ha establecido en 100 kHz. Cabe observar la proporcionalidad entre la corriente y la tensión de entrada; de esta forma se confirma el comportamiento resistivo del puerto de entrada. Así pues, se confirma que el PF se encuentra muy cercano a la unidad.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

En cuanto a la transferencia de potencia se puede observar en la última gráfica (Fig. 4.36b) que el valor medio de las potencias de entrada y salida son iguales; con lo que se verifica el funcionamiento del bloque como un LFR.

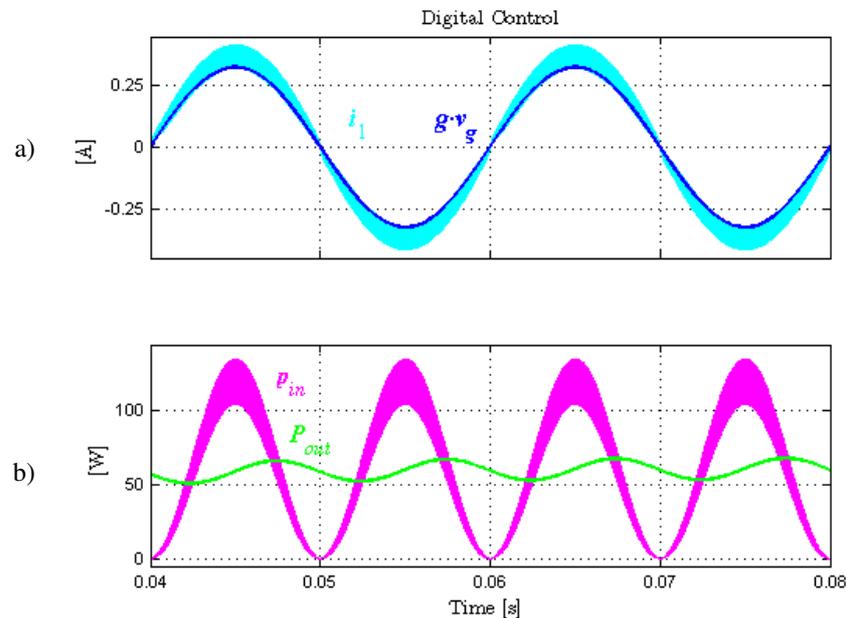


Fig. 4.36 Variables de entrada (v_g , i_g , P_{in}) y potencia de salida (P_{out}) del corrector del PF basado en un convertidor Cúk controlado digitalmente.

Para verificar la calidad de la forma de onda de la corriente de entrada, se ha realizado un estudio en dominio frecuencial. En la Fig. 4.37 se observa el espectro frecuencial de tensión y corriente de red (v_{in} , i_{in}), donde se confirma el comportamiento resistivo impuesto por el control. Nótese que el armónico principal se encuentra a 50 Hz, y luego se aprecian los armónicos de 150 y 250 Hz con una atenuación de más de 32 dB. Por otra parte se puede observar una alta componente en la frecuencia de conmutación (100 kHz.).

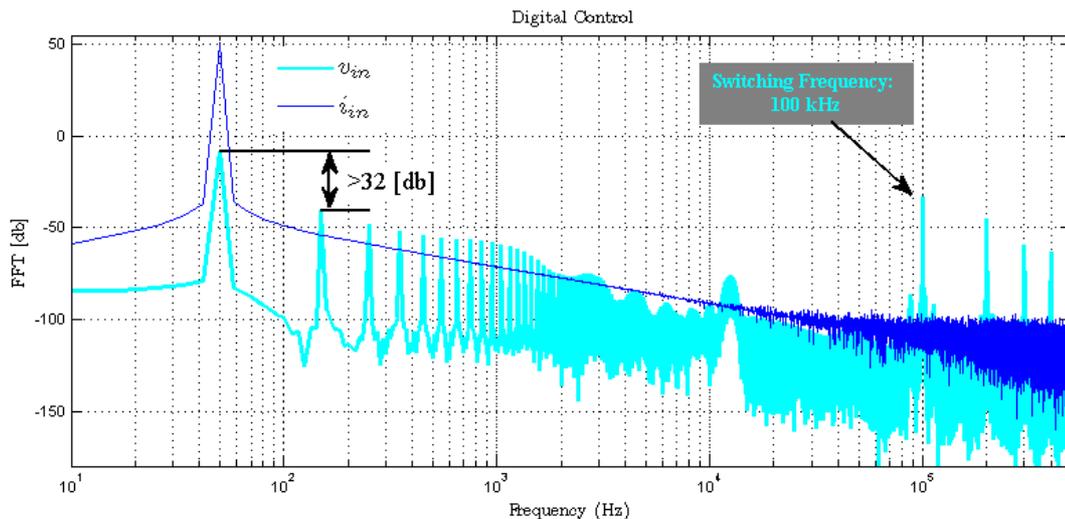


Fig. 4.37 Espectro FFT de las variables de línea (v_{in} , i_{in}) del corrector del PF basado en un convertidor Cúk controlado digitalmente.

4.6.5. COMPARATIVA: SMC ANALÓGICO VS. DIGITAL

Para obtener una cuantificación de la mejora obtenida con un control digital se presenta a continuación una comparación entre el SMC analógico y en SMC digital aplicado al mismo convertidor $\hat{C}uk$ y con los mismo parámetros.

En el apartado 4.3, 'Modulación de la Ventana de Histéresis' correspondiente a los trabajos [23, 24], se ha estudiado el convertidor $\hat{C}uk$ como corrector del PF controlado en SMC analógico. Los parámetros utilizados coinciden en ambos estudios con el fin de poder realizar un estudio comparativo entre los dos tipos de control: a) SMC analógico convencional, b) SMC digital. En las Fig. 4.38a-b se presentan las variables de entrada (v_g, i_g) del convertidor $\hat{C}uk$ utilizando los controles analógico y digital respectivamente.

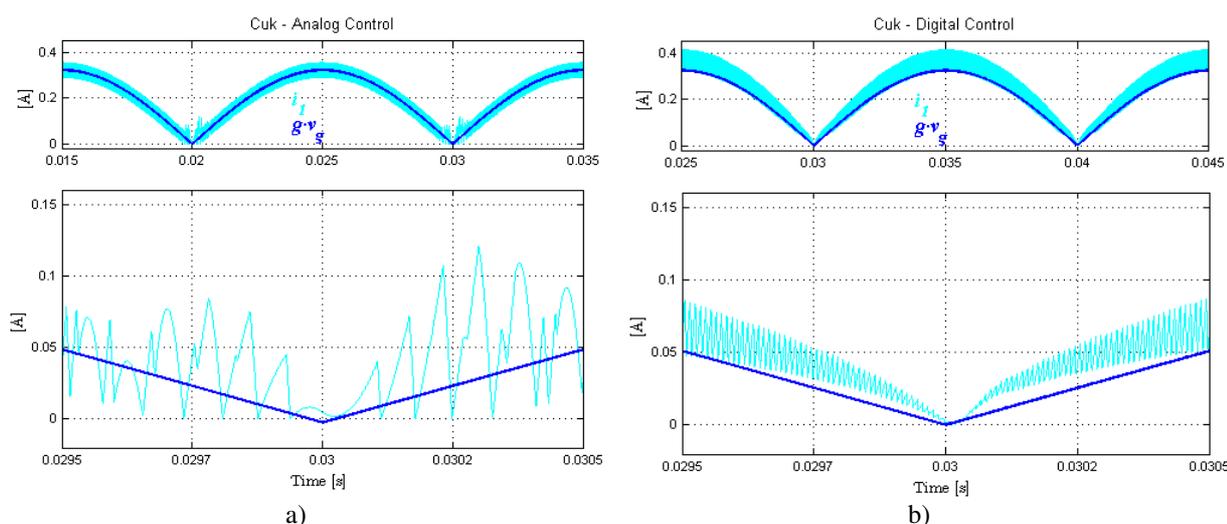


Fig. 4.38 Variables de entrada (v_{in}, i_{in}) del convertidor $\hat{C}uk$ con control SMC: a) analógico, b) digital

Tal y como se puede advertir en la Fig. 4.38a, el inconveniente principal del SMC analógico es la distorsión que sufre la corriente de entrada cerca del cruce por cero de la tensión de entrada. En cambio en la Fig. 4.38b se observa el comportamiento de la corriente de entrada en caso de aplicar el control estudiado en este apartado. Se puede apreciar como el control digital a frecuencia constante mantiene al convertidor conmutando alrededor del cruce por cero y, de esta forma, se obtiene una mejora en el THD de la corriente de entrada.

Los parámetros que determinan la calidad de la corriente de entrada (PF y THD) se presentan en la TABLA 4.7. Aunque ambos controles consigan un PF superior al 99.5 % y un THD inferior al 10 %, el control digital mejora el PF y el THD obtenidos por el control SMC analógico con una mejora relativa del THD de un 8.48 %. El motivo principal de esta mejora se produce a causa de la diferencia en el comportamiento que presentan ambos controles alrededor del cruce por cero. Además, la frecuencia constante de conmutación permite una mayor facilidad en el diseño de un filtro (filtro de EMIs) de entrada en caso de ser necesario.

TABLA 4.7 COMPARATIVA DE MEJORAS SEGÚN EL TIPO DE CONTROL APLICADO PARA UN PFC.

	PF	THD	Mejora relativa THD
SMC analógico	99.52 %	9.885 %	
SMC Digital	99.59 %	9.047 %	8.48 %

Por último observar que el control presentado puede ser de tipo valle, pico o medio dependiendo del tipo de modulación que se seleccione; estas tres formas se visualizan en las Fig. 4.39a-c respectivamente. Mediante estas figuras puede observarse que el control de valle es el control que mejor mantiene la proporcionalidad de las variables de entrada en todo el rango de la tensión de entrada; mientras que el control de pico, a pesar de mantener esta proporcionalidad, presenta una distorsión en las zonas de cruce por cero de la tensión de entrada, de esto se puede verificar que el valor de THD se ve afectado negativamente.

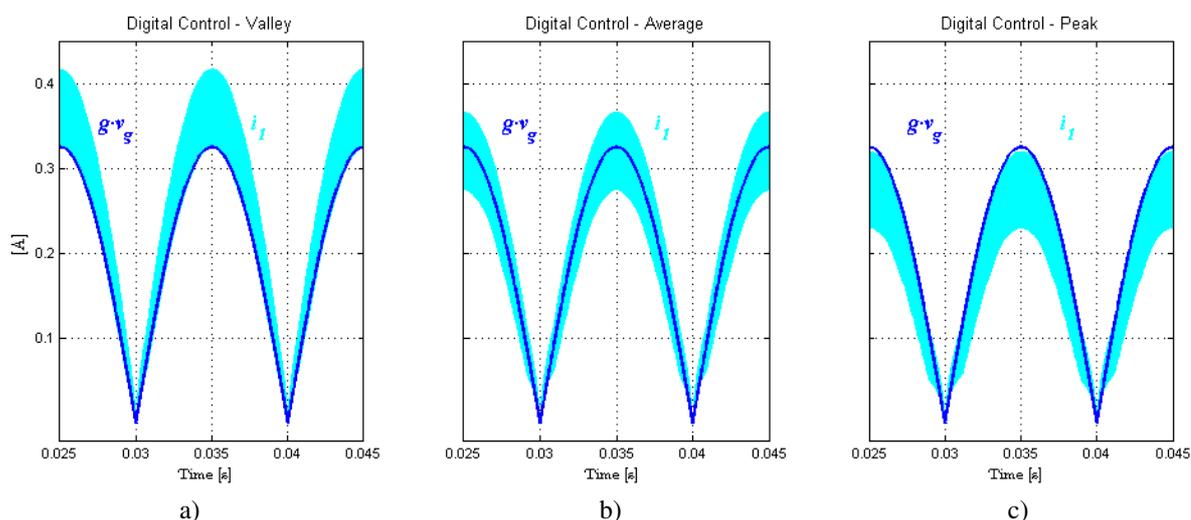


Fig. 4.39 Variables de entrada (v_{in} , i_{in}) del convertidor Ćuk con control SMC digital con control de a) valle, b) medio, c) pico

4.6.6. ESTUDIO DE POSIBLES COMPORTAMIENTO NO LINEALES: BIFURCACIONES Y FENÓMENOS CAÓTICOS

En contraste con el control de modo deslizante de tiempo continuo, la estrategia de control de tiempo discreto permite una frecuencia de conmutación constante del sistema. Además, las implementaciones con control digital se han vuelto más populares ya que pueden mejorar la operación de los convertidores, aumentar su flexibilidad y capacidad de integración. Sin embargo, el sistema es propenso a fenómenos no lineales tales como bifurcaciones, comportamiento caótico y coexistencia de soluciones estables. Estos fenómenos han sido desarrollados y presentados en [106], donde se muestra la presencia de estas no linealidades del sistema mediante simulaciones numéricas.

La ley de control del sistema se ha presentado en [98, 99], y expuesto en el apartado anterior, ésta ley se ha obtenido mediante la aplicación de la teoría de control en modo de deslizamiento de tiempo discreto, modelando en primer lugar el sistema en tiempo discreto con una ecuación recurrente que se simplifica para fines de diseño. El sistema se ha desarrollado en base a un convertidor de Ćuk controlado digitalmente para suministrar energía a una carga de HBLEDs (Fig. 4.35). El control digital se ha utilizado para imponer un comportamiento tipo LFR al puerto de entrada del convertidor.

Para la mejor observación de los fenómenos caóticos en [106], se propone el sistema utilizado durante este capítulo controlado digitalmente pero conectado a una batería de 12 V, es decir para aplicaciones de automóviles. El control digital se obtiene por medio de la teoría

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

de SMC en tiempo discreto a SMC a frecuencia de conmutaci3n constante [100]. En particular, se analiza la exploraci3n del fen3meno de bifurcaci3n y din3mica ca3tica de las variables de estado del convertidor en funci3n de la potencia transferida a la carga. La descripci3n del modelo y modo de operaci3n se ha presentado anteriormente en 4.6.3, 'Equivalencias entre el Control Digital y el Anal3gico'.

4.6.7. COMPORTAMIENTO NO LINEAL Y BIFURCACIONES

Con el fin de observar estos fen3menos no lineales se presentan en las Fig. 4.40 las simulaciones num3ricas en dominio temporal realizadas utilizando PSIM. Los par3metros utilizados para las simulaciones se presentan en la TABLA 4.8. Esta figura muestra dos situaciones con diferentes puntos definidos en funci3n de la corriente de carga; la Fig. 4.40a presenta un comportamiento peri3dico estable deseado, mientras que la Fig. 4.40b muestra un comportamiento ca3tico no deseado. En vista de estos comportamientos posibles, se llev3 a cabo un estudio de las bifurcaciones potenciales.

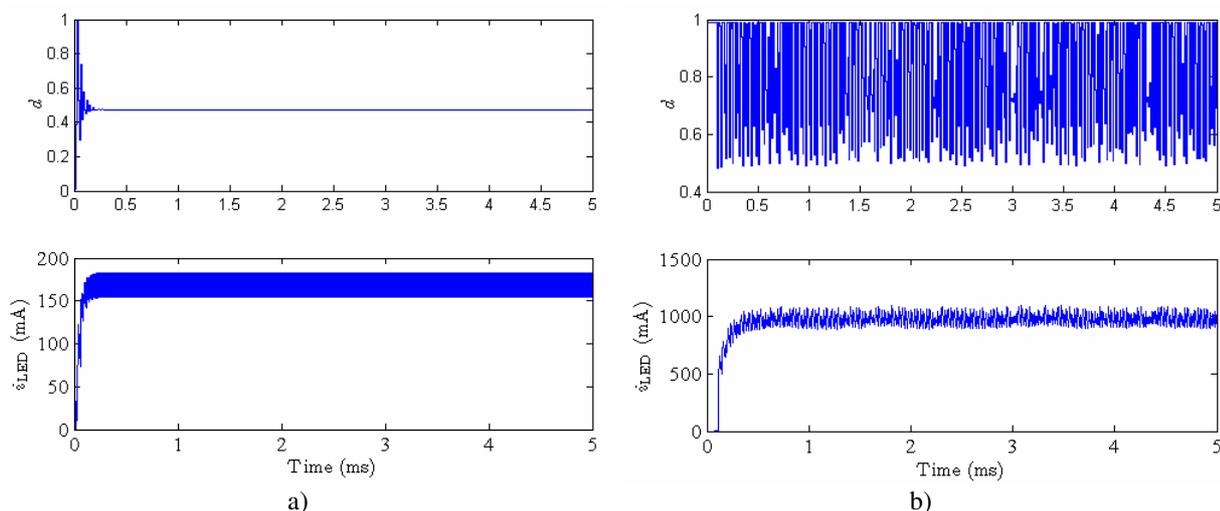


Fig. 4.40 Ciclo de trabajo d , y corriente de carga para un convertidor \acute{C} uk: a) comportamiento peri3dico estable, b) comportamiento ca3tico.

En la Fig. 4.41 se presentan las bifurcaciones observadas en las simulaciones num3ricas. Esta simulaci3n se ha realizado mediante el modelo conmutado ideal. La potencia de la carga se controla por medio de la resistencia del puerto de entrada del LFR; en este caso llamada r , siendo este par3metro el que controla el punto de operaci3n de la carga.

TABLA 4.8 PUNTO DE OPERACI3N DEL CONVERTIDOR \acute{C} UK

Componente	Valor
Input Voltage	$V_g = 12$ V DC
4 x HBLED, Cree, Inc. "Xlamp MP-C"	$V_f \approx 10$ V, $r_d \approx 4$ Ω $I_{nom} = 350$ mA
L_1	1 mH
L_2	2 mH
C_1	40 nF
C_2	500 μ F

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

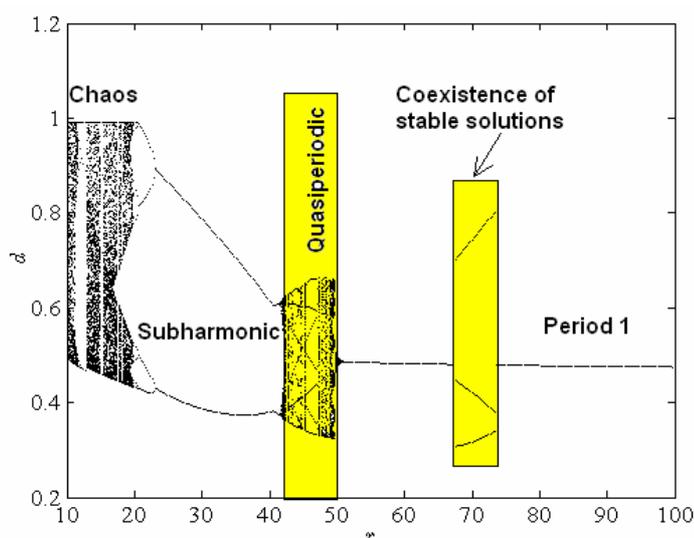


Fig. 4.41 Diagrama de bifurcaciones en función de la resistencia de entrada al convertidor.

La Fig. 4.41 muestra el diagrama de bifurcaciones del ciclo de trabajo d en función de r ; en figura pueden verse 5 zonas diferentes, estas zonas se detallan a continuación:

a) La primera zona (periodo 1) en la Fig. 4.41 es el comportamiento periódico deseado a la frecuencia fundamental de conmutación. Esta área corresponde a Fig. 4.42a donde se puede ver cómo el rizado en la corriente de carga se produce únicamente por la frecuencia de conmutación.

b) La siguiente área es de alrededor de $r=70 \Omega$ en la Fig. 4.41, donde se observan la coexistencia del comportamiento periódico deseado y una solución sub-armónicos de tercer orden. Fig. 4.42b muestra cómo el ciclo de trabajo es de 3 posibles valores diferentes.

c) Después de perder la estabilidad de la órbita fundamental, el sistema presenta una bifurcación de Neimark-Sacker (sobre $r=45 \Omega$ en la Fig. 4.41), que produce un comportamiento cuasi-periódico (Fig. 4.42c).

d) La siguiente área de Fig. 4.41 corresponde a un comportamiento sub-armónico de segundo orden, donde el ciclo de trabajo toma 2 valores diferentes como se puede ver en Fig. 4.42d.

e) Finalmente, el área caótica en la Fig. 4.41 corresponde a la Fig. 4.42e, en el que el ciclo de trabajo puede tomar diferentes valores y caóticos.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

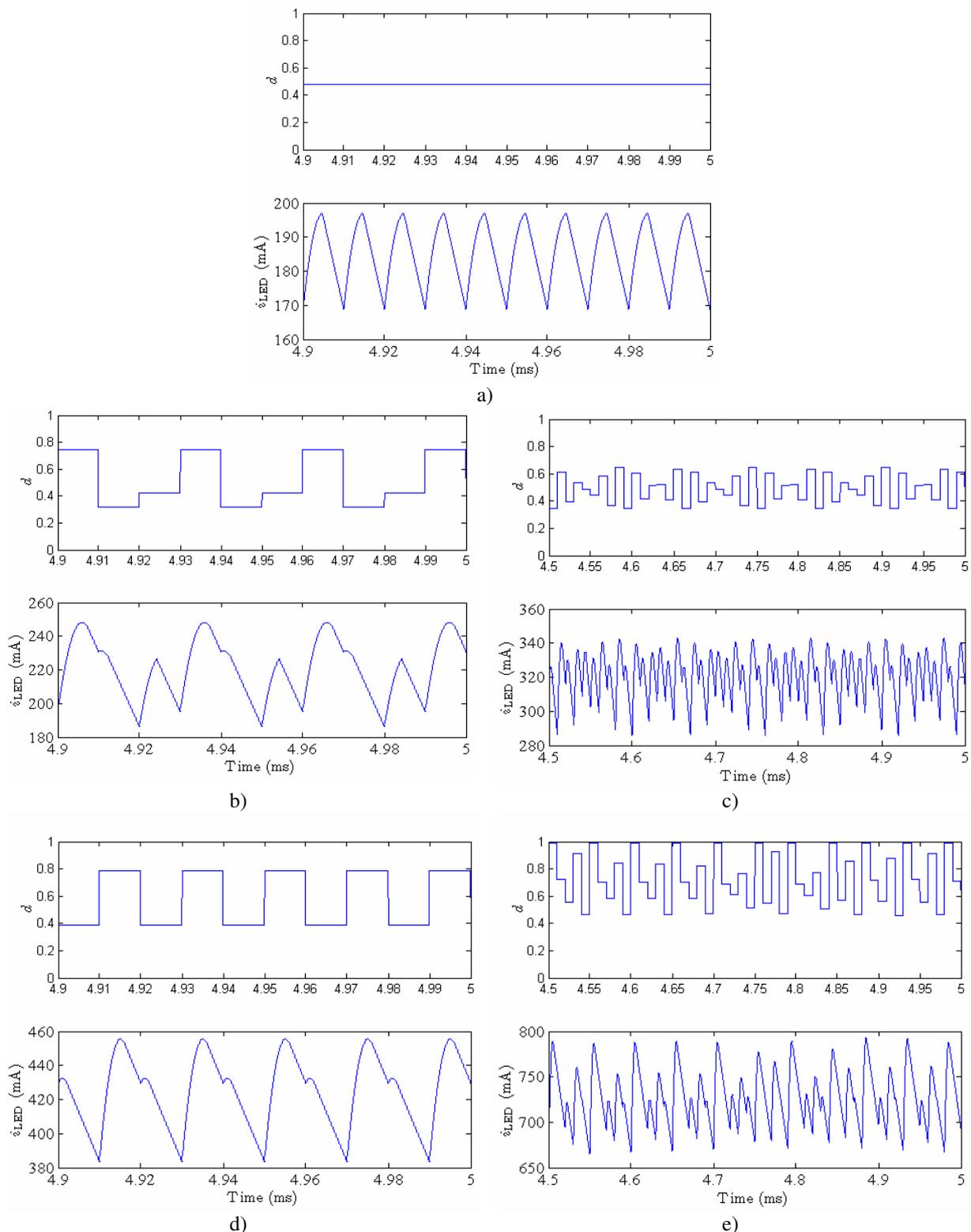


Fig. 4.42 Ciclo de trabajo d y corriente de carga del convertidor Ćuk: a) armónico fundamental, b) coexistencia de soluciones estables, c) comportamiento quasi-periódico, d) sub-armónicos, e) comportamiento caótico.

4.7. CONCLUSIONES

En la primer parte de este capítulo se ha presentado un análisis detallado de la distorsión de cruce por cero producida por los convertidores estudiados. Se ha verificado que esta distorsión de la corriente de entrada en la ZCA, no se atribuye a un problema de estabilidad de los convertidores, ni a un fallo en el bloque de control deslizante; sino a que el sistema no cumple las condiciones ISD, ya que en esta zona los convertidores no trabajan en CCM. El hecho de trabajar en DCM o BCM provoca otras topologías de conducción que no se contemplan en el análisis inicial. Estas topologías diferentes producen caminos de corrientes no deseados provocando las distorsiones mencionadas. Para solventar este fallo en la ZCA se han presentado varias alternativas.

La primera opción presentada fue la utilización de un controlador *PI* aplicado a la superficie de conmutación s ; logrando de esta forma incremento en dicha señal cuando el sistema no conmuta debido a la baja amplitud de la señal v_g . El efecto de este controlador resulta en un aumento en la frecuencia de conmutación f_c , y consecuentemente mantiene al sistema en CCM. Sin embargo en la simulación numérica se observa una deformación en la forma de la corriente que afecta negativamente a la I-THD del sistema.

Teniendo en cuenta la deformación en la corriente observada en el caso anterior; la segunda modificación propuesta se hace sobre la ventana de histéresis, en lugar de modificar la superficie de conmutación. En este caso, una modulación aplicada a la ventana de histéresis, provoca un incremento en la frecuencia de conmutación. La modulación utilizada se realiza en función de la tensión de entrada, por lo que es muy sencillo de realizar. Esta ventana tenderá a cero junto con la tensión v_g . La forma de modulación en dicha ventana solo se realiza en la ZCA, de modo que f_c solo se incrementa en esta zona. A pesar de este incremento se puede decir que el aumento en las pérdidas por conmutación es despreciable ya que ambas variables de entrada tienden a cero. La validación de esta prosupuesta se ha realizado por simulación numérica y de forma experimental; obteniendo una mejora relativa en el I-THD del 18% en la simulación y del 40% en el prototipo experimental para la corriente de carga nominal.

A partir de la mejora anterior se ha podido llegar a dimmerizar los LEDs hasta un 20% de su corriente nominal. Con el fin de mejorar la dimmerización, se ha aplicado una segunda modulación en la ventana de histéresis del SMC, en este caso en función de la potencia de carga, con el objeto de estrechar la ventana; y de esta forma ampliar el rango de dimmerización obtenido anteriormente. Esta segunda modulación (más lenta) se realiza en forma proporcional a la corriente de referencia. En este estudio se obtiene idealmente un rango de dimmerización de 0 a 100%; la validación se ha realizado por simulación numérica y de forma experimental; llegando hasta a reducir la corriente de carga hasta un 5% con una mínima distorsión de la corriente de entrada. El coste de esta mejora repercute en el incremento de la frecuencia de conmutación para todo valor de v_g , cuando el sistema trabaja a baja potencia, y por lo tanto se puede predecir un aumento en las pérdidas de conmutación. Sin embargo al trabajar con baja potencia, se puede decir que el valor absoluto de las pérdidas de conmutación será despreciable. Como trabajo futuro, está previsto obtener resultados con dispositivos de gap ancho como los basados en nitruro de galio (GaN) [94], ya que el estrechamiento de la ventana de histéresis provoca un incremento en la frecuencia de conmutación.

4 - Mejoras en las Prestaciones del PFC como Regulador de Corriente de Carga

La siguiente propuesta de mejora de la I-THD se realiza modificando la topología del convertidor Ćuk. El convertidor m-Ćuk ha sido analizado, y contrastado de forma numérica y experimental con el convertidor Ćuk convencional. Los resultados de las simulaciones y las medidas experimentales han demostrado la viabilidad del convertidor propuesto para aplicaciones de PFC, asegurando una perfecta proporcionalidad de la corriente de entrada con la tensión de entrada. Esta mejora se obtiene colocando un diodo en serie con el segundo inductor (L_2), evitando de esta forma las topologías que insertan una distorsión en la corriente de entrada. Como mejora adicional se ha utilizado la modulación de histéresis de forma trapezoidal obteniendo así una mejora relativa de forma numérica del 28%, y del 6% utilizando solo el m-Ćuk. Para el prototipo experimental las mejoras relativas obtenidas son del 46% solo con la utilización del convertidor m-Ćuk y del 70% cuando se utiliza el m-Ćuk y el control HM-SMC. Como contrapartida se ha obtenido un decremento del 2% en el rendimiento del convertidor debido a las pérdidas de conducción del diodo adicional.

Por ultimo se ha realizado un estudio en colaboración mutua con la tesis de A. Marcos-Pastor, donde se ha diseñado un control digital basado en la teoría de SMC en tiempo discreto mediante el uso del modelo discretizado de los convertidores SEPIC y Ćuk convencional. Se han obtenido las leyes de control para ambos convertidores para trabajar como PFC; los resultados teóricos se corresponden con los esperados. Se han presentado los resultados de simulación para un sistema de alimentación de HBLEDs mediante el uso de un convertidor el convertidor Ćuk controlado digitalmente y se han comparado los parámetros PF y THD con respecto a un control SMC analógico convencional. Se ha podido ver como el control digital propuesto mejora la THD respecto del SMC analógico. Además, este control se ha realizado a frecuencia constante lo que permite una mayor facilidad en el diseño de un filtro de entrada (en caso necesario). En un futuro está previsto obtener resultados experimentales para contrastarlos con las simulaciones obtenidas.

Como contrapartida de este control tipo PWM se ha podido ver que el sistema puede tener un comportamiento no lineal como bifurcaciones, cuasi-periodicidad, régimen caótico y coexistencia de los atractores. Estos fenómenos se observaron originalmente en un rango estrecho de la tensión alterna de la entrada. Sin embargo, para realizar este análisis, se ha simplificado el sistema utilizando una tensión continua en la entrada del sistema y variando la potencia trasferida a la carga. De esta forma se ha determinado cierto espacio de parámetros donde el sistema tiene un comportamiento estable. Para los documentos futuros se planea realizar el análisis de la estabilidad y la obtención de resultados experimentales para compararlos con simulaciones numéricas.

CAPÍTULO V

5. CONCLUSIONES

En es trabajo se ha realizado el estudio, diseño e implementación de un bloque convertidor AC-DC basado en convertidores de tipo elevador-reductor de única etapa. Los principales requerimientos fueron: baja introducción de contenido armónico a la red de corriente alterna, y regulación de la corriente de alimentación de un grupo de HBLEDs conectados en serie. Durante el desarrollo presentado, se ha podido demostrar la viabilidad de los sistemas propuestos.

Para la realización de este trabajo se ha presentado un estado del arte de los puntos claves de la investigación, desplegando los conceptos teóricos necesarios para su desarrollo. Seguidamente se han discutido los aspectos principales a tener en cuenta en el diseño de un corrector de factor de potencia, según las normativas correspondientes.

Mediante la aplicación del control en modo deslizante, se ha impuesto un comportamiento resistivo al puerto de entrada de los convertidores; de esta forma se ha realizado el diseño de LFRs basados en los convertidores elevadores-reductores única etapa (SEPIC, Ćuk y Shepard-Taylor) para la alimentación de un conjunto serie de HBLEDs a partir de una fuente de corriente alterna.

Los tres convertidores se han validado analíticamente y por simulación; en todos los casos se ha observado una buena concordancia entre el estudio analítico y la simulación. En cuanto al análisis de estabilidad en pequeña señal se ha observado en convertidor SEPIC una

5 - Conclusiones

condición de estabilidad que queda satisfecha en función de los requerimientos del sistema; mientras que para los convertidores $\acute{C}uk$, y Shepard-Taylor tienen un comportamiento estable sin condiciones.

En cuanto al comportamiento de la corriente del puerto de entrada, se pudo verificar por simulación numérica que los tres convertidores presentan baja distorsión armónica, siendo la mejor opción el convertidor ST. Sin embargo este se ha descartado por la previsión de un menor rendimiento en el prototipo experimental. Esto se ha valorado teniendo en cuenta estrés en los semiconductores y en el condensador intermedio, junto con un incremento del doble en el valor de la inductancia de entrada para las mismas condiciones de trabajo. A partir de esto, se ha decidido implementar experimentalmente los otros dos convertidores.

Las medidas experimentales de los LFRs basados en los convertidores SEPIC y $\acute{C}uk$ presentan una buena concordancia con los análisis previos. Así pues, se ha obtenido en ambos casos un elevado factor de potencia en el puerto de entrada. No obstante, se ha identificado una elevada distorsión de la forma de onda de la corriente de entrada alrededor de los cruces por cero de la tensión de entrada. Los análisis dinámicos realizados indican que esta distorsión no se debe a problemas de estabilidad, sino a una reducción en la frecuencia de conmutación, y consecuentemente una pérdida de deslizamiento debida a la alteración del modo de conducción continuo del convertidor.

El siguiente objetivo tratado, hace referencia a la regulación de la corriente de salida y la dimmerización de los HBLEDs. Este control es innovador ya que habitualmente el control de carga se realiza en función de la tensión de salida, en este caso por el tipo de carga utilizada la variable a controlar es la corriente de carga. Para ello se ha partido del modelo dinámico en pequeña señal y se han tenido en cuenta las posibles perturbaciones que pueden afectar al sistema. Así pues, la regulación de dicha corriente se realiza a través de la variación de la conductancia de entrada del LFR. Este análisis teórico se ha realizado para los tres convertidores. No obstante, la verificación experimental y el análisis numérico se han centrado sobre el convertidor $\acute{C}uk$.

El lazo de control de corriente de carga se ha diseñado mediante un controlador de tipo PI. Los parámetros del controlador han sido acotados teniendo en cuenta que la señal de error obtenida por el PI no distorsione la corriente de entrada al sistema. Por otra parte se han ubicado los polos dominantes del sistema adecuadamente para obtener un coeficiente de amortiguación deseado. Adicionalmente, se ha verificado la regulación de línea obtenida al utilizar este segundo lazo de control.

Teniendo controlado el punto de operación de la carga, se ha utilizado el mismo lazo de control de corriente de carga para cumplimentar el requerimiento de dimmerización de los HBLEDs. Así pues, el PFC obtenido funciona como un rectificador casi ideal en un amplio rango de corriente de carga.

A pesar del correcto funcionamiento, el sistema presenta una distorsión en la ZCA que se ve incrementada cuando la corriente de carga decrece. Consecuentemente se ha obtenido un $I\text{-THD} \approx 35\%$ para una corriente de carga de 60 mA (20% de su corriente nominal), mientras que $I\text{-THD} < 5\%$ para corrientes mayores a 200 mA. Más aún, haciendo un análisis de contenido armónico sobre el prototipo experimental, se puede apreciar que no cumple con las normas correspondientes [48, 49]. La validación del diseño ha sido realizada por simulación numérica y de forma experimental, donde se ha observado una buena concordancia entre ambos estudios y el análisis teórico.

5 - Conclusiones

Teniendo el lazo de corriente de carga operativo, se presenta como trabajos futuros el diseño e implementación de un tercer lazo más lento, para realizar una protección de temperatura de los HBLEDs. A pesar de tener la corriente de carga controlada, este nuevo lazo presenta su importancia, ya que estos semiconductores tienen una limitación en temperatura. La corrección aplicada por este lazo se realizará con un controlador no lineal. De forma tal que el sistema pueda funcionar normalmente a una temperatura predeterminada. Excedido este valor se ha de disminuir la corriente de carga para evitar el aumento de temperatura.

Retornando al cumplimiento de las normas IEC61000-3-2, clase C para un amplio rango de dimmerización; se ha realizado un análisis detallado de la distorsión de cruce por cero producida por los convertidores estudiados. En este análisis se ha verificado que esta distorsión de la corriente de entrada en la ZCA, se atribuye a que el sistema no cumple las condiciones ideales de deslizamiento, ya que los convertidores pasan a trabajar en modos DCM (o BCM) dando lugar a modos de conducción no contemplados en el análisis inicial. Para cumplir con estas normas y solventar este fallo en la ZCA se han presentado varias alternativas que se detallan a continuación.

La primera opción propuesta fue la aplicación de un controlador PI a la superficie de conmutación para obtener un incremento en dicha señal cuando el sistema no conmuta en la ZCA, de esta forma se obtiene un incremento en la frecuencia de conmutación f_c , que mantiene al sistema en CCM. Sin embargo en la simulación numérica se observa una deformación en la forma de la corriente que afecta negativamente a la I-THD del sistema.

La segunda idea fue modular la ventana de histéresis (HM) del SMC en función de la tensión de entrada, de esta forma se estrecha el ancho de dicha ventana en las ZCA obteniendo un incremento en la f_c . Se ha de observar que ambas variables de entrada tienden a cero en la ZCA, por lo tanto el incremento de pérdidas de conmutación del sistema es despreciable.

La validación del SMC-HM se ha realizado por simulación numérica y de forma experimental; obteniendo una mejora relativa en el I-THD del 18% en la simulación y del 40% en el prototipo experimental para la corriente de carga nominal. A partir de la mejora anterior se ha podido llegar a dimmerizar los LEDs hasta un 20% I_{nom} de su corriente nominal con una I-THD $\approx 15\%$.

A partir de esta mejora, y con el fin de mejorar el rango de dimmerización, se aplica una segunda modulación en la ventana de histéresis del SMC. En este caso en función de la potencia de carga, con el objeto de estrechar la ventana a baja potencia. En este caso se obtiene idealmente un rango de dimmerización de 0 a 100%; la validación ha realizado por simulación numérica y de forma experimental se ha llegado hasta a bajar la corriente de carga hasta un 5% I_{nom} con una mínima distorsión de la corriente de entrada cumpliendo con las normas IEC61000-3-2, clase C.

El coste de esta mejora repercute en el incremento de la frecuencia de conmutación para todo valor de v_g para bajas potencias de carga; por lo que se puede decir que el valor absoluto de las pérdidas de conmutación será despreciable. Como trabajo futuro, está previsto obtener resultados experimentales con la utilización de dispositivos de gap ancho como los basados en nitruro de galio (GaN) [94].

En tercer lugar, y en base al estudio realizado sobre la distorsión en la ZCA, se propone la modificación de la topología del convertidor Ćuk, mediante el agregado de un diodo en serie al segundo inductor. Esta nueva topología se la ha denominado m-Ćuk.

5 - Conclusiones

Los resultados de las simulaciones numéricas y las medidas experimentales son análogos, y han demostrado la viabilidad del convertidor propuesto para aplicaciones de PFC. Con esta pequeña modificación se evitan modos de conducción no deseados en la ZCA, y consecuentemente se mejora la I-THD. Combinando esto con el SMC-HM se ha obtenido una mejora relativa, según las simulaciones numéricas, del 28% para el m-Ćuk con SMC-HM, y del 6% utilizando solo el m-Ćuk. Experimentalmente las mejoras relativas obtenidas son del 46% con la utilización m-Ćuk y del 70% con el m-Ćuk y el control HM-SMC. Como contrapartida se ha obtenido decremento del 2% en el rendimiento del convertidor debido a las pérdidas de conducción del diodo adicional.

Por ultimo se ha propuesto el diseño de un control digital basado en la teoría de SMC en tiempo discreto mediante el uso del modelo discretizado de los convertidores SEPIC y Ćuk convencional.

Análíticamente, se han obtenido las leyes de control para ambos convertidores trabajando como PFC; los resultados teóricos se corresponden con los esperados y son concordantes con las simulaciones numéricas realizadas con el convertidor Ćuk. Mediante la comparación de los parámetros PF y THD se ha podido ver que el control digital propuesto mejora la THD respecto del SMC analógico. Al ser un control digital, éste se ha realizado a frecuencia constante lo que permite una mayor facilidad en el diseño de un filtro de entrada (en caso necesario). En un futuro está previsto obtener resultados experimentales para contrastarlos con las simulaciones obtenidas.

Como contrapartida de este control tipo PWM se ha observado que el sistema presenta un comportamiento no lineal en forma de bifurcaciones, cuasi-periodicidad, régimen caótico y coexistencia de los atractores en un estrecho rango de la tensión alterna de la entrada. Para profundizar en el estudio, se ha simplificado el sistema utilizando fuente DC en la tensión de entrada al sistema y variando la potencia trasferida a la carga se ha determinado cierto espacio de parámetros donde el sistema tiene un comportamiento estable. Para los trabajos futuros se planea realizar el análisis de la estabilidad y la obtención de resultados experimentales para compararlos con simulaciones numéricas.

ANEXOS

6. ANEXOS

En estos anexos se presenta las fotografías de los prototipos experimentales que se han implementado en el laboratorio para contrastar con los análisis y las simulaciones numéricas que se realizaron duran esta investigación.

6.1. FOTOS DE LOS PRIMEROS PROTOTIPOS DE LOS CONVERTIDORES SEPIC Y $\dot{C}UK$

En la Fig. 6.1 y Fig. 6.2 se muestras los prototipos de los convertidores SEPIC y $\dot{C}uk$ respectivamente. En ambas implementaciones se ha colocado el bloque de control y el de potencia en la misma tarjeta. No obstante las etapas de control y potencia se encuentran separadas físicamente y en diferentes planos de masa.

El control utilizado se basa en la Fig. 2.1 y las topologías SEPIC y $\dot{C}uk$ se detallan en las Fig. 2.2.

6 - Anexos

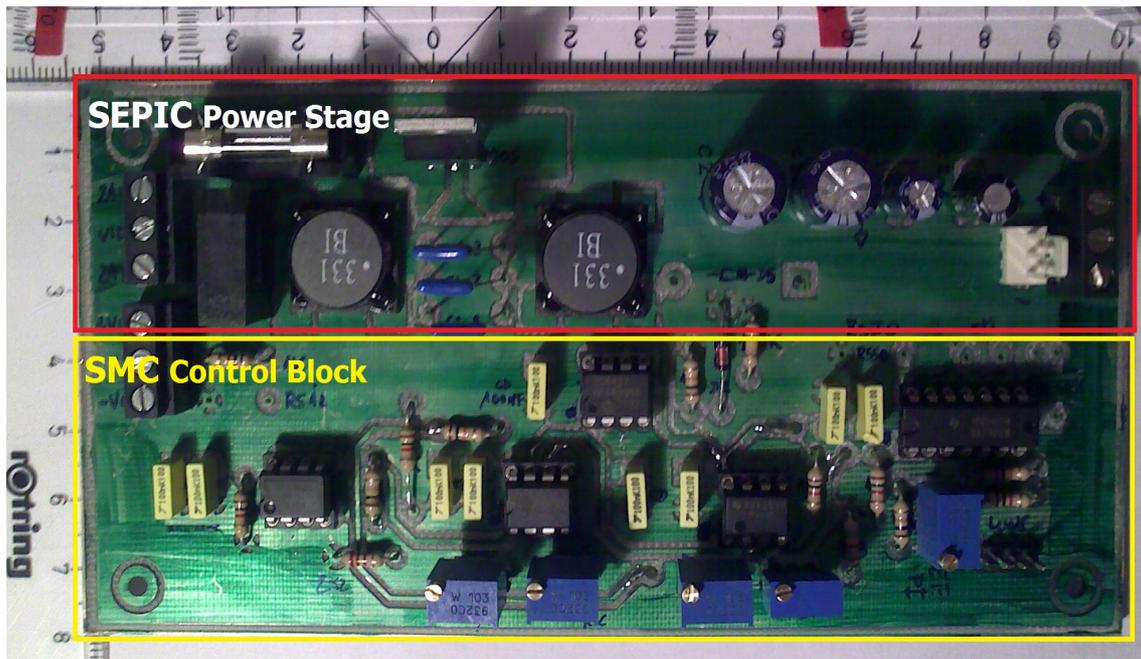


Fig. 6.1 Fotografías del primer prototipo del convertidor SEPIC; los bloques de potencia y control se encuentran en diferentes planos de masa.

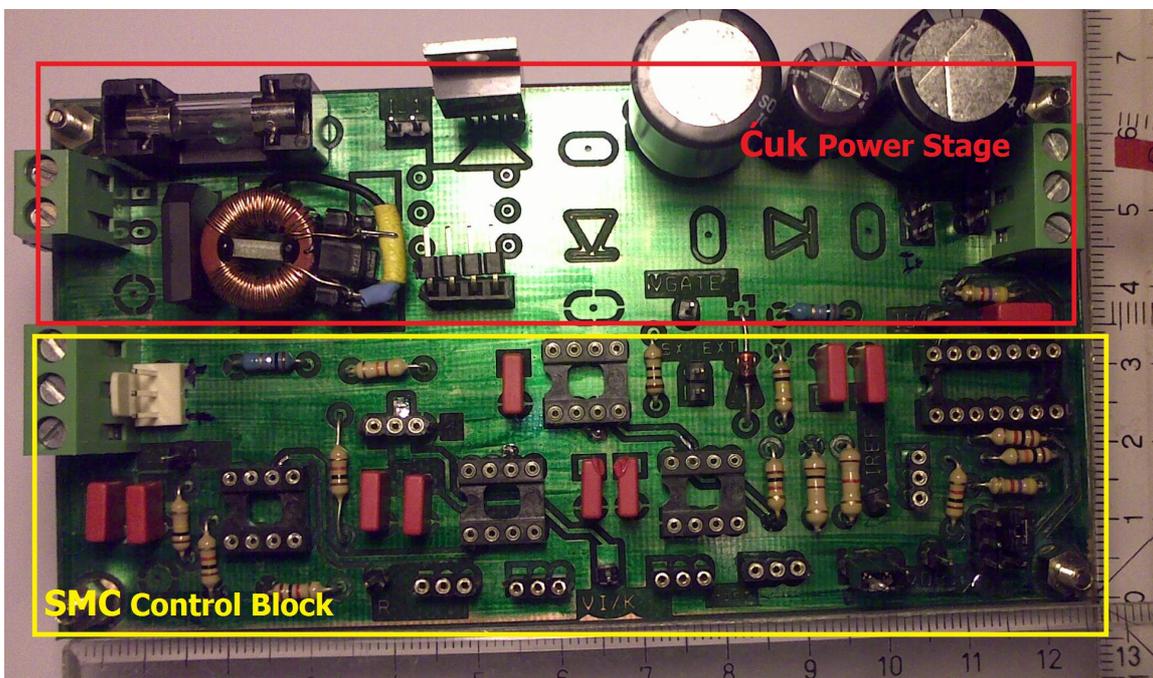


Fig. 6.2 Fotografías del primer prototipo del convertidor Cuk; los bloques de potencia y control se encuentran en diferentes planos de masa.

6.2. FOTO Y ESQUEMA DEL PROTOTIPO DEL CONVERTIDOR \dot{C} UK Y LA ETAPA SU CONTROL

El prototipo resultante del control detallado según el diagrama de bloques de la Fig. 4.24 se presenta en la foto de la Fig. 6.3. Al igual que los prototipos anteriores, en esta tarjeta se encuentran los bloques de control y potencia separados por diferentes planos de masa.

Se puede observar que el tamaño del bloque de control es más grande de lo habitual, esto se debe este bloque a que ha sido diseñado de con una amplia flexibilidad. El esquema ORCAD de control y potencia perteneciente a esta tarjeta se muestra en la Fig. 6.4. Mediante este diseño flexible, se han podido realizar la mayor parte de las validaciones experimentales presentadas en esta tesis. De esta forma se puede asegurar que las comparaciones presentadas para los diferentes modos de funcionamientos han sido de forma sistemáticas y en un marco comparativo adecuado.

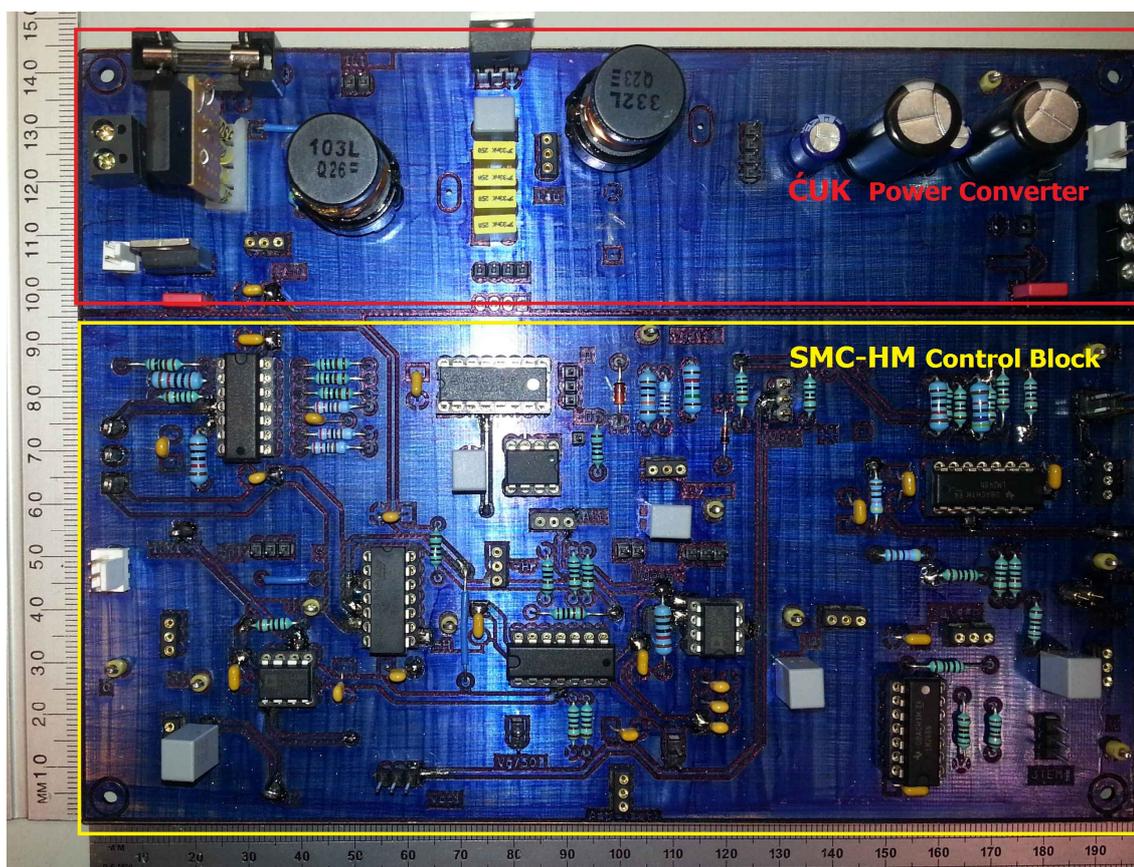


Fig. 6.3 Fotografía del prototipo del convertidor \dot{C} uk; y el bloque de control; estos se encuentran físicamente separados. El bloque de control fue diseñado para ser utilizado como SMC Convencional, SMC-HM, con o sin realimentación de la corriente de carga.

6 - Anexos

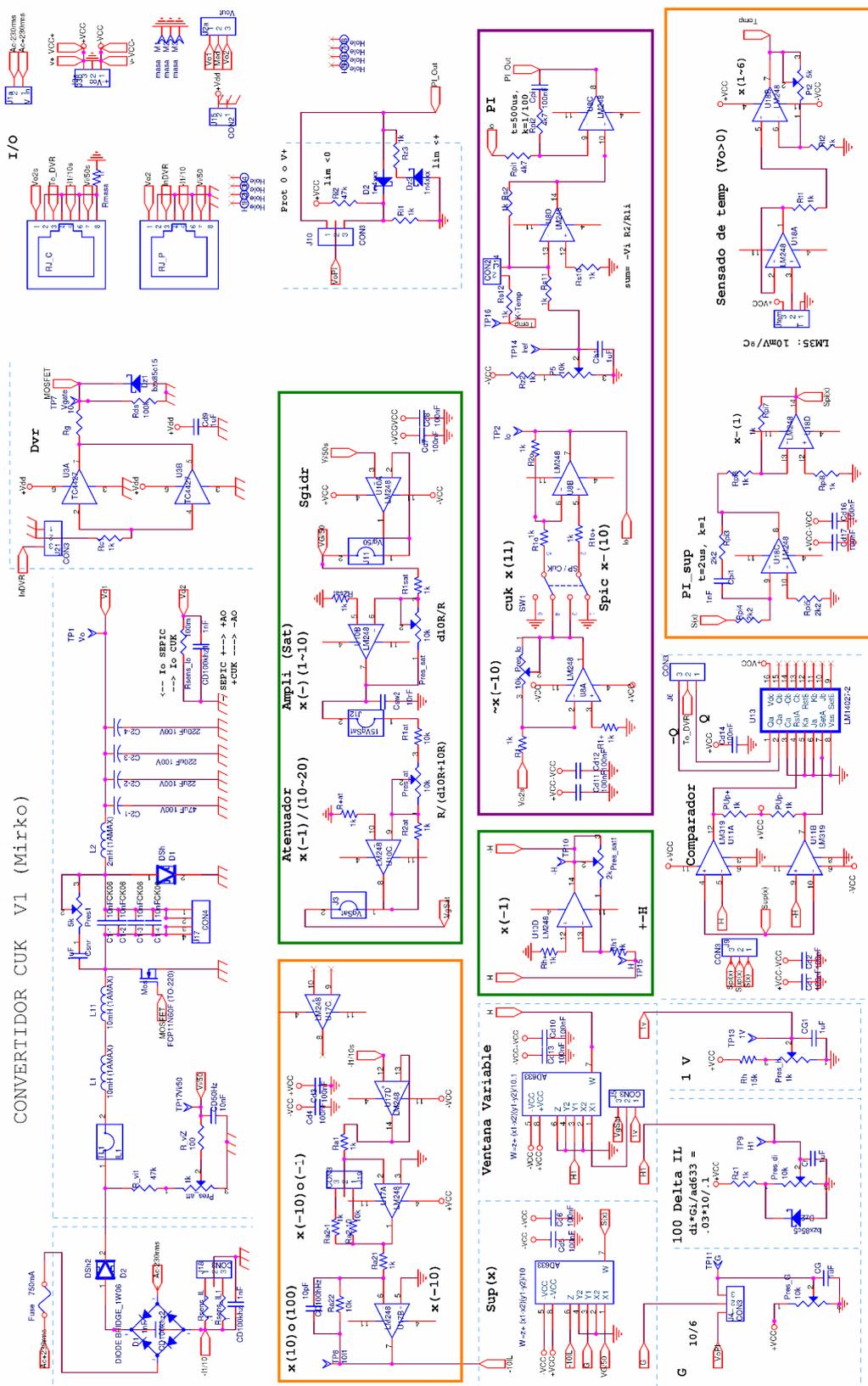


Fig. 6.4 Esquema del convertidor y bloque de control.

PUBLICACIONES

7. LISTA DE PUBLICACIONES

Publicaciones o Documentos Científico-Técnicos Derivado de esta Tesis

➤ **Publicaciones en Revistas**

1. M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "High performance hysteresis modulation technique for high-order PFC circuits," *Electronics Letters*, DOI: 10.1049/el.2013.2472, vol. 50, pp. 113-114, 2014.
2. M. Bodetto, A. Marcos-Pastor, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, and E. Vidal-Idiarte, "Modified Ćuk Converter for High Performance Power Factor Correction Applications," *IET Power Electronics*, DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0967, 2015, (pendiente de publicación).
3. M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Analysis of AC-DC PFC Ćuk and SEPIC Converters for Low Power Applications with Regulated Output Current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2434937, 2015, (pendiente de publicación).

➤ Contribuciones a congresos internacionales

1. M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "A novel control strategy to improve the power factor of a Cuk converter for HBLEDs application," in *IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON*, Vienna, Austria, 2013, pp. 1950-1955.
2. M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Sliding Mode Control of a Cuk converter with variable hysteresis width for HBLEDs applications," in *IEEE International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD*, Castelldefels-Barcelona, Spain, 2014, pp. 1-6.
3. M. Bodetto, A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, and A. El Aroudi, "Design of an LFR based on a SEPIC converter under sliding mode control for HBLEDs applications," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS*, Rio De Janeiro, Brazil, 2011, pp. 2901-2904.
4. A. Marcos-Pastor, M. Bodetto, A. El Aroudi, E. Vidal-Idiarte, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Discrete-time sliding mode control of SEPIC and Cuk converters supplying HBLEDs," in *IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL*, Santander, Spain, 2014, pp. 1-5.

➤ Contribuciones a congresos internacionales de carácter nacional

1. Bodetto, M.; Cid-Pastor, A.; Martínez-Salamero, L.; El Aroudi, A., " High-Brightness LED power supply based on a Cuk converter," in *15èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique, JNRDM*, Marseille, FRANCIA, 2012.
2. Bodetto, M.; El Aroudi, A.; Cid-Pastor, A.; Calvente, J.; Martínez-Salamero, L., " Sliding-Mode Control of SEPIC Converter Driving Light Emitting Diodes", in *International Conference on Power Electronics and their Applications, ICPEA*, Djelfa, ARGELIA, 6-7 Nov 2013.

➤ Contribuciones a congresos nacionales

1. M. Bodetto, A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, and A. El Aroudi, "Diseño de un LFR Basado en un Convertidor SEPIC Controlado en Modo Deslizante para Aplicacion de HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Badajoz, Spain, 2011.
2. M. Bodetto, A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, and A. El Aroudi, "Realización de un LFR Basado en un Convertidor Cuk para Aplicación en HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Guimarães, Portugal, 2012.
3. M. Bodetto, A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, and A. El Aroudi, "Control de un convertidor Cuk en modo deslizante con histéresis variable para la reducción de las distorsiones armónicas," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Madrid, Spain, 2013.
4. M. Bodetto, A. El Aroudi, L. Martinez-Salamero, and A. Cid-Pastor, "Convertidor Sheppard-Taylor Controlado en Modo Deslizante con Corrección de Factor de Potencia para aplicaciones HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Tangier, Morocco, 2014.
5. M. Bodetto, A. Marcos-Pastor, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, E. Vidal-Idiarte, and L. Martinez-Salamero, "Bifurcations, Coexisting Attractors and Chaotic Dynamics in a Digitally Controlled Cuk Converter Supplying HBLEDs " in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Tangier, Morocco, 2014.
6. A. Marcos-Pastor, M. Bodetto, A. El Aroudi, E. Vidal-Idiarte, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Control Deslizante en Tiempo Discreto de Convertidores SEPIC y Cuk para HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Tangier, Morocco, 2014.
7. M. Bodetto, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and L. Martinez-Salamero, "Modificación de la Ventana Histéresis para Reducción de la THD y Dimmerizado de los HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Zaragoza, Spain, 2015.
8. M. Bodetto, A. Marcos-Pastor, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, and E. Vidal-Idiarte, "Convertidor Cuk Modificado con Baja Distorsión Armónica para Corrector de Factor

de Potencia," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Zaragoza, Spain, 2015.

➤ **Otras Contribuciones a conferencias**

1. Bodetto, M.; El Aroudi, A.; Cid-Pastor, A.; Martínez-Salamero, L., " High-Brightness LED power supply based on a Cuk converter", in *Graduate Students Meeting on Electronics Engineering*, Tarragona, ESPAÑA, 2012.
2. Bodetto, M.; Cid-Pastor, A.; El Aroudi, A.; Martínez-Salamero, L., "Hysteresis Modulation in Sliding Mode Control for HBLEDs" in *Graduate Students Meeting on Electronics Engineering*, Tarragona, ESPAÑA, 2013.
3. Bodetto, M.; Cid-Pastor, A.; El Aroudi, A.; Martínez-Salamero, L., "Analysis and Design of AC-DC PFC with Low THD", in *Graduate Students Meeting on Electronics Engineering*, Tarragona, ESPAÑA, 2014.

REFERENCIAS

8. REFERENCIAS

- [1] J. B. Harris, "Electric lamps, past and present," *Engineering Science and Education Journal*, vol. 2, pp. 161-170, 1993.
- [2] H. J. Round, "A note on Carborundum," *Electrical World*, vol. 49, p. 309, 1907.
- [3] N. Zheludev, "The life and times of the LED a 100-year history," *Nat Photon*, vol. 1, pp. 189-192, 2007.
- [4] I. Akasaki, H. Amano, and S. Nakamura. (2014). *The Nobel Prize in Physics 2014, for the invention of efficient blue light-emitting diodes which has enabled bright and energy-saving white light sources*. Available: http://www.nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/2014/press.html
- [5] X. Long, R. Liao, and J. Zhou, "Development of street lighting system-based novel high-brightness LED modules," *IET Optoelectronics*, vol. 3, pp. 40-46, 2009.
- [6] W. Beibei, R. Xinbo, Y. Kai, and X. Ming, "A Method of Reducing the Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC-DC Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 592-601, 2010.
- [7] M. Hansen. (2009). *Energy-Efficient Lighting Lifecycle*. Available: http://www.cree.com/~media/Files/Cree/Lighting/Misc%20Tech%20Docs/cree_led_lifecycle_whitepaper.pdf
- [8] D. Gacio, J. M. Alonso, A. J. Calleja, J. Garcia, and M. Rico-Secades, "A Universal-Input Single-Stage High-Power-Factor Power Supply for HB-LEDs Based on Integrated Buck-Flyback Converter," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009*, pp. 570-576.
- [9] M. R. Krames, O. B. Shchekin, R. Mueller-Mach, G. O. Mueller, Z. Ling, G. Harbers, and M. G. Craford, "Status and Future of High-Power Light-Emitting Diodes for Solid-State Lighting," *Journal of Display Technology*, vol. 3, pp. 160-175, 2007.

8 - Referencias

- [10] S. Muthu, F. J. P. Schuurmans, and M. D. Pashley, "Red, green, and blue LEDs for white light illumination," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, pp. 333-338, 2002.
- [11] G. Sauerlander, D. Hente, H. Radermacher, E. Waffenschmidt, and J. Jacobs, "Driver Electronics for LEDs," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2006*, pp. 2621-2626.
- [12] Cree. (2013). *Cree Corp.: Xlamp*. Available: <http://www.cree.com/led-components-and-modules/products/xlamp/arrays-directional/xlamp-mce>
- [13] Philips. (2012). *Power Light Source, LUXEON® K2*. Available: <http://www.lumileds.com/uploads/54/DS51-pdf>
- [14] M. Arias, A. Vázquez, and J. Sebastián, "An Overview of the AC-DC and DC-DC Converters for LED Lighting Applications," *Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, vol. 53, pp. 156-172, 2012.
- [15] Ledsmagazine. (2007). *LED headlamp from Hella to appear on Cadillac*. Available: <http://www.ledsmagazine.com/articles/2007/11/led-headlamp-from-hella-to-appear-on-cadillac.html>
- [16] Ledsmagazine. (2007). *Luxeon LEDs used in Audi R8 headlamps*. Available: <http://www.ledsmagazine.com/articles/2007/02/luxeon-leds-used-in-audi-r8-headlamps.html>
- [17] M. Wright. (2014). *Light duty trucks get tough LED headlamps*. Available: <http://www.ledsmagazine.com/articles/2014/03/light-duty-trucks-get-tough-led-headlamps.html>
- [18] W. Li-Ming, H. Tai-Xiang, and K. Kan-Sheng, "Analysis and design of digital SEPIC converter with programmed dimming and current sharing for automobile LED headlights application," in *IEEE International Conference on Power Electronics and Motion Control, IPEMC*, 2012, pp. 215-221.
- [19] A. Leon-Masich, H. Valderrama-Blavi, J. Bosque, J. Maixe-Altes, and L. Martinez-Salamero, "Sliding-Mode Control- Based Boost Converter for High Voltage-Low Power Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, pp. 1-1, 2014.
- [20] L. Corradini and G. Spiazzi, "A high-frequency digitally controlled LED driver for automotive applications with fast dimming capabilities," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, 2013, pp. 3110-3117.
- [21] B. Feng, Z. Zhao, Y. Zhang, D. Zhou, and L. Yuan, "Intelligent controller for LEDs lighting systems supplied by batteries," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC*, 2008, pp. 1-5.
- [22] M. Doshi and R. Zane, "Control of Solid-State Lamps Using a Multiphase Pulsewidth Modulation Technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1894-1904, 2010.
- [23] M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "A novel control strategy to improve the power factor of a Cuk converter for HBLEDs application," in *IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON*, Vienna, Austria, 2013, pp. 1950-1955.
- [24] M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Sliding Mode Control of a Cuk converter with variable hysteresis width for HBLEDs applications," in *IEEE International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD*, Castelldefels-Barcelona, Spain, 2014, pp. 1-6.
- [25] M. Bodetto, A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, and A. El Aroudi, "Design of an LFR based on a SEPIC converter under sliding mode control for HBLEDs applications," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS*, Rio De Janeiro, Brazil, 2011, pp. 2901-2904.
- [26] C. L. Shen, Y. E. Wu, and M. H. Chen, "A modified SEPIC converter with soft-switching feature for power factor correction," in *IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT*, 2008, pp. 1-6.
- [27] S. C. Tan and Y. M. Lai, "Constant-frequency reduced-state sliding mode current controller for Cuk converters," *IET Power Electronics*, vol. 1, pp. 466-477, 2008.
- [28] D. G. Lamar, M. Arias, M. M. Hernando, and J. Sebastian, "Using the loss-free resistor concept to design a simple ac-dc HB-LED driver for retrofit lamp applications," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC* 2014, pp. 117-124.

8 - Referencias

- [29] X. Xiaogao, W. Jian, Z. Chen, L. Qiang, and L. Shirong, "A Novel Output Current Estimation and Regulation Circuit for Primary Side Controlled High Power Factor Single-Stage Flyback LED Driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4602-4612, 2012.
- [30] M. Arias, M. Fernández Diaz, D. G. Lamar, D. Balocco, A. A. Diallo, and J. Sebastian, "High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter Without Electrolytic Capacitor for Low-Output-Voltage AC-DC LED Drivers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2539-2550, 2013.
- [31] T. Siew-Chong, "General n-Level Driving Approach for Improving Electrical-to-Optical Energy-Conversion Efficiency of Fast-Response Saturable Lighting Devices," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 1342-1353, 2010.
- [32] L. Wai-Keung, K. H. Loo, T. Siew-Chong, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "Bilevel Current Driving Technique for LEDs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2920-2932, 2009.
- [33] W. Shu, R. Xinbo, Y. Kai, and Y. Zhihong, "A flicker-free electrolytic capacitor-less ac-dc LED driver," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, 2011, pp. 2318-2325.
- [34] M. Hongbo, L. Jih-Sheng, F. Quanyuan, Y. Wensong, Z. Cong, and Z. Zheng, "A Novel Valley-Fill SEPIC-Derived Power Supply Without Electrolytic Capacitor for LED Lighting Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 3057-3071, 2012.
- [35] H. Qingcong and R. Zane, "Off-line LED driver with bidirectional second stage for reducing energy storage," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, 2011, pp. 2302-2309.
- [36] D. Gacio, J. M. Alonso, J. Garcia, L. Campa, M. J. Crespo, and M. Rico-Secades, "PWM Series Dimming for Slow-Dynamics HPF LED Drivers: the High-Frequency Approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 1717-1727, 2012.
- [37] K. I. Hwu and W. C. Tu, "LED dimming with efficiency considered," *Electronics Letters*, vol. 47, pp. 457-459, 2011.
- [38] C. Huang-Jen, L. Yu-Kang, C. Jun-Ting, C. Shih-Jen, L. Chung-Yi, and M. Shann-Chyi, "A High-Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 735-743, 2010.
- [39] L. Si Nan, W. X. Zhong, C. Wu, and S. S. Y. Hui, "Novel Self-Configurable Current-Mirror Techniques for Reducing Current Imbalance in Parallel Light-Emitting Diode (LED) Strings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 2153-2162, 2012.
- [40] P. S. Almeida, J. M. Jorge, C. Rodrigues, G. M. Soares, D. P. Pinto, and H. A. C. Braga, "A novel method of current equalization in LED strings based on simple linear circuit," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*, 2011, pp. 95-100.
- [41] J. Garcia, M. A. Dalla-Costa, J. Cardesin, J. M. Alonso, and M. Rico-Secades, "Dimming of High-Brightness LEDs by Means of Luminous Flux Thermal Estimation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1107-1114, 2009.
- [42] S. Y. Hui and Y. X. Qin, "A General Photo-Electro-Thermal Theory for Light Emitting Diode (LED) Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1967-1976, 2009.
- [43] J. Garcia, D. G. Lamar, M. A. Dalla-Costa, J. M. Alonso, and M. Rico-Secades, "An estimator of luminous flux for enhanced control of high brightness LEDs," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2008, pp. 1852-1856.
- [44] C. Biber, "LED Light Emission as a Function of Thermal Conditions," in *IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium 2008*, pp. 180-184.
- [45] S. Kitsinelis, L. Arexis-Boisson, Y. Zhang, and G. Zissis, "LED Flicker: A Drawback or an Opportunity?," *Optics and Photonics Journal* vol. 3, pp. 63-66, March 2013 2013.
- [46] A. Wilkins, J. Veitch, and B. Lehman, "LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, 2010, pp. 171-178.
- [47] B. Lehman and A. J. Wilkins, "Designing to Mitigate Effects of Flicker in LED Lighting: Reducing risks to health and safety," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 1, pp. 18-26, 2014.

8 - Referencias

- [48] *Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current ≤ 16 A Per Phase)*, IEC 61000-3-2, Part 3-2, 3rd ed., 2005.
- [49] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE Std 519-1992, 1993.
- [50] S. Cuk and R. D. Middlebrook, *Advances in sitched-mode power conversion* vol. Vol.1: Modeling, analysis and measurement, Vol.2: Switched-Mode Topologies. Pasadena: Editorial Teslaco, 1981.
- [51] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, (2nd ed.) Kluwer Academic ed., 2001.
- [52] T. S. Wu and M. Ehsani, "A versatile DC-DC and DC-AC converter with zero current soft switching," in *IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON*, 1993, pp. 1269-1274 vol.2.
- [53] J.-P. Ferrieux, E. Toutain, and H. Le-Huy, "A Multifunction DC-DC Converter as Versatile Power Conditioner," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 1037-1043, 1986.
- [54] M. Bodetto, A. Marcos-Pastor, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, and E. Vidal-Ildiarte, "Modified Ćuk Converter for High Performance Power Factor Correction Applications," *IET Power Electronics*, 2015.
- [55] T. Suntio and D. Gadoura, "Use of unterminated two-port modeling technique in analysis of input filter interactions in telecom DPS systems," in *Telecommunications Energy Conference, 2002. INTELEC. 24th Annual International*, 2002, pp. 560-565.
- [56] S. Singer and R. W. Erickson, "Canonical modeling of power processing circuits based on the POPI concept," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, pp. 37-43, 1992.
- [57] S. Singer, "Realization of loss-free resistive elements," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, pp. 54-60, 1990.
- [58] S. Singer, "The application of loss-free resistors in power processing circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, pp. 595-600, 1991.
- [59] A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, A. El Aroudi, R. Giral, J. Calvente, and R. Leyva, "Synthesis of loss-free resistors based on sliding-mode control and its applications in power processing," *Control Engineering Practice*, vol. 21, pp. 689-699, 2013.
- [60] R. Haroun, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and L. Martinez-Salamero, "Synthesis of Canonical Elements for Power Processing in DC Distribution Systems Using Cascaded Converters and Sliding-Mode Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 1366-1381, 2014.
- [61] J. Sebastian, M. Jaureguizar, and J. Uceda, "An overview of power factor correction in single-phase off-line power supply systems," in *IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON*, 1994, pp. 1688-1693 vol.3.
- [62] J. P. M. Figueiredo, F. L. Tofoli, and B. L. A. Silva, "A review of single-phase PFC topologies based on the boost converter " in *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON*, 2010, pp. 1-6.
- [63] C. P. Liu, C. K. Tse, N. K. Poon, B. M. H. Pong, and Y. M. Lai, "Synthesis of input-rectifierless AC/DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 176-182, 2004.
- [64] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of single-phase improved power quality AC-DC converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, pp. 962-981, 2003.
- [65] M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Analysis of AC-DC PFC Ćuk and SEPIC Converters for Low Power Applications with Regulated Output Current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015.
- [66] D. G. Lamar, J. Sebastian, M. Arias, and A. Fernandez, "On the Limit of the Output Capacitor Reduction in Power-Factor Correctors by Distorting the Line Input Current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 1168-1176, 2012.
- [67] J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando, A. Rodriguez-Alonso, and A. Fernandez, "Steady-State Analysis and Modeling of Power Factor Correctors With Appreciable Voltage Ripple in the Output-

8 - Referencias

- Voltage Feedback Loop to Achieve Fast Transient Response," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2555-2566, 2009.
- [68] U. Itkis, *Control systems of variable structure*, 1976.
- [69] V. Utkin, *Sliding modes and their application in variable structure systems*: Mir Publishers 1978.
- [70] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung, "Variable structure control: a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, pp. 2-22, 1993.
- [71] J. Calvente, "Control en Modo Deslizante Aplicado a Sistemas de Acondicionamiento de Potencia de Satélites," PhD Thesis, DEEEA, Universidad Politècnica De Catalunya, 2001.
- [72] H. Sira-Ramirez, "Sliding motions in bilinear switched networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 34, pp. 919-933, 1987.
- [73] Z. Kening, Z. Jian Guo, S. Yuvarajan, and W. Da Feng, "Quasi-Active Power Factor Correction Circuit for HB LED Driver," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1410-1415, 2008.
- [74] O. Lopez, L. Garcia de Vicuna, and M. Castilla, "Sliding mode control design of a boost high-power-factor pre-regulator based on the quasi-steady-state approach," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001*, pp. 932-935 vol.2.
- [75] Z. Lai and K. M. Smedley, "A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 501-510, 1998.
- [76] M. J. Kocher and R. L. Steigerwald, "An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, pp. 586-599, 1983.
- [77] J. A. Barrado, A. El Aroudi, H. Valderrama-Blavi, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Analysis of a Self-Oscillating Bidirectional DC-DC Converter in Battery Energy Storage Applications," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, pp. 1292-1300, 2012.
- [78] C. K. Tse and M. H. L. Chow, "Single stage high power factor converter using the Sheppard-Taylor topology," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 1996*, pp. 1191-1197 vol.2.
- [79] H. Y. Kanaan, K. Al-Haddad, A. Hayek, and I. Mougharbel, "Design, study, modelling and control of a new single-phase high power factor rectifier based on the single-ended primary inductance converter and the Sheppard-Taylor topology," *IET Power Electronics*, vol. 2, pp. 163-177, 2009.
- [80] J. Hernanz, L. Martinez-Salamero, A. Poveda, and E. Fossas, "Analysis of a Sliding-Mode Controlled SEPIC Converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 116, pp. 1140-1144, 1996.
- [81] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stage," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS Cleveland, OH, 1976*, pp. 73-89.
- [82] C. K. Tse and M. H. L. Chow, "New single-stage PFC regulator using the Sheppard-Taylor topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 842-851, 1998.
- [83] H. Y. Kanaan and K. Al-Haddad, "Design, study, modeling and control of a modified Sheppard-Taylor PFC," in *IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON, 2009*, pp. 856-862.
- [84] PSIM. Copyright 2001-2010 Powersim Inc. Available: <http://www.powersimtech.com>
- [85] M. Bodetto, A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, and A. El Aroudi, "Diseño de un LFR Basado en un Convertidor SEPIC Controlado en Modo Deslizante para Aplicación de HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI, Badajoz, Spain, 2011*.
- [86] M. Bodetto, A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, and A. El Aroudi, "Realización de un LFR Basado en un Convertidor Cuk para Aplicación en HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI, Guimarães, Portugal, 2012*.
- [87] M. Bodetto, A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, and A. El Aroudi, "Control de un convertidor Cuk en modo deslizante con histéresis variable para la reducción de las distorsiones armónicas," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI, Madrid, Spain, 2013*.

8 - Referencias

- [88] S. Funabiki, N. Toita, and A. Mechi, "A single-phase PWM AC to DC converter with a step up/down voltage and sinusoidal source current," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS* 1991, pp. 1017-1022 vol.1.
- [89] M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "High performance hysteresis modulation technique for high-order PFC circuits," *Electronics Letters*, vol. 50, pp. 113-114, 2014.
- [90] M. Bodetto, A. El Aroudi, L. Martinez-Salamero, and A. Cid-Pastor, "Convertidor Sheppard-Taylor Controlado en Modo Deslizante con Corrección de Factor de Potencia para aplicaciones HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Tangier, Morocco, 2014.
- [91] M. Bodetto, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and L. Martinez-Salamero, "Modificación de la Ventana Histéresis para Reducción de la THD y Dimerizado de los HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Zaragoza, Spain, 2015.
- [92] M. Bodetto, A. Marcos-Pastor, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, and E. Vidal-Idiarte, "Convertidor Cúk Modificado con Baja Distorsión Armónica para Corrector de Factor de Potencia," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Zaragoza, Spain, 2015.
- [93] M. Bodetto, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and L. Martinez-Salamero, "Improvement in the Dimerization Range of a High-Order PFC HBLED Driver, based in Hysteresis Modulation Technique," *Electronics Letters*, submitted.
- [94] J. Millan, P. Godignon, X. Perpina, A. Perez-Tomas, and J. Rebollo, "A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 2155-2163, 2014.
- [95] M. Ali, M. Orabi, M. E. Ahmed, and A. El Aroudi, "Design consideration of modified SEPIC converter for LED lamp driver," in *IEEE 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG*, 2010, pp. 394-399.
- [96] L. Petersen, "Input-current-shaper based on a modified SEPIC converter with low voltage stress," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC* 2001, pp. 666-671 vol.2.
- [97] E. H. Ismail, A. J. Sabzali, and M. A. Al-Saffar, "A High-Quality Rectifier Based on Sheppard-Taylor Converter Operating in Discontinuous Capacitor Voltage Mode," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 38-48, 2008.
- [98] A. Marcos-Pastor, M. Bodetto, A. El Aroudi, E. Vidal-Idiarte, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Discrete-time sliding mode control of SEPIC and Cúk converters supplying HBLEDs," in *IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL*, Santander, Spain, 2014, pp. 1-5.
- [99] A. Marcos-Pastor, M. Bodetto, A. El Aroudi, E. Vidal-Idiarte, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Control Deslizante en Tiempo Discreto de Convertidores SEPIC y Cúk para HBLEDs," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Tangier, Morocco, 2014.
- [100] A. Marcos-Pastor, E. Vidal-Idiarte, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Digital Loss-Free Resistor for power factor correction applications," in *IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON*, 2013, pp. 3468-3473.
- [101] E. Vidal-Idiarte, A. Marcos-Pastor, G. Garcia, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Discrete-time sliding-mode-based digital pulse width modulation control of a boost converter," *IET Power Electronics*, vol. 8, pp. 708-714, 2015.
- [102] A. Marcos-Pastor, "Design and Control of a Battery Charger for Electric Vehicle " PhD Thesis, DEEEA, URV, 2015.
- [103] A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, N. Parody, and A. E. Aroudi, "Analysis and design of a loss-free resistor based on a boost converter in PWM operation," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS*, 2010, pp. 2742-2745.
- [104] L. Martinez, A. Poveda, J. Majo, and L. Garcia de Vicuña, "Lie Algebras Modelling of Bidirectional Switching Converters," in *European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD*, Davos, Switzerland, 1993, pp. 1425-1429.

8 - Referencias

- [105] J. Majo, L. Martinez, A. Poveda, L. G. de Vicuna, F. Guinjoan, A. F. Sanchez, M. Valentin, and J. C. Marpinard, "Large-signal feedback control of a bidirectional coupled-inductor Cuk converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, pp. 429-436, 1992.
- [106] M. Bodetto, A. Marcos-Pastor, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, E. Vidal-Idiarte, and L. Martinez-Salamero, "Bifurcations, Coexisting Attractors and Chaotic Dynamics in a Digitally Controlled Ćuk Converter Supplying HBLEDs " in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI*, Tangier, Morocco, 2014.

