



# **INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CELAYA**

---

---

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**TÉCNICA DE REDUCCIÓN DE ESFUERZOS PARA UN  
CONVERTIDOR REDUCTOR ELEVADOR DOBLE**

**TESIS**

**PARA OBTENER EL GRADO DE:**

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**PRESENTA**

**PABLO ISRAEL GUZMÁN TAFOYA**

**DIRECTOR DE TESIS:**

**DR. NIMROD VÁZQUEZ NAVA**

**CO-DIRECTOR DE TESIS:**

**DR. RENÉ OSORIO SÁNCHEZ**

Celaya, Guanajuato, México, Diciembre 2017.

<b>Agradecimientos</b> .....	1
<b>Introducción</b> .....	2
<b>Resumen</b> .....	5
<b>Abstract</b> .....	6
<b>1. Estado del arte</b> .....	7
<b>1.1 LEDs</b> .....	7
<b>1.2 Convertidores CD-CD</b> .....	7
<b>1.3 Snubbers</b> .....	8
<b>1.4 Conmutación dura y conmutación suave</b> .....	8
<b>1.5 Factor de potencia</b> .....	9
<b>1.6 Contenido armónico total</b> .....	9
<b>1.7 Topologías de convertidores integrados para iluminación LED</b> ...	10
1.7.1 Topología modular .....	10
1.7.2 Topología Buck-Boost Buck .....	11
1.7.3 Topología Boost-Flyback.....	11
<b>1.8 Topologías de snubbers</b> .....	12
1.8.1 Célula snubber para convertidores no aislados.....	12
1.8.2 Snubber sin pérdidas para convertidores Boost.....	12
1.8.3 Snubber pasivo sin pérdidas con interruptor único.....	13
1.8.4 Snubber pasivo para la reducción de pérdidas por conmutación en un convertidor Boost.....	13
1.8.5 Snubber pasivo para convertidor Buck-Boost compuesto de un circuito resonante.....	14
1.8.6 Snubber resonante para convertidor Boost de alta frecuencia.....	15
1.8.7 Snubber pasivo para conmutación suave en convertidores Boost	15
1.8.8 Snubber pasivo resonante para convertidor Boost.....	16

<b>2. Análisis y diseño de convertidor</b> .....	17
<b>2.1. Convertidor Reductor-Elevador Doble (CRED)</b> .....	17
<b>2.2. Convertidor Reductor-Elevador Doble con snubbers</b> .....	21
2.2.1 Snubber de voltaje .....	21
2.2.2 Snubber de corriente .....	24
<b>3. Resultados de simulación y experimentales</b> .....	26
<b>3.1 Simulación</b> .....	27
<b>3.2 Pruebas experimentales</b> .....	31
3.2.1 Conmutación dura .....	31
3.2.1.1 Interruptores de Silicio a potencia media .....	31
3.2.1.2 Interruptores de Carburo de Silicio a potencia media .....	36
3.2.1.3 Interruptores de Carburo de Silicio a potencia nominal.....	40
3.2.2 Conmutación suave.....	43
3.2.2.1 Interruptor de silicio a potencia media.....	43
3.2.2.2 Interruptor de Carburo de Silicio a potencia media .....	48
3.2.2.3 Interruptor de Carburo de Silicio a potencia nominal .....	53
<b>3.3 Discusión de resultados</b> .....	59
3.3.1 Pruebas térmicas. ....	61
<b>Conclusiones</b> .....	65
<b>Referencias</b> .....	66

## Índice de Figuras.

Fig. 1.1. Formas de onda de voltaje y corriente de un MOSFET en conmutación dura.....	8
Fig. 1.2. Señales de corriente y voltaje con conmutación suave en un MOSFET.	9
Fig. 1.3. Topología de circuito SEPIC-Buck. ....	10
Fig. 1.4. Topología del convertidor Buck-Boost Buck.....	11
Fig. 1.5 Topología del Boost-Flyback. ....	11
Fig. 1.7. Topología del snubber para convertidores Boost. ....	13
Fig. 1.8. Circuito de snubber pasivo sin pérdidas.....	13
Fig. 1.9. Circuito de snubber pasivo para convertidor Boost. ....	14
Fig. 1.10. Circuito de snubber pasivo para convertidor Boost. ....	14
Fig. 1.11. Célula snubber para convertidor Boost. ....	15
Fig. 1.13. Célula snubber para convertidor Boost. ....	16
Fig. 2.1. Esquemático del CRED.....	17
Fig. 2.2. Se muestran los circuitos equivalentes del CRED.. ....	18
Fig. 2.3. Formas de onda esperadas del CRED.....	19
Fig. 2.4. Circuito con topologías snubber propuestas .....	22
Fig. 2.5. Formas de onda esperadas del convertidor con circuitos auxiliares. .	23
Fig. 2.6. Modos de operación del convertidor con circuitos snubber.....	25
Fig. 3.1. Pulsos de activación de los interruptores $S_1$ , $S_2$ y $S_3$ . ....	27
Fig. 3.2. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal. .	28
Fig. 3.3. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado. ....	28
Fig. 3.4. Voltaje y corriente en el apagado del interruptor. ....	29
Fig. 3.5. Voltaje y corriente de entrada.....	29
Fig. 3.6. Corrientes en inductor $L_1$ y $L_s$ .....	30

Fig. 3.7. Corrientes en inductor $L_2$ y $L_s$ .....	30
Fig. 3.8. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal. .	31
Fig. 3.9. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.....	32
Fig. 3.10. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado. ....	33
Fig. 3.11. Voltaje y corriente de entrada.....	33
Fig. 3.12. Voltaje y corriente de salida. ....	34
Fig. 3.13. Corrientes en inductor $L_1$ y $L_2$ .....	35
Fig. 3.14. Distorsión armónica total. ....	35
Fig. 3.15. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.	36
Fig. 3.16. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.....	37
Fig. 3.17. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado. ....	37
Fig. 3.18. Voltaje y corriente de entrada.....	38
Fig. 3.19. Voltaje y corriente de salida. ....	39
Fig. 3.21. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.	40
Fig. 3.22. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.....	41
Fig. 3.23. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado. ....	41
Fig. 3.24. Voltaje y corriente de entrada.....	42
Fig. 3.26. Distorsión armónica total. ....	42
Fig. 3.27. Señales de activación.....	43
Fig. 3.29. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.....	45

Fig. 3.30. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado. ....	45
Fig. 3.31. Voltaje y corriente de entrada.....	46
Fig. 3.32. Voltaje y corriente de salida. ....	47
Fig. 3.33. Corrientes en los inductores $L_1$ y $L_s$ .....	47
Fig. 3.35. Distorsión armónica total. ....	48
Fig. 3.36. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.49	
Fig. 3.37. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.....	50
Fig. 3.38. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado. ....	50
Fig. 3.39. Voltaje y corriente de salida. ....	51
Fig. 3.40. Corrientes en los inductores $L_1$ y $L_s$ .....	52
Fig. 3.41. Corrientes en los inductores $L_2$ y $L_s$ .....	52
Fig. 3.42. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.53	
Fig. 3.43. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.....	54
Fig. 3.44. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado. ....	54
Fig. 3.45. Voltaje y corriente de entrada.....	55
Fig. 3.46. Voltaje y corriente de salida. ....	56
Fig. 3.47. Corrientes en los inductores $L_1$ y $L_s$ . ....	57
Fig. 3.48. Corrientes en los inductores $L_2$ y $L_s$ .....	57
Fig. 3.49 Distorsión armónica total. ....	58
Fig. 3.50. Curva de eficiencia para el circuito sin snubbers y con Si.....	59
Fig. 3.51. Curva de eficiencia para el circuito sin snubbers y con SiC. ....	60

Fig. 3.52. Curva de eficiencia para el circuito con snubbers y con Si.....	60
Fig. 3.53. Curva de eficiencia para el circuito con snubbers y con SiC. ....	61
Fig. 3.54. Imagen térmica del convertidor con conmutación dura. ....	62
Fig. 3.55. Imagen térmica del convertidor con conmutación suave.....	63
Fig. 3.56. Temperatura del núcleo con un alambre. ....	64
Fig. 3.57. Temperatura del núcleo con hilo de Litz. ....	64

### **Índice de tablas**

Tabla 1.1. Valores de porcentaje de armónicos. ....	3
Tabla 3.1 Datos del convertidor.....	26

## **Agradecimientos**

A quién más podría agradecer sino a mi familia. Ellos que siempre han estado ahí para mí.

A mi madre, Ana Rosa, y a mi padre, Heriberto, quienes, con sus sacrificios, me han permitido alcanzar este grado académico. Ellos que han estado ahí en los buenos momentos y, más importante aún, en los complicados.

A mi hermana, Iver, que, a pesar de la distancia, ha estado conmigo en espíritu, sosteniéndome

A mis profesores, tanto de licenciatura como de maestría, por darme la oportunidad de continuar con mis estudios en este posgrado y por la paciencia mostrada. Sus conocimientos me han mostrado que aún hace falta mucho camino por recorrer.

A mis asesores y revisores. El Dr. Nimrod Vázquez Nava, el Dr. René Osorio Sánchez, el Dr. Elías J. J. Rodríguez Segura y el M. C. Héctor J. C. López Tapia, por dedicarme de su tiempo.

A mis compañeros de generación, Alejandro, Ángel, J.J., Jorge, Miriam y Miyuki, con los que pasé momentos agradables, sin importar las preocupaciones escolares.

De igual manera, agradezco a mis amigos de la licenciatura, los cuales siempre creyeron en mí, incluso cuando yo no lo hacía.

Agradezco a CONACyT, institución que brindó el apoyo económico necesario para que haya podido concluir los estudios realizados.

Finalmente, se agradece al Fondo de Sustentabilidad Energética por su apoyo a través del proyecto 233755, "Laboratorio Experimental de Micro Redes de CD".

## Introducción

En los últimos años los sistemas de iluminación eléctricos han comenzado a evolucionar. Las bombillas eléctricas dominaron la manera de alumbrar los espacios por más de un siglo, sin embargo la baja eficiencia en la conversión de energía eléctrica en luz visible de estos elementos hizo que su tiempo de utilización llegara a su fin. Éstas fueron reemplazadas por las lámparas fluorescentes y las lámparas de haluro metálico, que, de igual manera, presentan limitaciones en su utilización, principalmente por los materiales tóxicos que se utilizan para su elaboración y funcionamiento. No obstante las lámparas LED han probado tener ventajas con respecto a otros sistemas eléctricos de iluminación [1].

Las mejoras que presenta la iluminación LED se observan en la construcción, ya que no se utilizan materiales tóxicos para su elaboración, el empaquetado que presentan es de tamaño reducido y la eficiencia general en la conversión de energía eléctrica a luz visible es elevada [2, 3].

La limitación principal que presentan las luminarias LED es la necesidad de un dispositivo que permita controlar la corriente directa que circula a través del mismo. Éste debe cumplir ciertas características como un rizo de corriente pequeño y, si está conectado a la red eléctrica, asegurar un factor de potencia elevado y una distorsión armónica total (THD) reducida según lo menciona la norma IEC 61000-3-2, que sugiere un valor máximo de distorsión armónica para diferentes armónicos individuales, mostrados en la Tabla 1.1 [4], con el objetivo de garantizar un mejor aprovechamiento de la energía eléctrica que se utiliza.

Los elementos utilizados para la regulación de corriente son, generalmente, convertidores de corriente directa a corriente directa (CD-CD). Este tipo de convertidores transforman los niveles de voltaje y corriente continua en la entrada en diferentes valores de los mismos a la salida, buscando mantener la potencia entre la entrada y la salida. La conexión de estas topologías a la red eléctrica requiere de una conversión CA-CD como primera etapa.

Una de las maneras que se utilizan para obtener un factor de potencia elevado es la utilización de un inductor que se opere en modo de conducción discontinua (MCD) debido a que la forma de la corriente RMS resultante de la carga y descarga del inductor es de forma senoidal y en fase con la señal de voltaje de entrada.

Tabla 1.1. Valores de porcentaje de armónicos individuales según la norma IEC

Orden de armónico (n)	Máximo valor expresado como un porcentaje de la corriente fundamental de entrada para luminarias
3	30*F.P.
5	10
7	7
9	5
11-39	3

Debido a que las luminarias LED requieren de un bajo rizo de corriente los convertidores utilizados para el propósito manejan dos etapas, la primera se encarga de mantener un factor de potencia elevado y la segunda de mantener un rizo de corriente reducido.

Las topologías integradas conectan dos convertidores, son utilizadas para cumplir con los objetivos de la calidad de la energía y del rizo de corriente ya que se utilizan dos convertidores en cascada para asegurar dicha meta.

El convertidor Reductor-Elevador Doble (CRED), utilizado en este proyecto, maneja dos convertidores reductores-elevadores conectados en cascada con un solo interruptor. Sin embargo, las corrientes y voltajes de ambas etapas se suman, generando grandes esfuerzos en el interruptor.

Con el fin de aliviar las pérdidas por conmutación causadas por las señales de voltaje y corriente concentrados en el interruptor, se plantea una técnica de

conmutación suave con voltaje cero y con corriente cero a través de circuitos auxiliares llamados snubbers.

Los snubbers son circuitos que permiten modificar las señales de voltaje y corriente en un dispositivo con la finalidad de disminuir las pérdidas.

Existen snubbers activos y pasivos, así como snubbers disipativos y sin pérdidas. Los snubbers pasivos cuentan con elementos pasivos como inductores, capacitores y diodos. Los activos cuentan con interruptores para asegurar su funcionamiento. Los snubbers disipativos tienen componentes, como resistencias, donde se disipa la energía, mientras tanto, los circuitos sin pérdidas reciclan la energía almacenada en los elementos hacia el resto del circuito.

## Resumen

En este documento se presenta una técnica de conmutación suave para el convertidor Reductor-Elevador Doble (CRED) con aplicación en lámparas LED.

El convertidor consta de una topología Reductora-Elevadora de dos etapas que presenta un interruptor principal y salida positiva.

La primera etapa, conectada a la red eléctrica, contiene un inductor que opera en modo de conducción discontinua (MCD), permitiendo alcanzar naturalmente un factor de potencia elevado.

La segunda etapa busca mejorar la respuesta dinámica de la corriente en la lámpara LED de 69 W a 750 mA trabajando en modo de conducción continua (MCC), obteniendo así, un rizo de corriente pequeño a la salida del convertidor.

La topología, al ser una integración de dos convertidores, presenta una concentración de esfuerzos en el interruptor cuando se activa con conmutación dura.

La técnica de conmutación suave propuesta consiste en un snubber activo de voltaje y un snubber pasivo de corriente que busca modificar las señales en el transistor, de voltaje en el apagado y de corriente en el encendido.

El snubber pasivo de corriente consta de un inductor y un capacitor que permiten un camino para que la corriente del inductor trabajando en modo de conducción continua no afecte al interruptor.

El snubber activo de voltaje coloca en paralelo un capacitor que se carga al momento de apagar el interruptor principal, permitiendo una conmutación suave en voltaje en el apagado del mismo.

## **Abstract**

In this document it is presented a soft switching technique for the Integrated Double Buck-Boost Converter (IDBB) for LED lamps application.

This converter is made of two Buck-Boost cascaded converters, featuring a main switch and positive output.

First stage is connected to the grid, and is composed of an inductor operating in discontinuous conduction mode (DCM), allowing to achieve a high power factor naturally.

Second stage improves the 69W, 750mA LED lamp current dynamic response, by working in continuous conduction mode (CCM), accomplishing a small current ripple in the output.

This topology is the integration of two converters, having the drawback of a stress concentration in the main switch, when activated with hard switching.

The proposed soft switching technique formed by an active voltage snubber and a passive current snubber modifies the voltage, at the turn off, and current signals, in the turn on, within the transistor.

The passive current snubber includes an inductor and a capacitor, giving the current a path to flow from the inductor working in continuous conduction mode.

Voltage snubber connects in parallel a capacitor which is charged when the main switch is turned off, allowing soft switching in the turn off transient.

## **1. Estado del arte**

### **1.1 LEDs**

Los LEDs (Light Emitting Diodes) son dispositivos semiconductores que emiten luz monocromática cuando se polarizan de manera directa.

El funcionamiento de los LEDs se basa en el dopaje de cristales semiconductores con materiales metálicos. Al aplicar energía a través de la conducción de corriente eléctrica los electrones sobrantes del dopaje N, pasan a la banda de conducción, combinándose con una parte hueca en el dopaje P, liberando energía en forma de radiación electromagnética, que se manifiesta en forma de luz.

El color que generan los LEDs depende de la cantidad de energía que se convierte en luz.

Los LEDs presentan ventajas con respecto a otros sistemas de iluminación. Entre ellas se pueden mencionar el tamaño de los dispositivos, el material con el que están hecho que no incluye sustancias tóxicas o frágiles, y presentan reducción en la emisión de luz no visible.

Sin embargo, los LEDs también presentan limitaciones, siendo la principal de éstas la necesidad de controladores que aseguren el correcto funcionamiento de los elementos [5].

### **1.2 Convertidores CD-CD**

Son convertidores de potencia que permiten cambiar valores de CD en una entrada a diferentes valores, igualmente de CD, a la salida.

Los convertidores de este tipo presentan una serie de características que los diferencia de los reguladores lineales de voltaje, por ejemplo, estos últimos no tienen dispositivos conmutables en alta frecuencia, sus aplicaciones se orientan a baja potencia y el voltaje de entrada debe ser mayor al voltaje de salida. Por el

contrario, los convertidores CD-CD conmutados permiten regular el voltaje de salida de acuerdo a las variaciones en la carga o en el voltaje de entrada y reducir los rizados de voltaje y corriente necesarios para la operación de las cargas conectadas, por citar algunos [6].

### 1.3 Snubbers

Los circuitos snubber o amortiguadores permiten modificar las formas de onda existentes en los interruptores controlables.

Existen tres tipos de circuitos snubber que depende de la aplicación [7].

- Para minimizar la sobrecorriente en el encendido de los dispositivos.
- Para disminuir la sobretensión en el apagado de los elementos.
- Para evitar que las señales de voltaje y corriente de los componentes no se empalmen, reduciendo el esfuerzo en los mismos.

### 1.4 Conmutación dura y conmutación suave

En los convertidores de potencia los interruptores sufren de esfuerzos elevados generados por la conmutación. Durante las transiciones, el voltaje y la corriente mantienen un tiempo de empalme en el cual se disipa potencia en el interruptor, como se muestra en la Fig. 1.1.

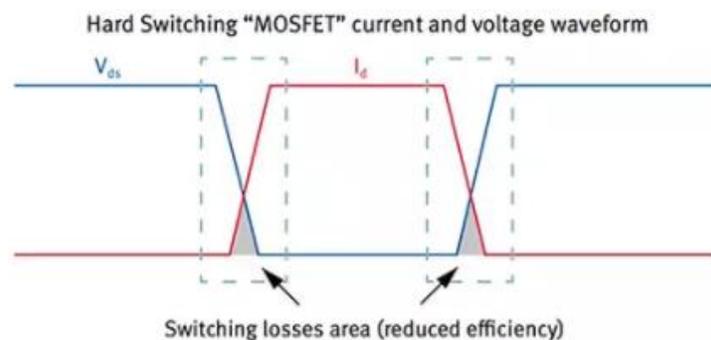


Fig. 1.1. Formas de onda de voltaje y corriente de un MOSFET en conmutación dura.

La conmutación suave se alcanza la conmutación con corriente cero o voltaje cero, dependiendo del circuito utilizado. Esto indica que la conmutación iniciará o terminará en cantidades de voltaje o corriente nulas o cercanas a cero, como se observa en la Fig. 1.2 [8].

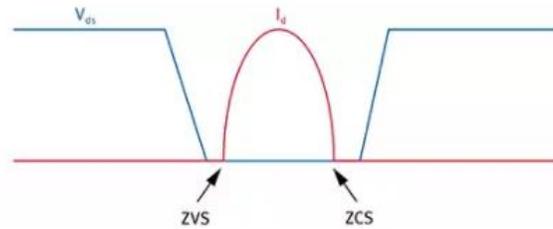


Fig. 1.2. Señales de corriente y voltaje con conmutación suave en un MOSFET.

## 1.5 Factor de potencia

El factor de potencia es la efectividad que tiene una carga para absorber la potencia real o activa. Es decir, es un parámetro cuantificador de la calidad de una forma de onda y se obtiene a través de la relación de la potencia activa disipada en la carga y la potencia suministrada a un circuito, como se muestra en la ecuación 1.1 [9].

$$F.P. = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v_g i_g dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_g^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_g^2 dt}} \quad (1.1)$$

## 1.6 Contenido armónico total

Una señal periódica puede descomponerse matemáticamente en una suma de señales sinusoidales con diferentes amplitudes y fases, cuya frecuencia es un múltiplo de la frecuencia fundamental.

El índice de distorsión armónica total permite saber cuál es la deformación de una señal con respecto a la señal fundamental de la misma [10]. La manera en la que se calcula la distorsión armónica total se muestra en (1.2).

$$THD = \sqrt{\sum_{i=2}^n \left(\frac{V_i}{V_1}\right)^2} \quad (1.2)$$

En donde  $V_i$  es la amplitud correspondiente al armónico y  $V_1$  es la amplitud de la señal sinusoidal fundamental.

## 1.7 Topologías de convertidores integrados para iluminación LED

Las topologías integradas, como son conocidas, permiten combinaciones entre topologías de circuitos. Estos buscan mejorar las características presentes en los convertidores de topologías convencionales [11].

### 1.7.1 Topología modular

Esta topología, mostrada en la Fig. 1.3, busca implementar un convertidor SEPIC en cascada con un convertidor Buck. El primero se encarga de manejar un corrector de factor de potencia, por su parte, el convertidor Buck es el designado para entregar energía a la carga. Esta topología entrega 25 W por módulo, es decir, si la carga requiere de una potencia mayor, se utiliza una mayor cantidad de unidades para alcanzar dicha potencia [12].

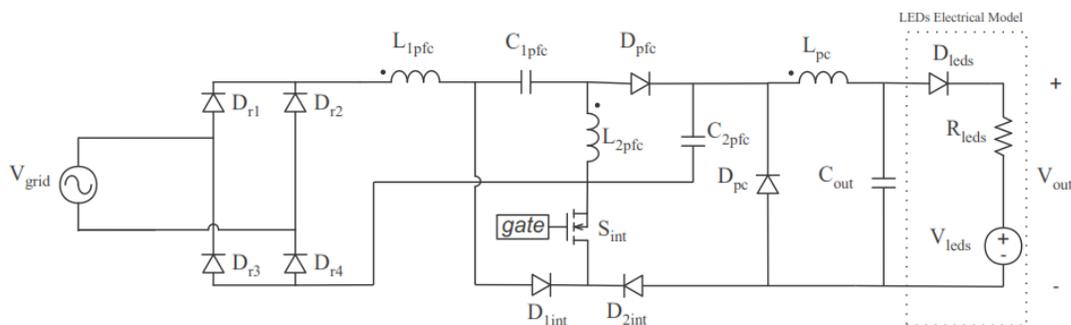


Fig. 1.3. Topología de circuito SEPIC-Buck.

### 1.7.2 Topología Buck-Boost Buck

Esta topología está conformada por un convertidor Buck-Boost como primera etapa, permitiendo un factor de potencia elevado, así como un convertidor Buck, que se encargará de entregar energía a la carga, en este caso, una lámpara LED de 100 W. La Fig. 1.4 muestra la topología del convertidor Buck-Boost Buck [13].

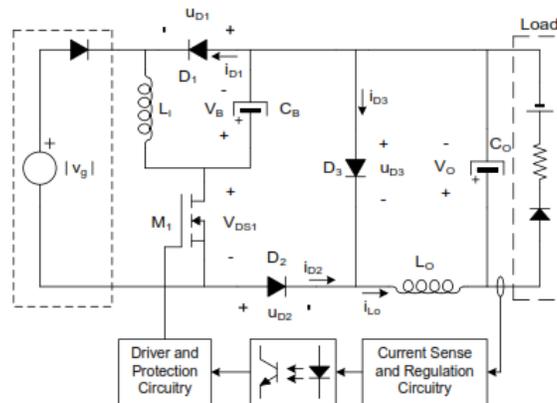


Fig. 1.4. Topología del convertidor Buck-Boost Buck.

### 1.7.3 Topología Boost-Flyback

Esta topología se basa en la combinación de una primera etapa tipo Boost y una etapa de salida tipo Flyback a 60 W de potencia. La primera etapa pretende funcionar con un factor de potencia elevado a partir de un inductor que funciona en MCC y un capacitor de baja capacitancia que alimenta la segunda etapa. En la Fig. 1.5 se puede observar la topología utilizada [14].

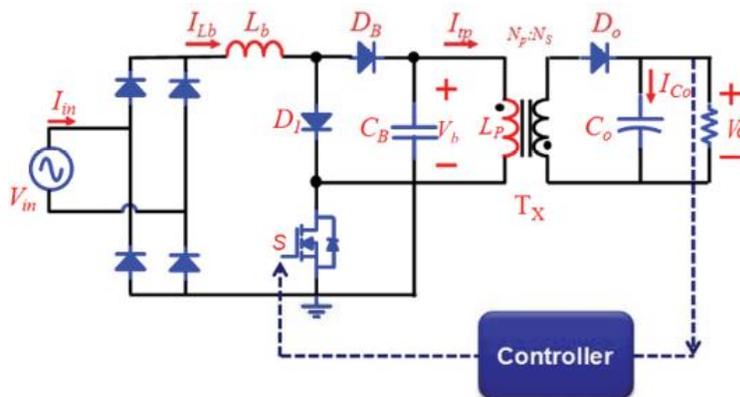


Fig. 1.5 Topología del Boost-Flyback.

## 1.8 Topologías de snubbers

### 1.8.1 Célula snubber para convertidores no aislados

Este circuito snubber, mostrado en la Fig. 1.6, pretende conmutar con voltaje cero en el apagado y una conmutación en casi cero corriente durante el encendido. La célula se compone de dos capacitores, tres diodos y un inductor. De igual manera, busca reducir la interferencia electromagnética generado por los  $dv/dt$  en el apagado y los  $di/dt$  durante el encendido al permitir la conmutación suave [15].

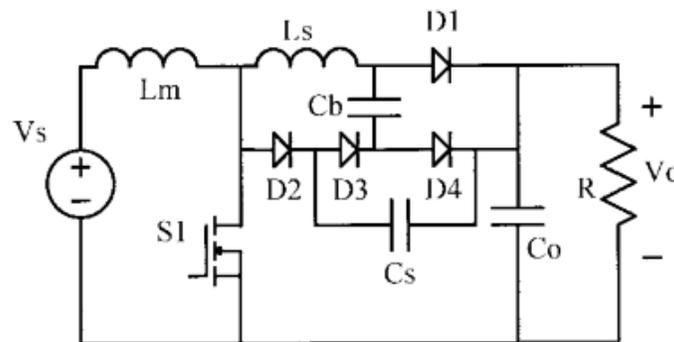


Fig. 1.6. Topología de snubber pasivo.

### 1.8.2 Snubber sin pérdidas para convertidores Boost

Esta topología se basa en la carga y descarga de un capacitor con la ayuda de dos interruptores y de dos diodos que permiten dar un camino a la corriente para descargar el capacitor. Los interruptores auxiliares conmutan a la mitad de la frecuencia del interruptor principal, generando que el capacitor se cargue durante una conmutación del interruptor principal y descargándose en el siguiente ciclo para permitir la conmutación suave del voltaje Drain-Source o Colector-Emisor del interruptor. La Fig. 1.7 muestra el circuito de este snubber [16].

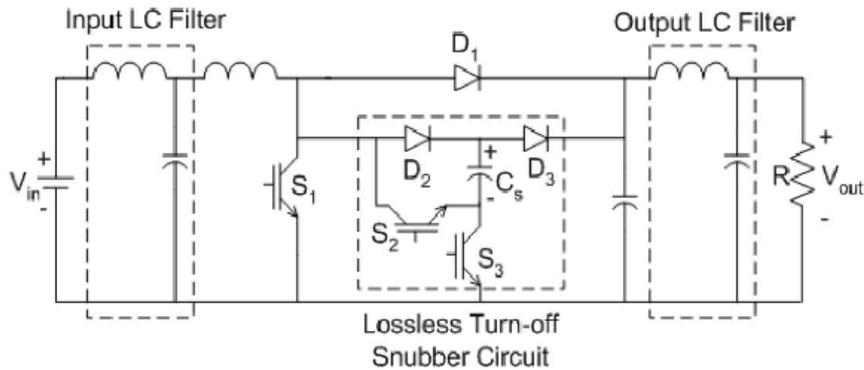


Fig. 1.7. Topología del snubber para convertidores Boost.

### 1.8.3 Snubber pasivo sin pérdidas con interruptor único

En esta topología, que se aprecia en la Fig. 1.8, se observan tres inductores, un capacitor y cuatro diodos, que constituyen una célula snubber que permite la conmutación suave en voltaje y corriente. El funcionamiento se basa en la carga del inductor  $L_{s1}$ , que permite conmutar suavemente en corriente, así como el capacitor  $C_s$ , que permite la conmutación en casi cero voltaje [17].

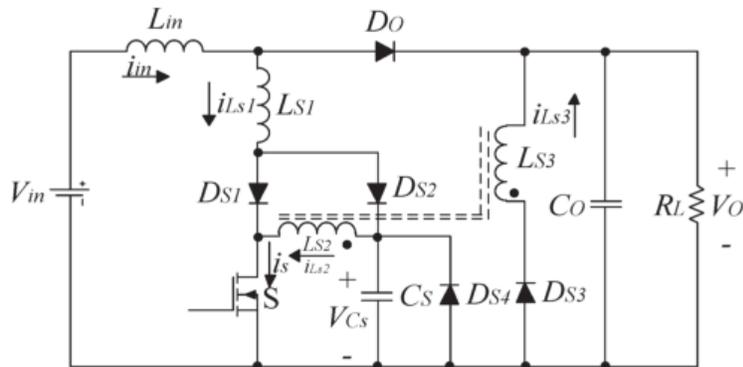


Fig. 1.8. Circuito de snubber pasivo sin pérdidas.

### 1.8.4 Snubber pasivo para la reducción de pérdidas por conmutación en un convertidor Boost

En la Fig. 1.9 se muestra la topología encargada de la reducción de pérdidas en el IGBT de un Boost de 300 W. El snubber está compuesto del inductor  $L_r$ , dos capacitores y dos diodos. El funcionamiento se basa en la carga de un inductor para lograr conmutación con corriente cero en el encendido del interruptor,

mientras que, la carga del capacitor  $C_1$  permite la conmutación con voltaje cero [18].

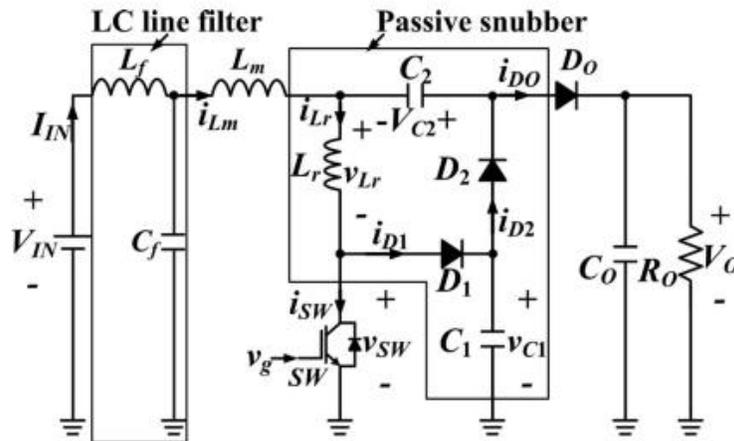


Fig. 1.9. Circuito de snubber pasivo para convertidor Boost.

### 1.8.5 Snubber pasivo para convertidor Buck-Boost compuesto de un circuito resonante

Se propone una topología, que se observa en la Fig. 1.10, consta de dos inductores, uno de los cuales está acoplado con el inductor principal. Esta topología actúa sobre el voltaje Drain-Source o Colector-Emisor del interruptor. Sin embargo no logra la conmutación con voltaje cero [19].

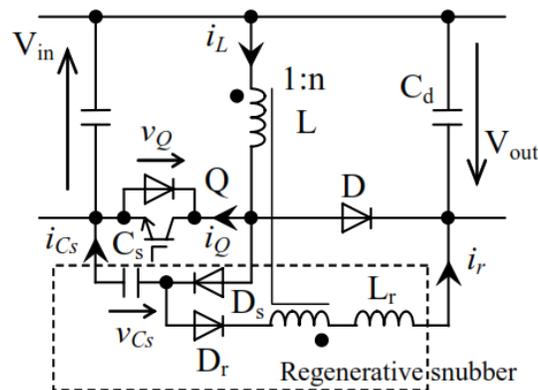


Fig. 1.10. Circuito de snubber pasivo para convertidor Boost.

### 1.8.6 Snubber resonante para convertidor Boost de alta frecuencia

La Fig. 1.11 muestra un circuito snubber activo compuesto de un inductor, dos capacitores, dos diodos y un interruptor. El capacitor  $C_s$  permite obtener conmutación suave con voltaje cero en el encendido y apagado del interruptor, agregando además conmutación con corriente cero en el encendido [20].

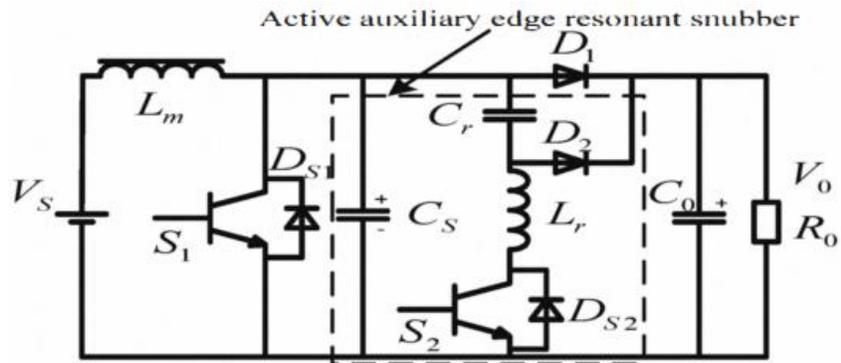


Fig. 1.11. Célula snubber para convertidor Boost.

### 1.8.7 Snubber pasivo para conmutación suave en convertidores Boost

Esta topología, mostrada en la Fig. 1.12, permite la conmutación suave en un convertidor Boost de 600 W con una frecuencia de conmutación de 20 kHz. El circuito consta de cinco diodos adicionales, dos capacitores y dos inductores. Los capacitores se cargan cuando el interruptor se apaga, permitiendo la conmutación con voltaje cero [21].

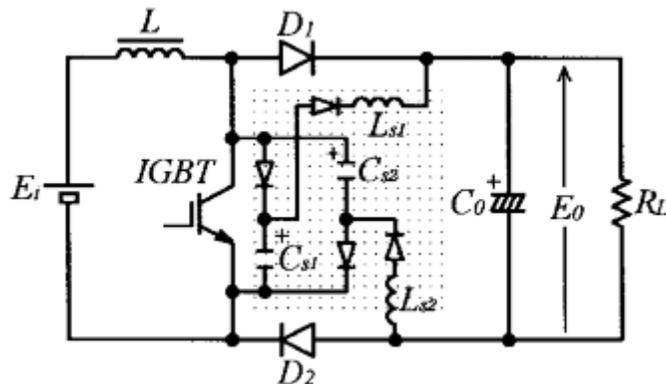


Fig. 1.12. Célula snubber para convertidor Boost.

### 1.8.8 Snubber pasivo resonante para convertidor Boost

Esta topología, mostrada en la Fig. 1.13, permite la conmutación suave en un convertidor Boost de 600 W con una frecuencia de conmutación de 20 kHz. El circuito consta de cinco diodos adicionales, dos capacitores y dos inductores. Los capacitores se cargan cuando el interruptor se apaga, permitiendo la conmutación con voltaje cero [22].

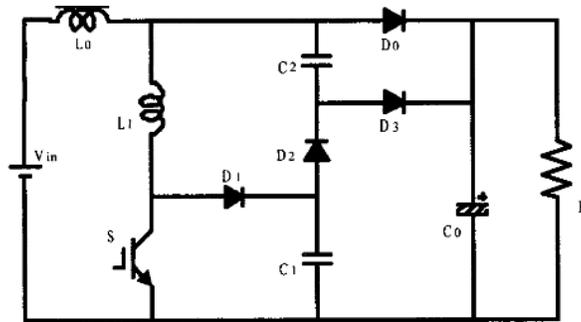


Fig. 1.13. Célula snubber para convertidor Boost.

## 2. Análisis y diseño de convertidor

### 2.1. Convertidor Reductor-Elevador Doble (CRED)

En la Fig. 2.1 se muestra el CRED, conectado a la línea eléctrica. Éste se compone de dos etapas Reductor-Elevadoras integradas compartiendo el interruptor principal S1 [23].

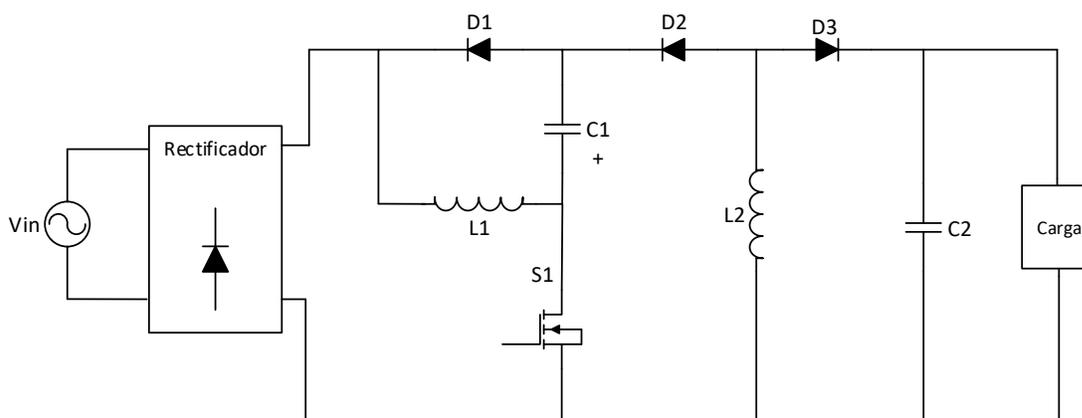
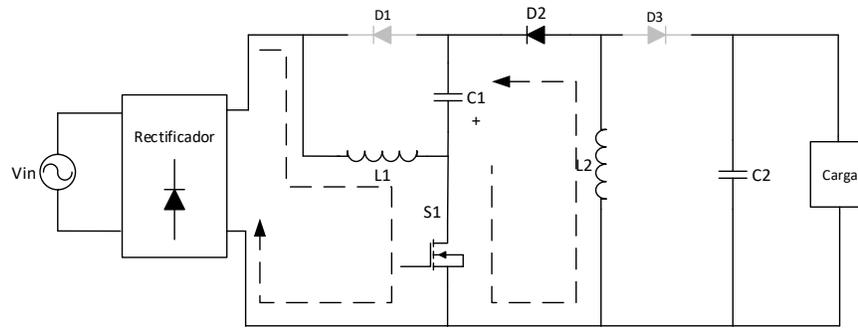


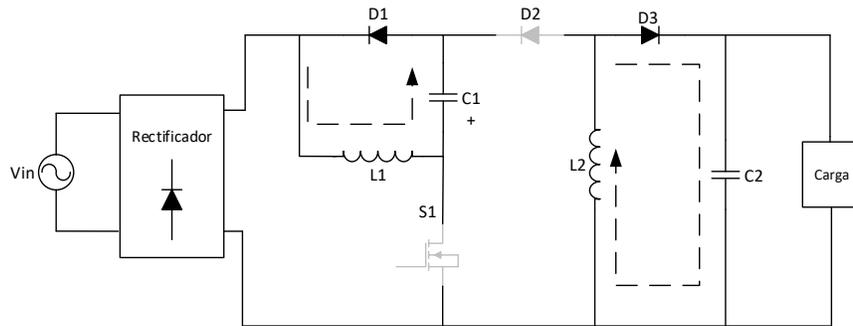
Fig. 2.1. Esquemático del CRED.

La primera etapa consiste en un rectificador de onda completa y un convertidor Reductor-Elevador flotado. La primera parte reducirá el rizo de voltaje para la alimentación del segundo subcircuito mientras se asegura un factor de potencia elevado debido al inductor que opera en modo de conducción discontinua. El inductor  $L_1$ , el capacitor  $C_1$  y el diodo  $D_1$  conforman la primera etapa. El segundo segmento y la salida de la topología se conforma por el inductor  $L_2$ , el capacitor  $C_2$  y el diodo  $D_3$ . El interruptor  $S_1$  y el diodo  $D_2$  sirven como eslabones para la unión de ambos subcircuitos.

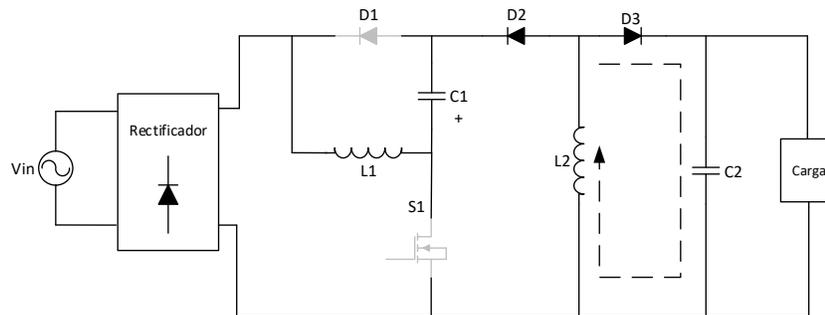
El convertidor consta de tres modos de operación. Los subcircuitos se muestran en Fig. 2.2, mientras que las formas de onda esperadas se observan en Fig. 2.3. Al encender el interruptor  $S_1$  en  $t_0$  se genera el primer modo de operación.



a)



b)



c)

Fig. 2.2. Se muestran los circuitos equivalentes del CRED. En a) se observa el intervalo  $t_0$  a  $t_1$ , en b) el intervalo  $t_1$  a  $t_2$  y en c) el intervalo  $t_2$  a  $t_3$ .

El inductor  $L_1$  se carga con el voltaje rectificado de entrada, mientras que el capacitor  $C_1$  descarga la energía almacenada en  $L_2$  y el capacitor  $C_2$  entrega voltaje a la carga. El segundo modo de operación entra en funcionamiento cuando  $S_1$  se apaga en  $t_1$ ; en ese instante, el diodo  $D_1$  se polariza directamente permitiendo que el inductor  $L_1$  se descargue sobre el capacitor  $C_1$  y el inductor  $L_2$  se descargue igualmente sobre el capacitor  $C_2$  con la polarización directa del

diodo  $D_3$  y el apagado del diodo  $D_2$ . El tiempo  $D_2T$  es el tiempo de descarga del inductor  $L_1$ .

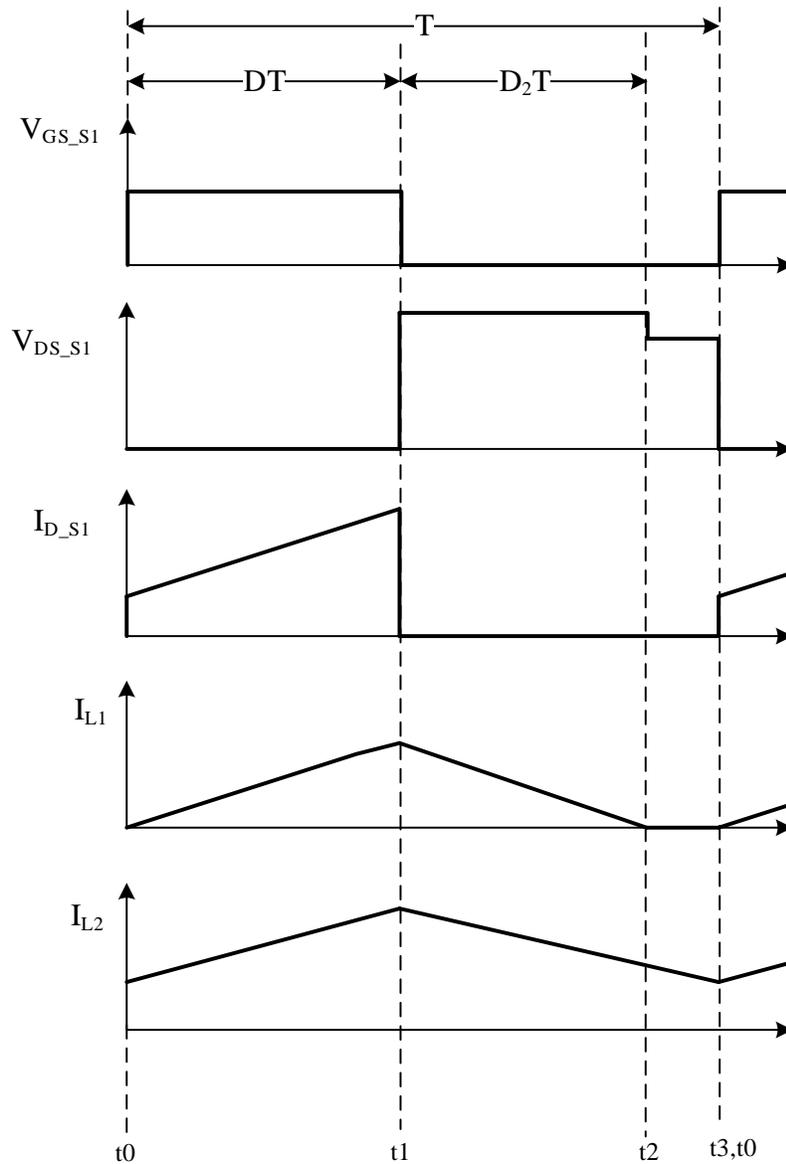


Fig. 2.3. Formas de onda esperadas del CRED.

El circuito entra en el tercer modo de operación cuando el inductor  $L_1$  se descarga completamente en  $t_2$ , terminando en  $t_3$ . El diodo  $D_3$  se polariza directamente y el voltaje sobre el interruptor  $S_1$  es la suma de los voltajes en  $C_1$  y  $C_2$ .

Para el inductor  $L_1$ , el cual se conecta al voltaje rectificado, se tiene la ecuación de diseño siguiente

$$L_1 = \frac{D^2 V_g^2}{4 P_o f_s} \quad (2.1)$$

Donde:  $P_o$  es la potencia de salida,  $V_g$  es el voltaje pico de entrada del convertidor,  $D$  es el ciclo de trabajo y  $f_s$  la frecuencia de conmutación.

Por su parte, el diseño del capacitor  $C_1$  se basa en el tiempo máximo de descarga del inductor  $L_1$  y la corriente del diodo  $D_1$

$$C_1 = \frac{D^2 V_g^2}{8 \pi V_{C1} L_1 \Delta V_{C1} f_s f_L} \quad (2.2)$$

Donde:  $V_{C1}$  es el voltaje al cual se cargará el capacitor  $C_1$ ,  $\Delta V_{C1}$  es el rizo de baja frecuencia del voltaje del capacitor  $C_1$  y  $f_L$  la frecuencia de la línea eléctrica.

Al ser convertidores reductores-elevadores en cascada, el voltaje del capacitor  $C_1$  se calcula de la siguiente manera.

$$V_{C1} = \frac{1-D}{D} V_o = \frac{1-D}{2\sqrt{K}} V_g \quad (2.3)$$

Donde:  $k$  está definida por:

$$K = \frac{f_s L_i}{R} \quad (2.4)$$

Cabe mencionar que el ciclo de trabajo tiene un límite definido por:

$$D_{limite} = \frac{1}{1 + V_g/V_{C1}} \quad (2.5)$$

Si el ciclo de trabajo alcanza este límite, el inductor  $L_1$  dejará de operar en modo de conducción discontinua.

Por su parte, la segunda etapa del convertidor se diseña a partir de las ecuaciones de un convertidor reductor-elevador.

$$L_2 = \frac{DV_{C1}}{0.5\Delta I_{L2}f_s} \quad (2.7)$$

Donde  $V_{C1}$  es el voltaje del capacitor  $C_1$  y  $\Delta I_{L2}$  es el rizo de corriente del inductor  $L_2$ . Así mismo, el capacitor  $C_2$

$$C_2 = \frac{DI_o}{\Delta V_{o_H}f_s} \quad (2.8)$$

Donde  $\Delta V_{o_H}$  es el rizo de alta frecuencia del voltaje de salida e  $I_o$  la corriente de salida.

## 2.2. Convertidor Reductor-Elevador Doble con snubbers

Como se observa en la Fig. 2.4, el convertidor consta de dos células snubber que permiten la conmutación con voltaje cero y con corriente cero que le permiten aliviar las pérdidas por conmutación. En la Fig. 2.5 se aprecia las formas de onda esperadas en el convertidor.

2.2.1 Snubber de voltaje. El snubber activo de voltaje está compuesto de dos interruptores auxiliares,  $S_2$  y  $S_3$ , dos diodos,  $D_{s1}$  y  $D_{s2}$ , y el capacitor  $C_s$ .

El circuito de snubber de voltaje comienza a funcionar en el momento en que  $S_1$  se apaga. En ese instante los interruptores  $S_2$  y  $S_3$  se encienden permitiendo un flujo de corriente a través del capacitor  $C_s$ , como se muestra en la Fig. 2.6.b. El voltaje en el capacitor  $C_s$  se incrementa con respecto a las corrientes en  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_s$  y el ciclo de trabajo  $D_2$ :

$$C_s = \frac{(i_{L1} + i_{L2} - i_{Ls})D_2T}{\Delta V_{Cs}} \quad (2.9)$$

Donde  $\Delta V_{Cs}$  es el voltaje máximo al que se cargará dicho capacitor y  $D_2T$  es el tiempo en el que los interruptores  $S_2$  y  $S_3$  permanecen encendidos.

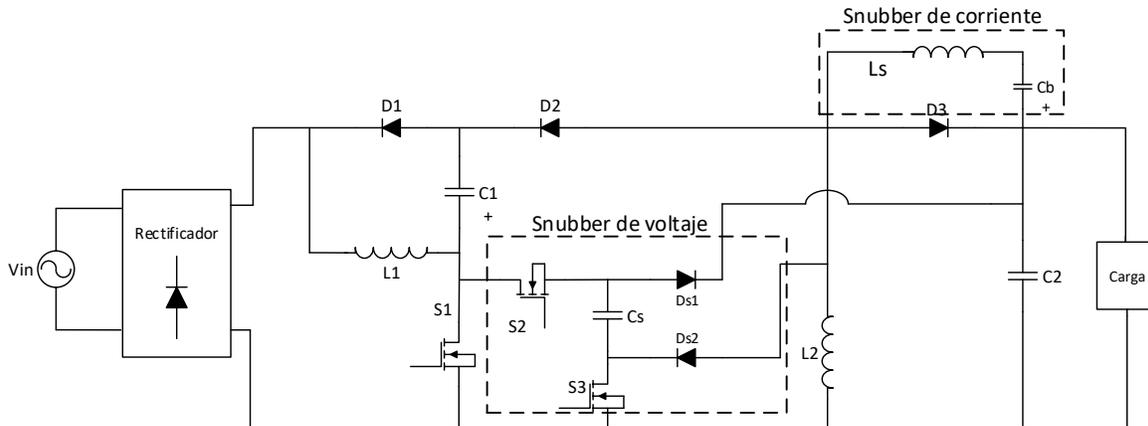


Fig. 2.4. Circuito con topologías snubber propuestas

Definiendo el valor de la capacitancia de  $C_s$ , se puede encontrar el tiempo necesario de encendido para los interruptores  $S_2$  y  $S_3$  como se muestra:

$$D = D_1 + D_2 \quad (2.10)$$

El capacitor  $C_s$  se cargará al valor del voltaje de salida  $V_{C2}$  debido a la activación de  $D_{s1}$  a menos que los interruptores sean apagados antes de alcanzar este voltaje debido al cambio en baja frecuencia de la corriente en el inductor  $L_1$ . La activación de los interruptores auxiliares debe sincronizarse con el encendido del interruptor principal.

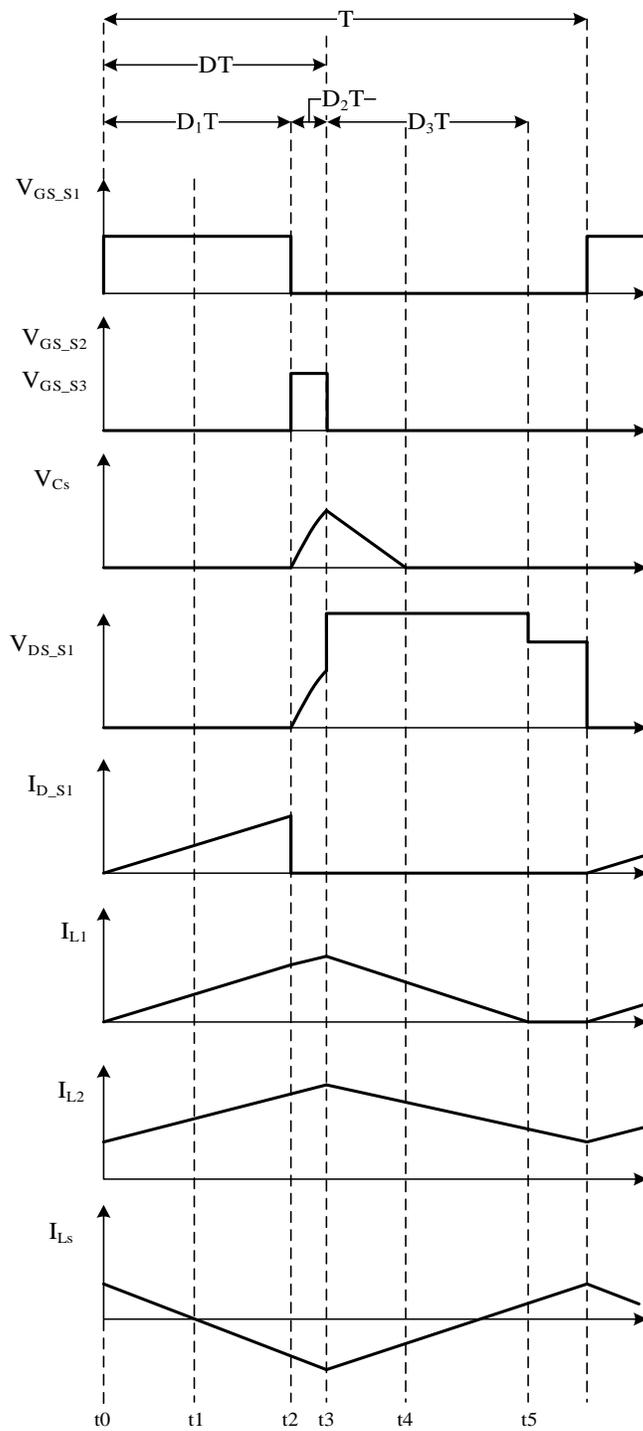


Fig. 2.5. Formas de onda esperadas del convertidor con circuitos auxiliares.

Cuando el interruptor  $S_1$  se apaga los interruptores auxiliares  $S_2$  y  $S_3$  deben encenderse y el inductor  $L_1$  debe permanecer en el estado de carga. Para el ciclo de trabajo actual del interruptor se deben considerar ambas señales de control, del interruptor principal y de los interruptores auxiliares:

$$D = D_1 + D_2 \quad (2.11)$$

Una vez apagados los tres interruptores  $D_3$  se enciende y la corriente del inductor  $L_2$  fluye a través de los diodos  $D_{s1}$  y  $D_{s2}$  descargando el capacitor  $C_s$  (Fig. 2.6.c).

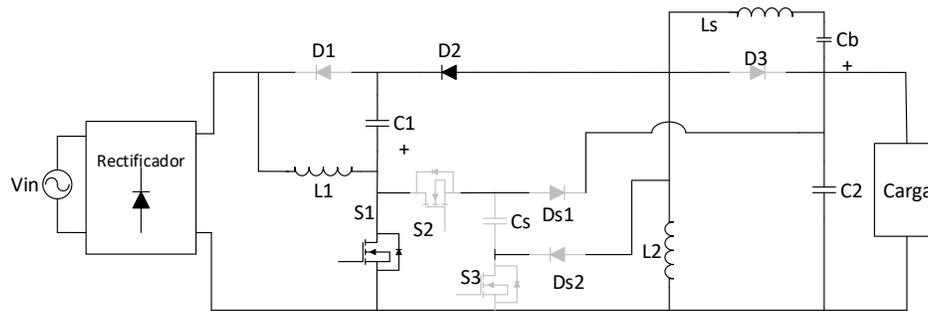
### 2.2.2 Snubber de corriente

El snubber de corriente se utiliza de manera en la que la corriente del inductor  $L_2$ , que opera en MCC, se ve anulada sobre el interruptor  $S_1$ , como se observa en la Fig. 2.6.a y en la Fig. 2.6.d. El circuito, conformado por  $L_s$  y  $C_b$ , permite la carga del inductor  $L_2$  mientras el inductor  $L_s$  se descarga.

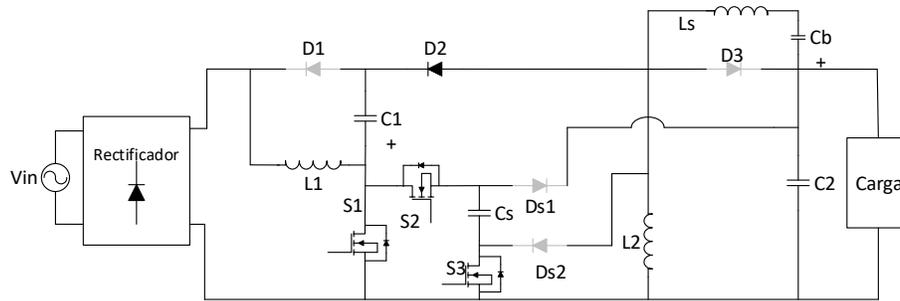
Debido a que los voltajes promedios de  $C_b$  y  $C_2$  son iguales, el inductor  $L_s$  se ve afectado únicamente por el voltaje de capacitor  $C_1$  como se muestra:

$$L_s = \frac{V_{c1} DT}{\Delta I_{Ls}} \quad (2.12)$$

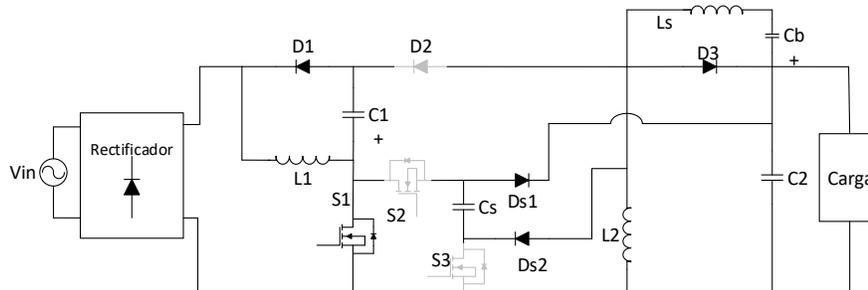
En el tiempo  $t_1$  el flujo de corriente carga al inductor  $L_s$  nuevamente pero con una corriente que fluye en sentido contrario.



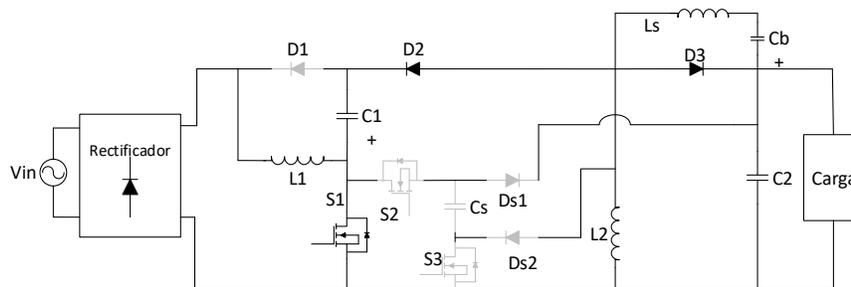
a)



b)



c)



d)

Fig. 2.6. Modos de operación del convertidor con circuitos snubber.

### 3. Resultados de simulación y experimentales

Los resultados de este documento se presentan en diversas maneras. Primeramente, se observan los resultados de simulación con las redes snubber conectadas, seguido de las pruebas hechas con interruptores de silicio; posteriormente de carburo de silicio, ambos sin circuitos adicionales. Después, se muestran resultados de la manera en la que los circuitos snubbers afectan a la topología.

Tabla 3.1 Datos del convertidor.

	Silicio		Carburo de Silicio	
	Sin snubber	Con snubber	Sin snubber	Con snubber
L <sub>1</sub>	256 $\mu$ H			
L <sub>2</sub>	5.6 mH			
L <sub>s</sub>	x	350 $\mu$ H	X	350 $\mu$ H
C <sub>1</sub>	100 $\mu$ F			
C <sub>2</sub>	10 $\mu$ F			
C <sub>s</sub>	x	47 nF	X	47 nF
C <sub>b</sub>	x	10 $\mu$ F	X	10 $\mu$ F
MOSFET (S <sub>1</sub> )	SPP11N80C3		C2M0160120	
MOSFET (S <sub>2</sub> , S <sub>3</sub> )	x	IRF840	X	C2M0160120
Diodos	MUR860		C3D10060A	
Frecuencia de conmutación	50 kHz			
Voltaje RMS de línea	120 V			

### 3.1 Simulación

Para corroborar los valores obtenidos de las ecuaciones se realizó un modelo de simulación en el software PSim.

En la Fig. 3.1 se observan los pulsos de activación de los interruptores. La secuencia muestra que los pulsos para los interruptores  $S_2$  y  $S_3$  se generan en el flanco descendente de la activación para el interruptor  $S_1$ .

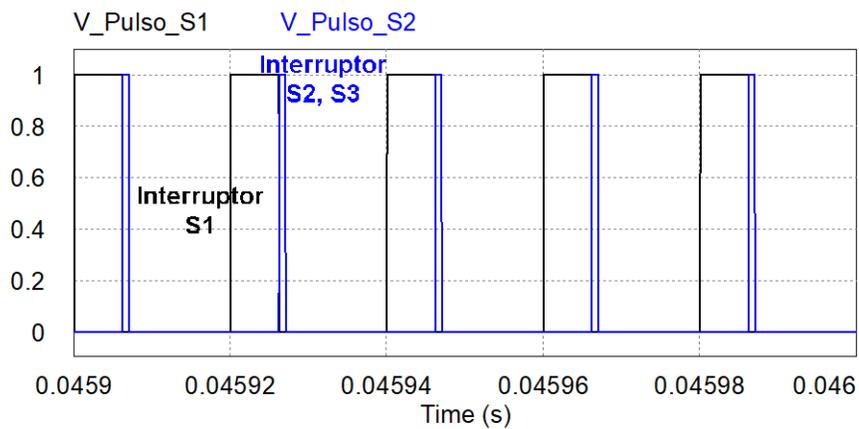


Fig. 3.1. Pulsos de activación de los interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  y  $S_3$ .

En la Fig. 3.2 se observa el resultado de los circuitos de snubbers actuando en el interruptor  $S_1$ . El voltaje Drain-Source se ve modificado en el apagado del interruptor al tener una pendiente definida por la carga del capacitor  $C_s$ . De igual manera, la corriente en el Drain del interruptor principal se ve afectada por el snubber de corriente de tal manera que permite la conmutación con corriente cero.

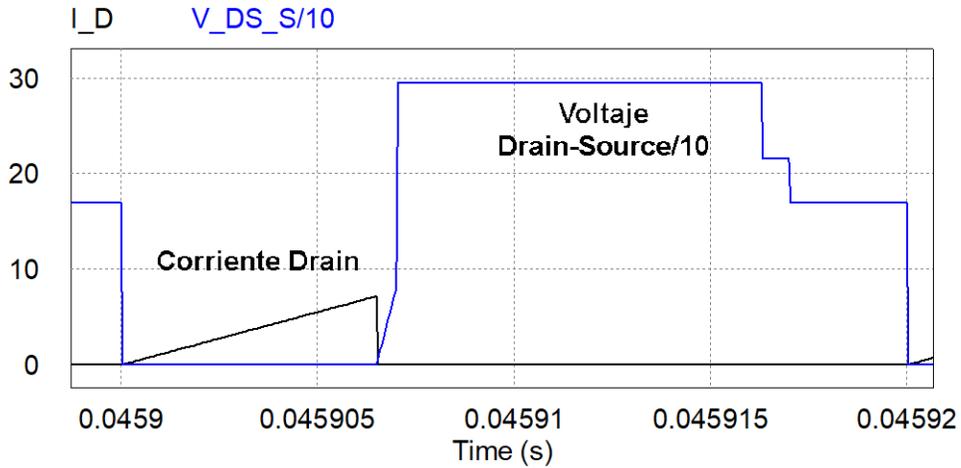


Fig. 3.2. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.

La Fig. 3.3 muestra un acercamiento en la conmutación de encendido. Se aprecia de mejor manera la conmutación con corriente cero. El voltaje Drain-Source está atenuado 10 veces.

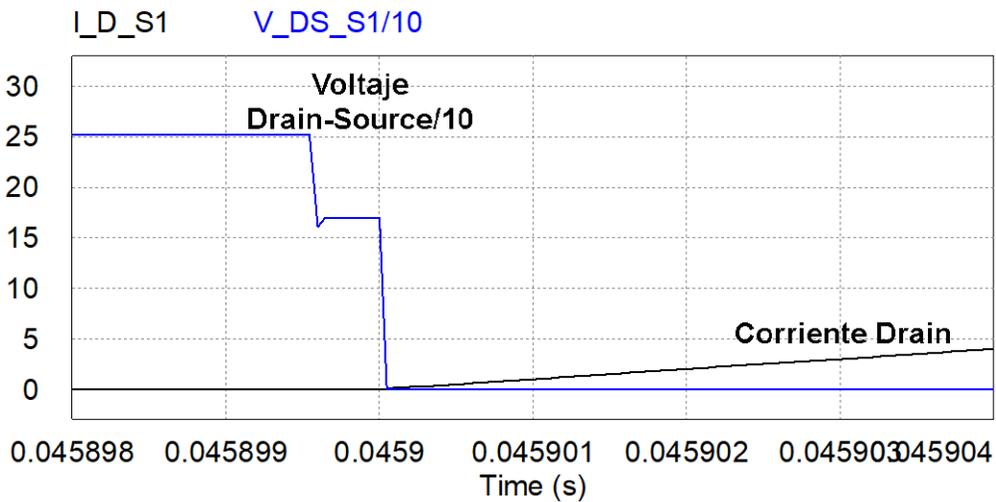


Fig. 3.3. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado.

En la Fig. 3.4 se aprecia el cambio gradual en el voltaje Drain-Source, el cual está atenuado 10 veces.

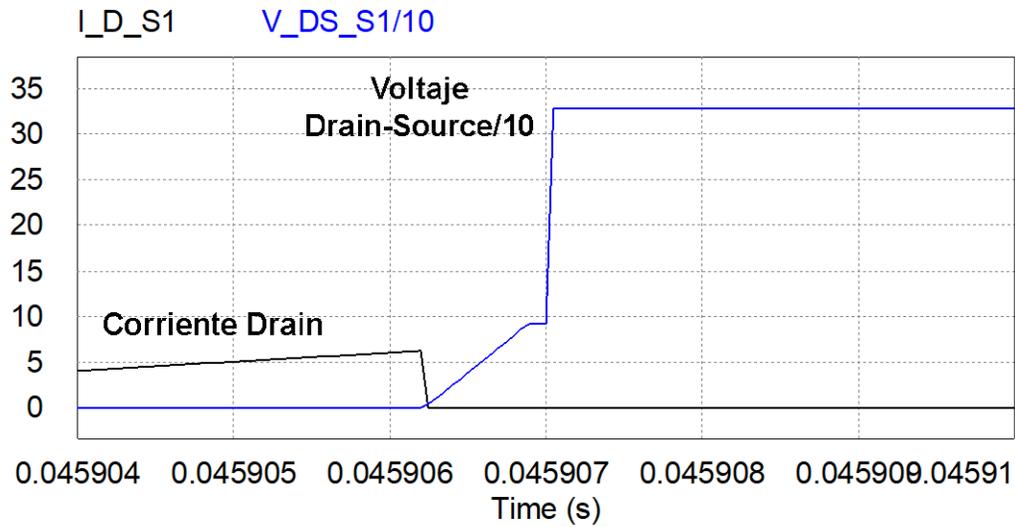


Fig. 3.4. Voltaje y corriente en el apagado del interruptor.

La Fig. 3.5 muestra el voltaje y la corriente en la entrada. El voltaje se encuentra atenuado 100 veces. Se puede observar que ambas señales se encuentran en fase, resultando en un factor de potencia muy cercano a la unidad.

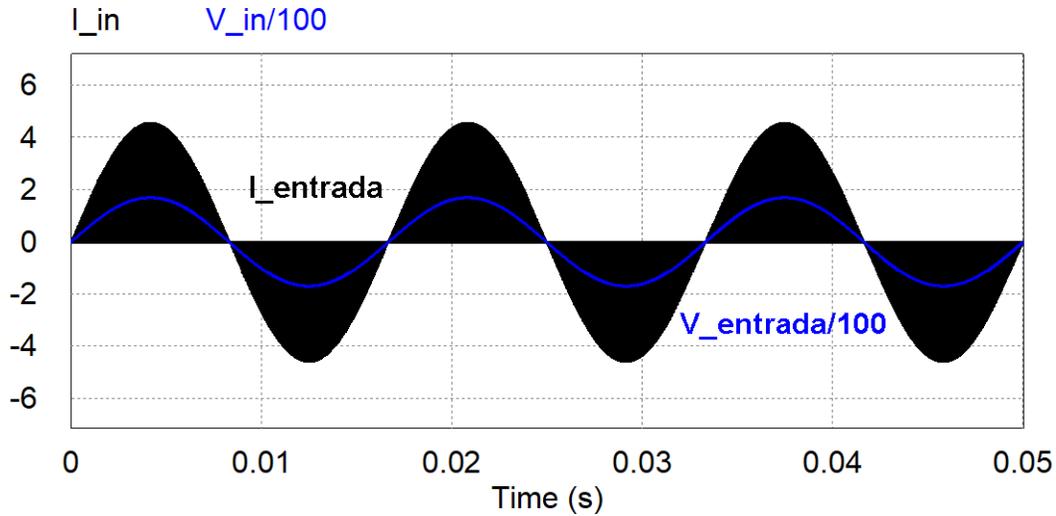


Fig. 3.5. Voltaje y corriente de entrada.

En la Fig. 3.6 se muestra la corriente en los inductores  $L_1$  y  $L_s$ . Como se observa, el comportamiento de la corriente en  $L_1$  es independiente del snubber, es decir, el factor de potencia no se ve afectado por el circuito auxiliar.

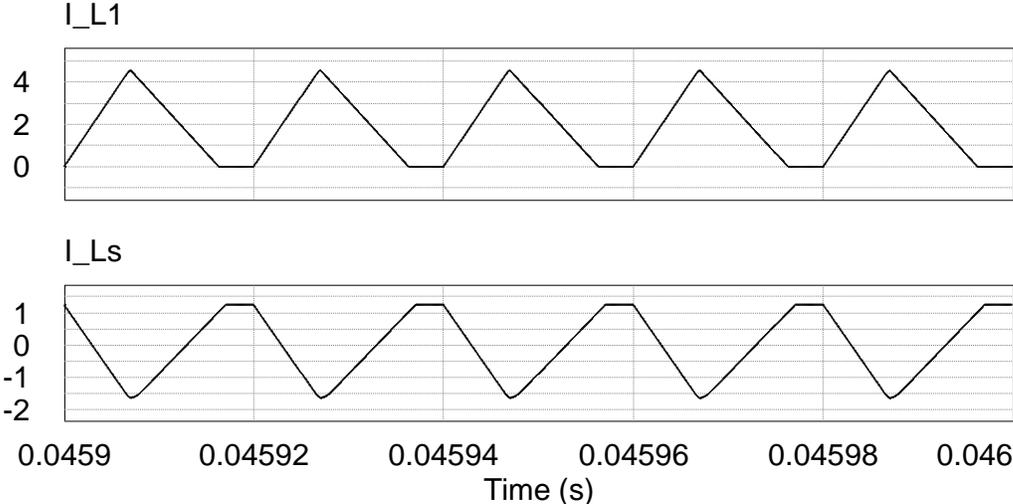


Fig. 3.6. Corrientes en inductor  $L_1$  y  $L_s$ .

Por su parte, la Fig. 3.7 muestra la relación entre las corrientes de los inductores  $L_2$  y  $L_s$ .

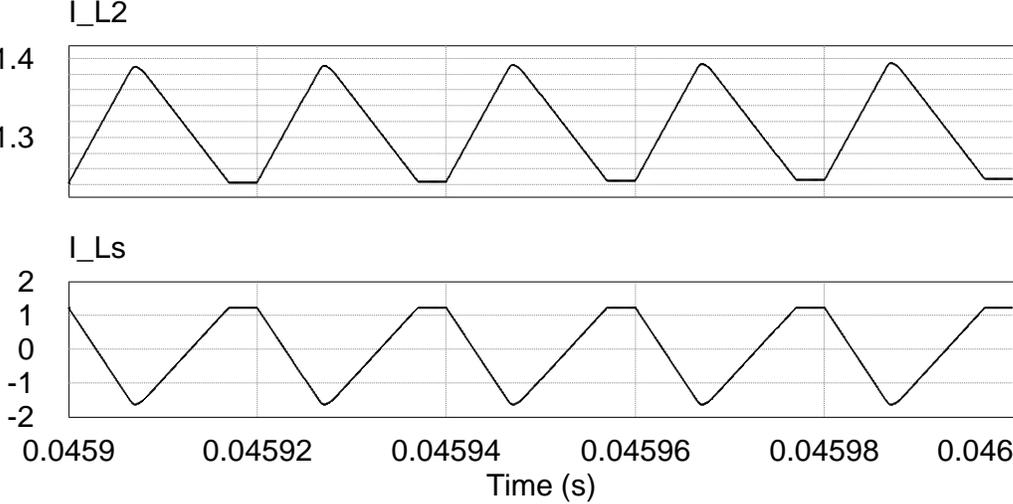


Fig. 3.7. Corrientes en inductor  $L_2$  y  $L_s$ .

## 3.2 Pruebas experimentales

### 3.2.1 Conmutación dura

#### 3.2.1.1 Interruptores de Silicio a potencia media

Debido a que el voltaje Drain-Source del interruptor mantiene un sobretiro relativamente elevado, la potencia de la prueba con interruptores de silicio se mantuvo a la mitad de la potencia nominal, ya que los interruptores con los que se realizaron las pruebas se presentaban en el límite de esta característica.

En la Fig. 3.8 se observa el voltaje Drain-Source y la corriente en el Drain del interruptor. Se observa que las señales no tienen conmutación suave y, además, la corriente mantiene un sobretiro en el encendido generado por la recuperación inversa del diodo  $D_3$ .

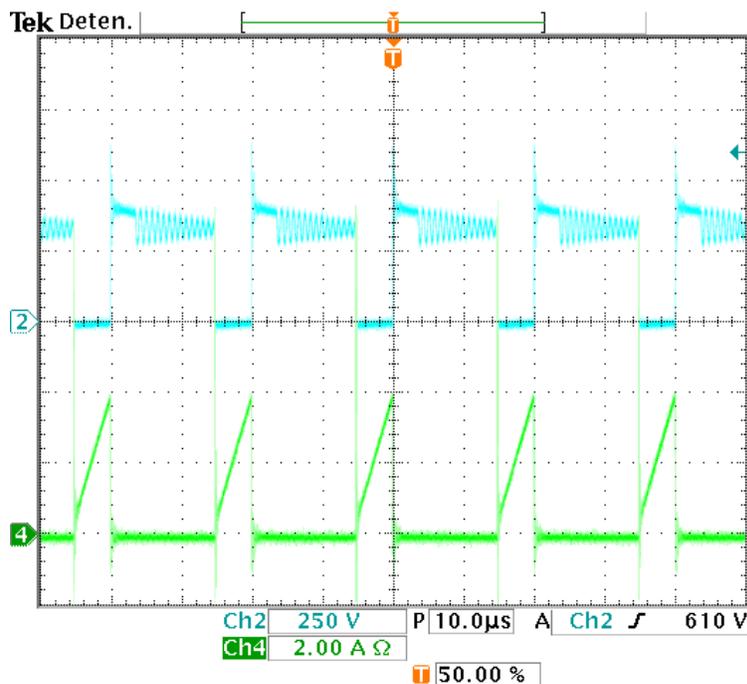


Fig. 3.8. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.

En la Fig. 3.9 se presenta un acercamiento en el encendido del interruptor  $S_1$ . Se aprecia una oscilación en la corriente y el sobretiro previamente mencionado.

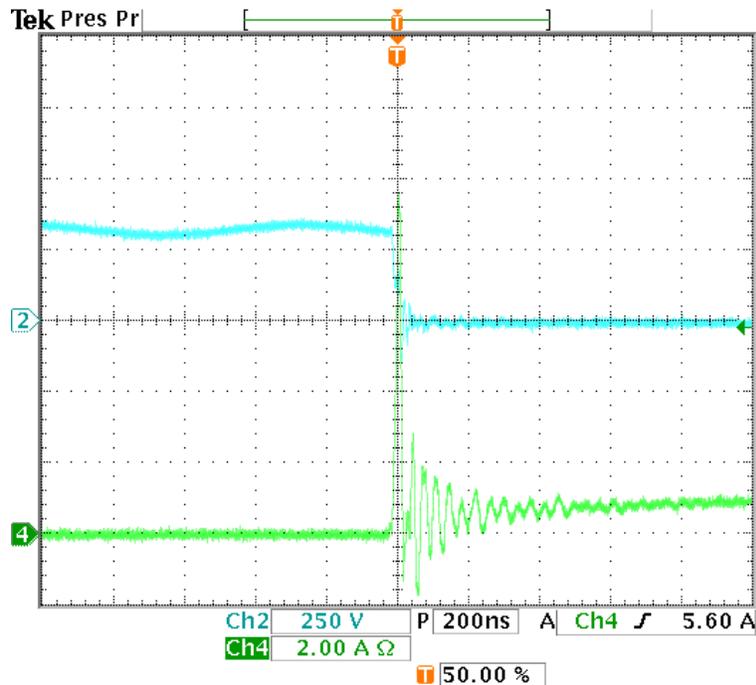


Fig. 3.9. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.

Por su parte, la Fig. 3.10 muestra un acercamiento en el apagado del interruptor. El voltaje Drain-Source del mismo presenta un sobretiro. Éste es causado por elementos parásitos en la placa de cobre. Las oscilaciones y sobre-impulsos causan problemas de pérdidas por conmutación en el interruptor, disminuyendo la eficiencia y ocasionando calentamiento en el elemento.

En la Fig. 3.11 se observa la corriente y el voltaje de entrada. Como se puede apreciar, ambos se encuentran en fase, por lo que se deduce que el factor de potencia que se obtiene es unitario. El voltaje RMS que se muestra tiene un valor de 120 V, mientras que la corriente RMS es de 330 mA.

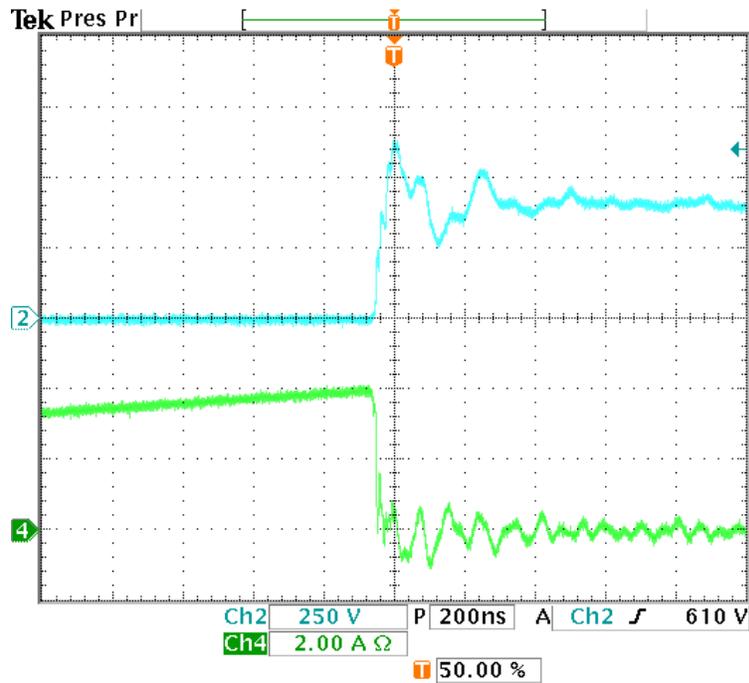


Fig. 3.10. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado.

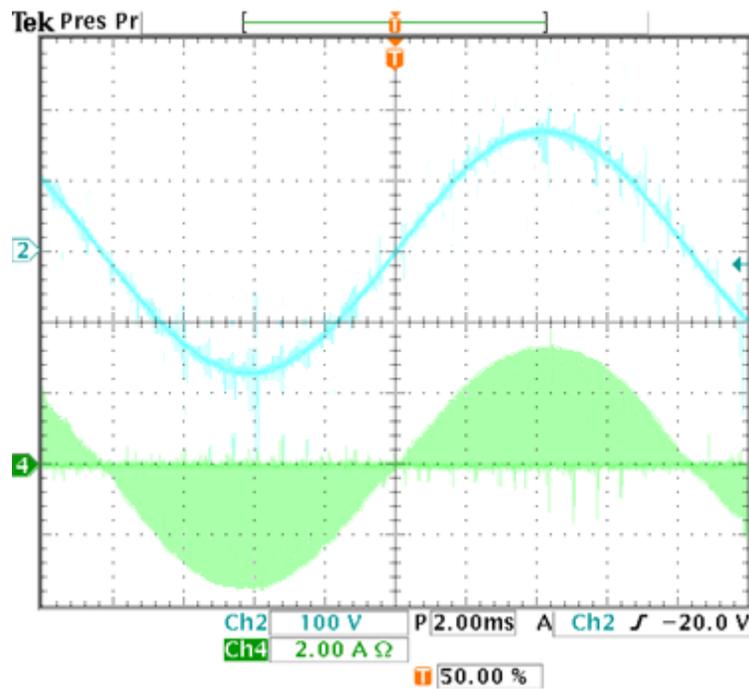


Fig. 3.11. Voltaje y corriente de entrada.

Por su parte, la salida se muestra en la Fig. 3.12. En ésta se observa el voltaje, de 75 V RMS, y la corriente de salida con 450 mA RMS.

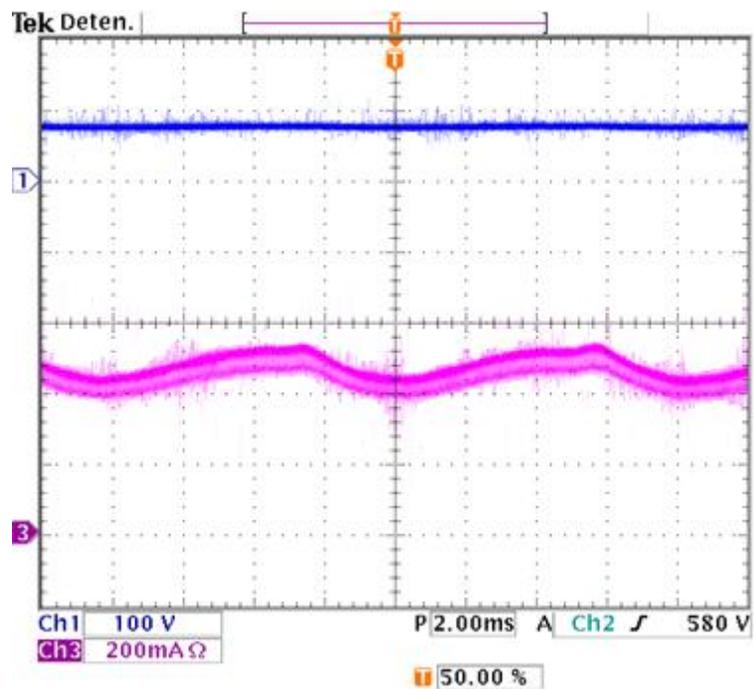


Fig. 3.12. Voltaje y corriente de salida.

La Fig. 3.13 muestra las corrientes en los inductores  $L_1$ , que trabaja en modo de conducción continua, y  $L_2$ , operando en modo de conducción discontinua.

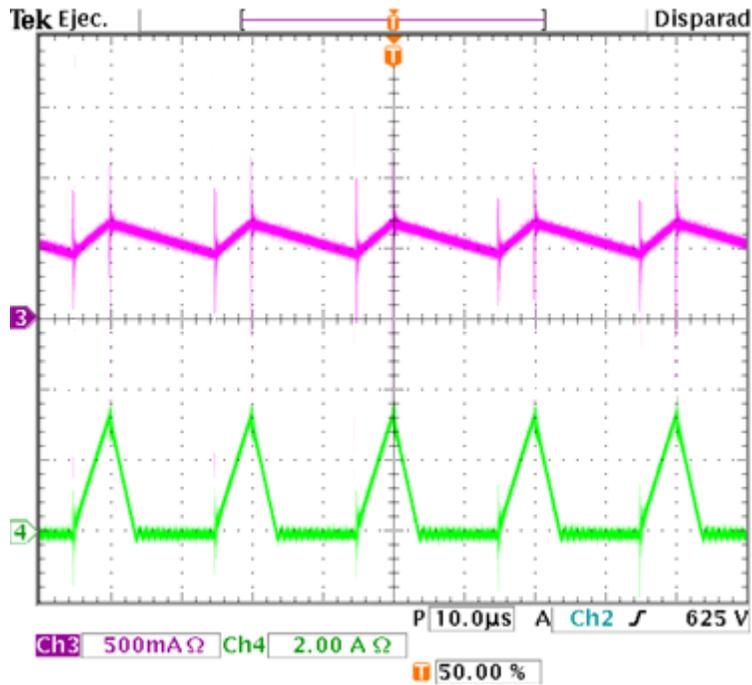


Fig. 3.13. Corrientes en inductor  $L_1$  y  $L_2$ .

En la Fig. 3.14 se observa la distorsión armónica total en la corriente de entrada siendo de 2.3% con presencia del tercer, quinto, noveno y decimoquinto armónico

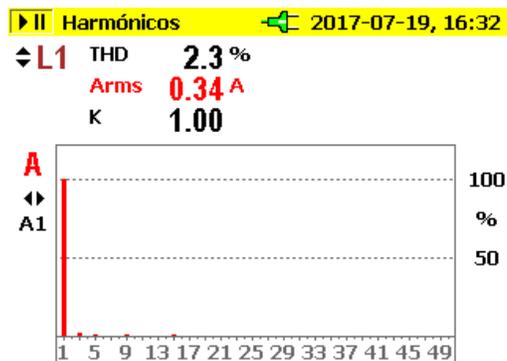


Fig. 3.14. Distorsión armónica total.

### 3.2.1.2 Interruptores de Carburo de Silicio a potencia media

En la Fig. 3.15 se puede ver la corriente en el Drain y el voltaje Drain-Source del interruptor de carburo de silicio y los diodos del mismo material.

Se observa una diferencia en el sobretiro causado en la conmutación al encendido, debido a que la corriente en la recuperación inversa del diodo  $D_3$  es mucho menor que con los diodos de silicio.

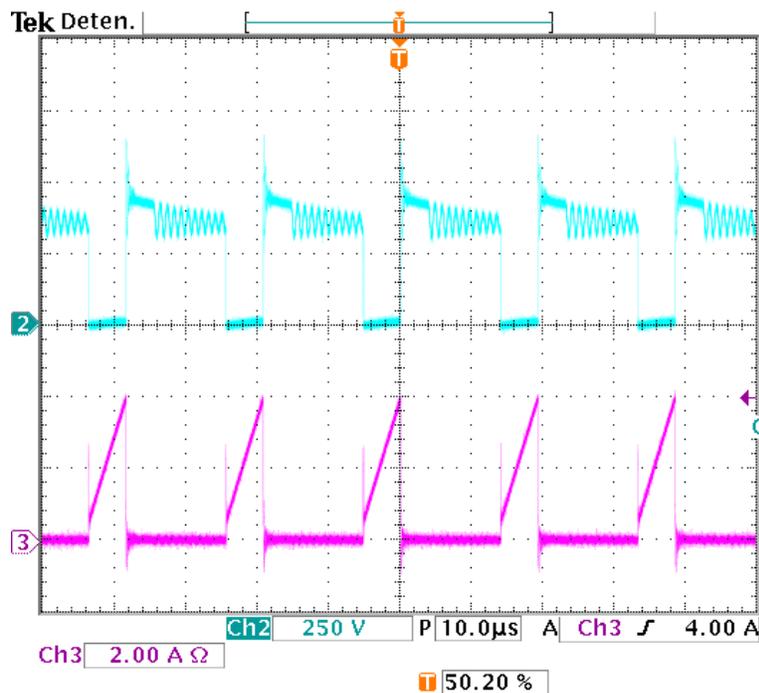


Fig. 3.15. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.

En la Fig. 3.16 se aprecia un acercamiento en el encendido del interruptor. Con un sobretiro de 3 A durante 40 ns.

En la Fig. 3.17 se ilustra un acercamiento en el apagado del interruptor. Éste mantiene el sobretiro de voltaje.

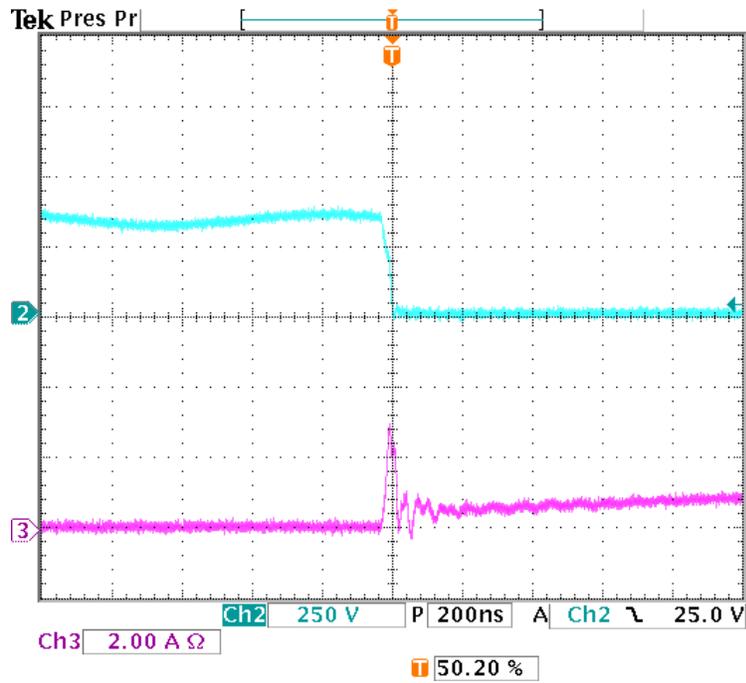


Fig. 3.16. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.

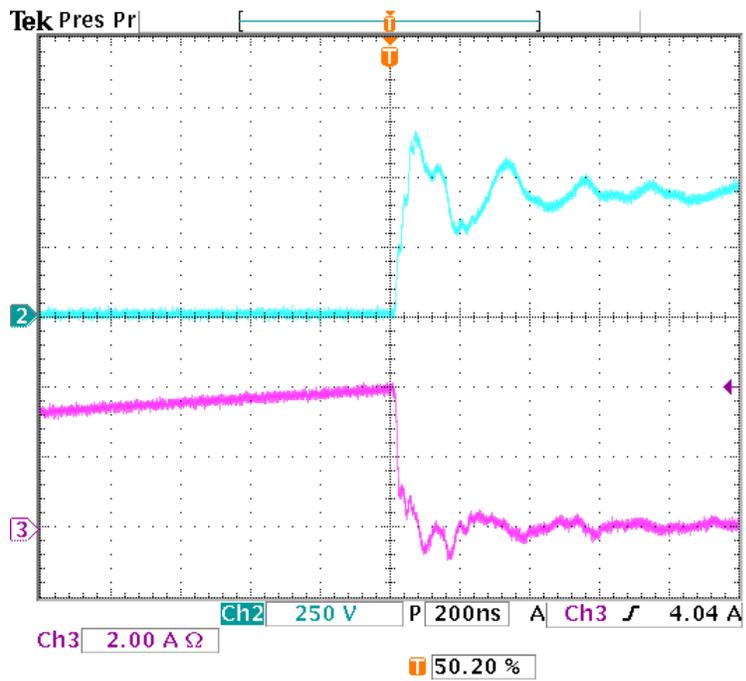


Fig. 3.17. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado.

En la Fig. 3.18 se aprecia el voltaje y la corriente de entrada. De igual manera que en el convertidor con interruptores de silicio, ambas señales se encuentran en fase y con valores RMS iguales.

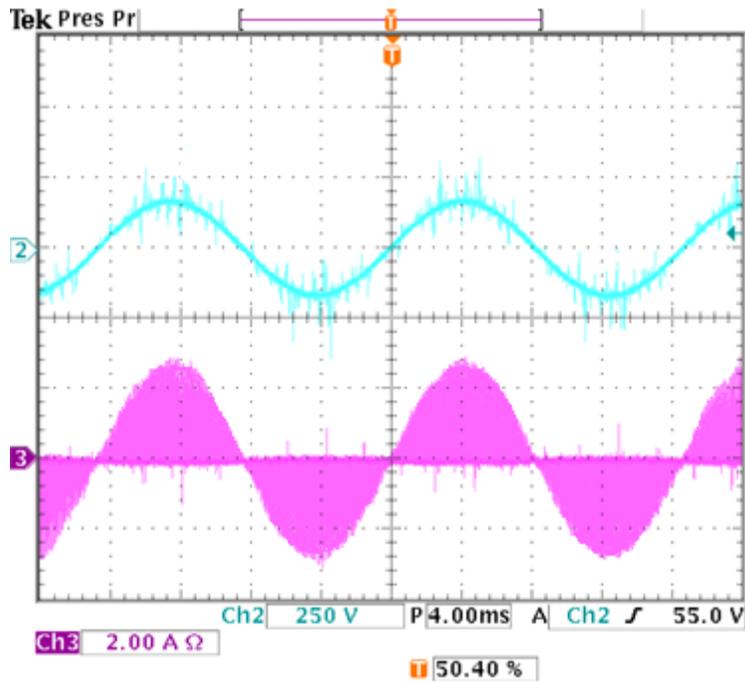


Fig. 3.18. Voltaje y corriente de entrada.

En la Fig. 3.19 se muestra el voltaje y la corriente de salida. Los valores de estos son los mismos que el convertidor con interruptor de silicio a 35 W. Cabe mencionar que el rizo de baja frecuencia está definido por el capacitor  $C_1$ , por lo que, a un mayor valor capacitivo del mismo el rizo de baja frecuencia en la salida se ve disminuido.

La Fig. 3.20 permite observar las corrientes en los inductores  $L_1$  y  $L_2$ . Se ilustra una disminución en los sobreimpulsos generados en las conmutaciones.

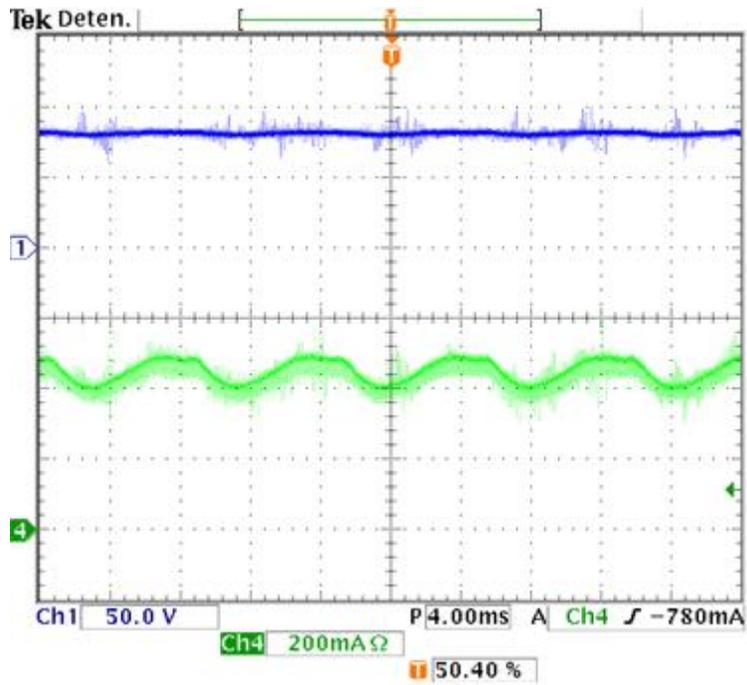


Fig. 3.19. Voltaje y corriente de salida.

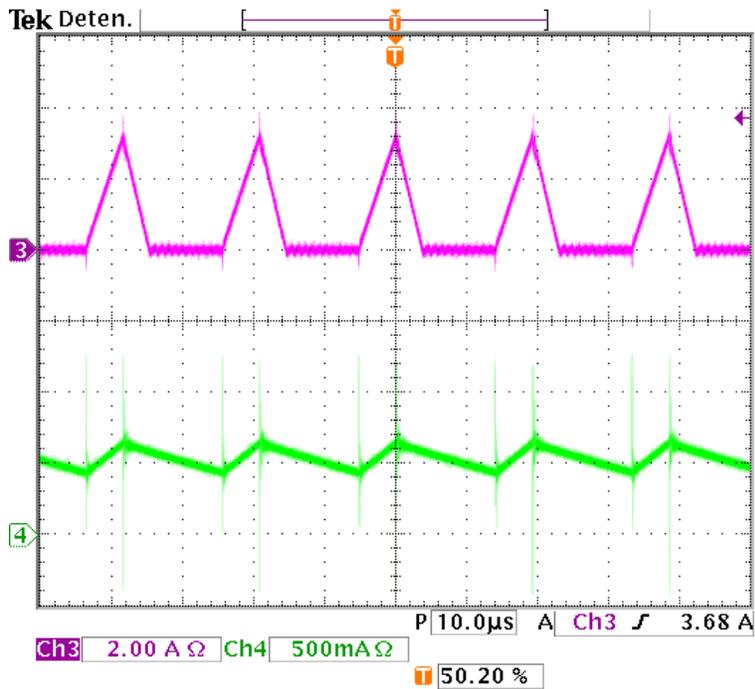


Fig. 3.20. Corrientes en inductor  $L_1$  y  $L_2$ .

### 3.2.1.3 Interruptores de Carburo de Silicio a potencia nominal

En la Fig. 3.21 se puede apreciar el voltaje Drain-Source y la corriente en el Drain para el interruptor de carburo de silicio a una corriente RMS de salida de 750 mA.

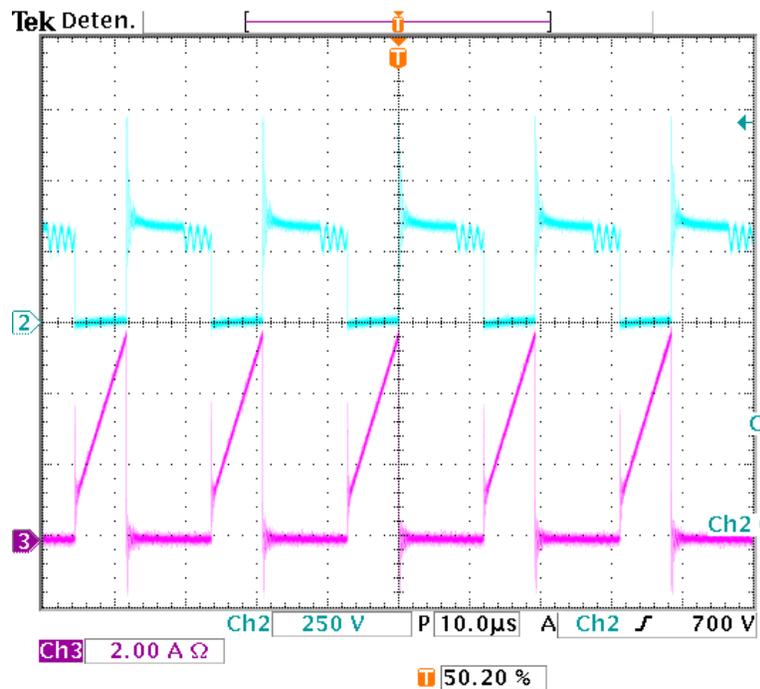


Fig. 3.21. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.

En la Fig. 3.22 se observa un acercamiento a la conmutación de encendido del interruptor. La corriente que circula a través de él presenta un sobretiro de 4 A aproximadamente.

En la Fig. 3.23 se ilustra el apagado del interruptor. En ésta, el voltaje Drain-Source presenta un sobretiro que se aproxima a los 750 V, aproximadamente el doble del voltaje nominal.

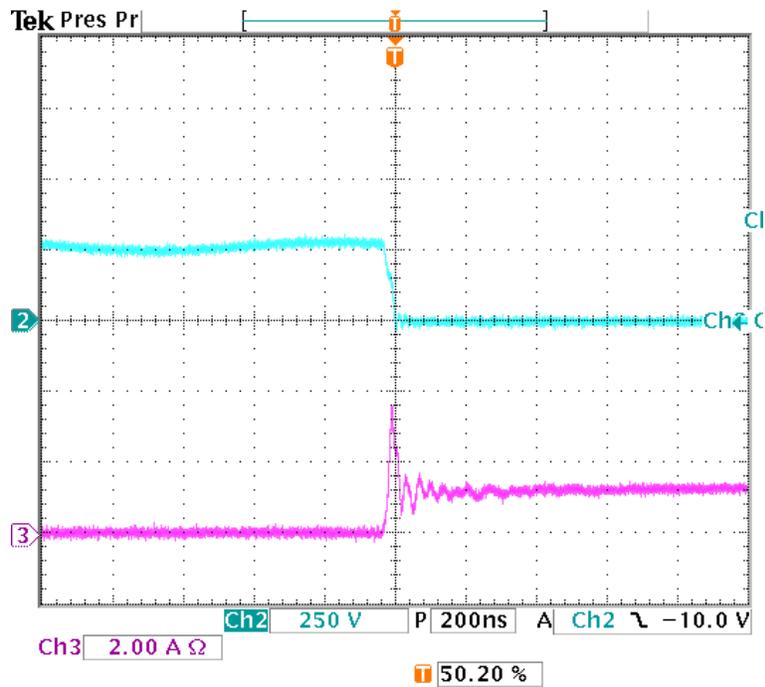


Fig. 3.22. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.

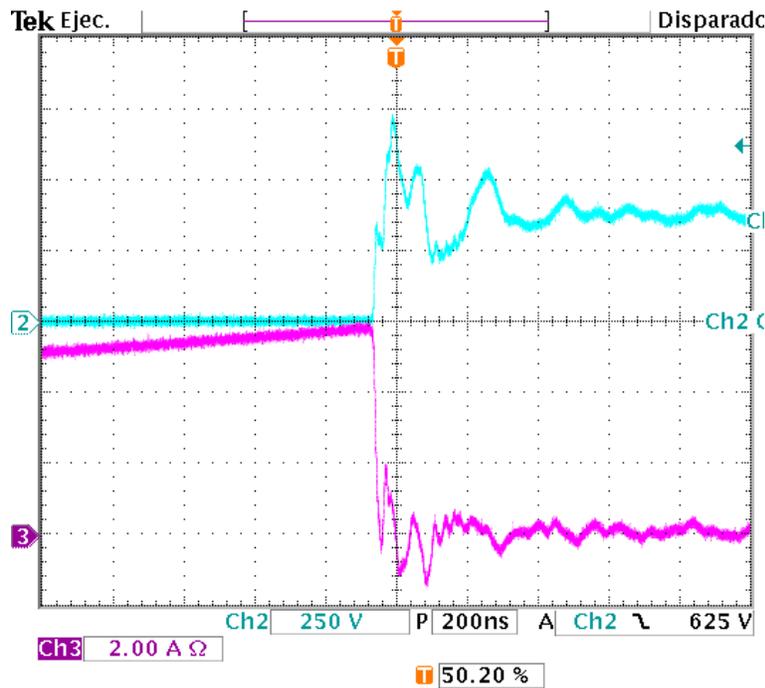


Fig. 3.23. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado.

En la Fig. 3.24 se aprecian el voltaje, de 120 V RMS, y la corriente de la entrada del convertidor, de 600 mA RMS. El factor de potencia se mantiene unitario.

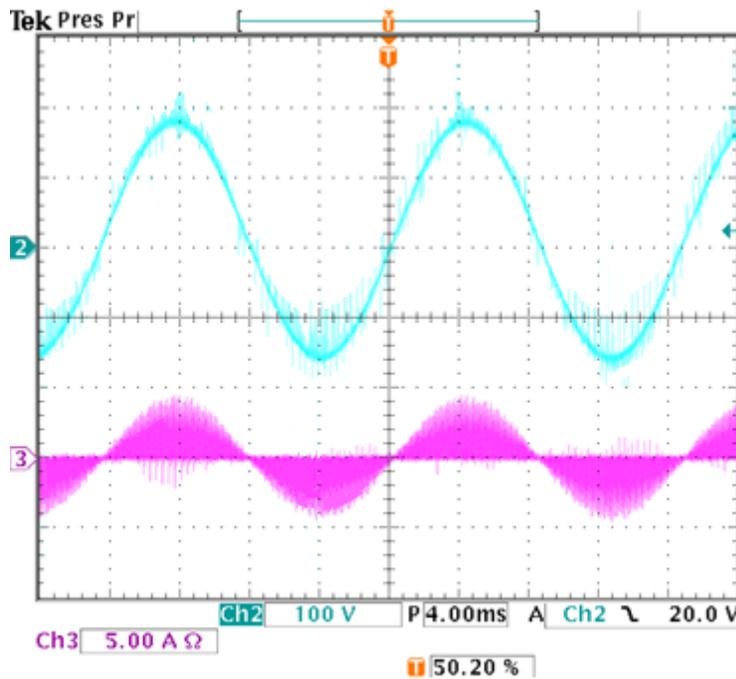


Fig. 3.24. Voltaje y corriente de entrada.

En la Fig. 3.25 se observa el voltaje y la corriente de salida. El primero, con un valor de 85 V RMS, el segundo con un valor de 750 mA RMS

La Fig. 3.26 ilustra el valor de la distorsión armónica total. Siendo un valor de 4%.

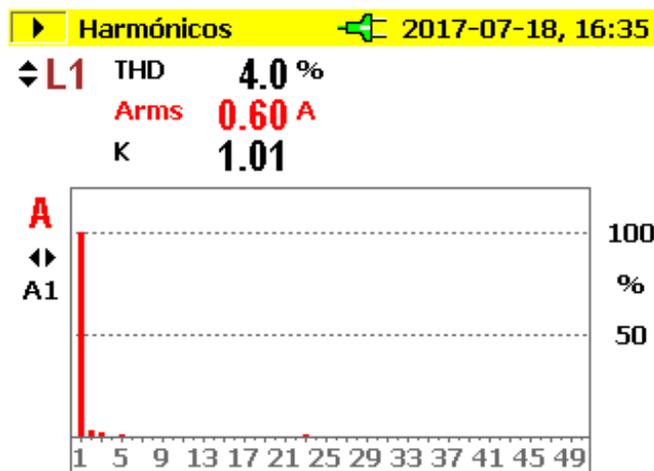


Fig. 3.26. Distorsión armónica total.

### 3.2.2 Conmutación suave

#### 3.2.2.1 Interruptor de silicio a potencia media

En la Fig. 3.27 se ilustran las señales de activación utilizadas para activar los interruptores  $S_1$ , del circuito principal, y  $S_2$  y  $S_3$ , del snubber activo de voltaje. El canal 1 muestra la señal del interruptor  $S_1$ , mientras que los canales 2 y 3 muestran las señales de los interruptores  $S_2$  y  $S_3$ . Se aprecia un pequeño tiempo de traslape en las señales con el objetivo de asegurar que la corriente en el inductor  $L_1$  pasará a través del capacitor  $C_s$ , realizando la carga del mismo.

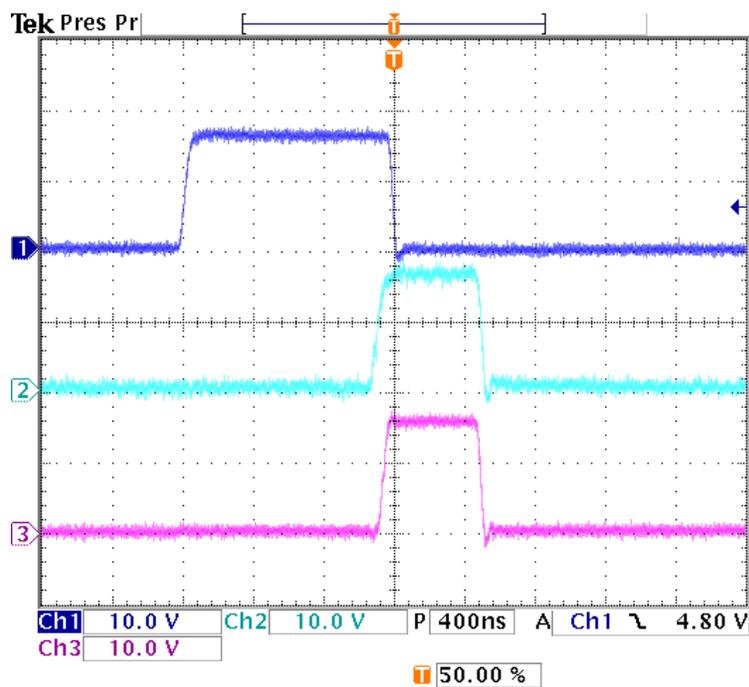


Fig. 3.27. Señales de activación.

En la Fig. 3.28 se muestra la conmutación suave en voltaje y en corriente provocada por los snubbers. La señal del canal 3 muestra la corriente a través del interruptor, que, a pesar de mantener un sobretiro en el encendido, muestra un comportamiento diferente al mostrado en el convertidor sin circuitos auxiliares.

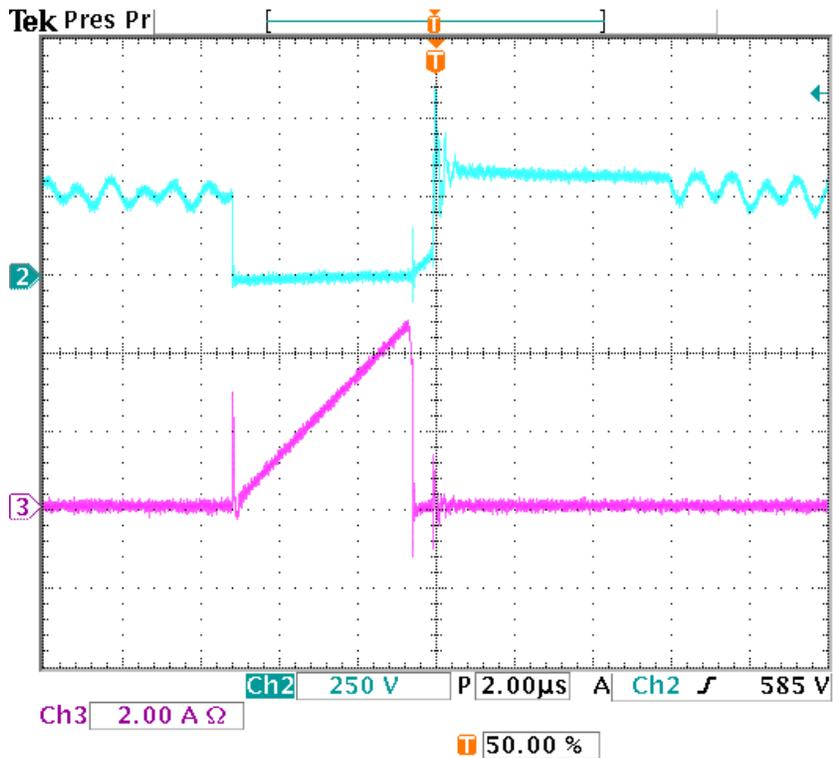


Fig. 3.28. Conmutación suave en interruptor S1.

Por su parte, el voltaje muestra un incremento con una pendiente controlada en el apagado, provocando una disminución en las pérdidas por conmutación del interruptor.

En la Fig. 3.29 se observa un acercamiento en el encendido del interruptor. Se aprecia que la corriente inicia en un valor menor, en comparación con las pruebas anteriores.

En la Fig. 3.30 se muestra un acercamiento en el apagado del interruptor. El voltaje mantiene una pendiente conforme a la carga del capacitor  $C_s$ . Se presenta una pequeña oscilación causada por el cambio en los interruptores.

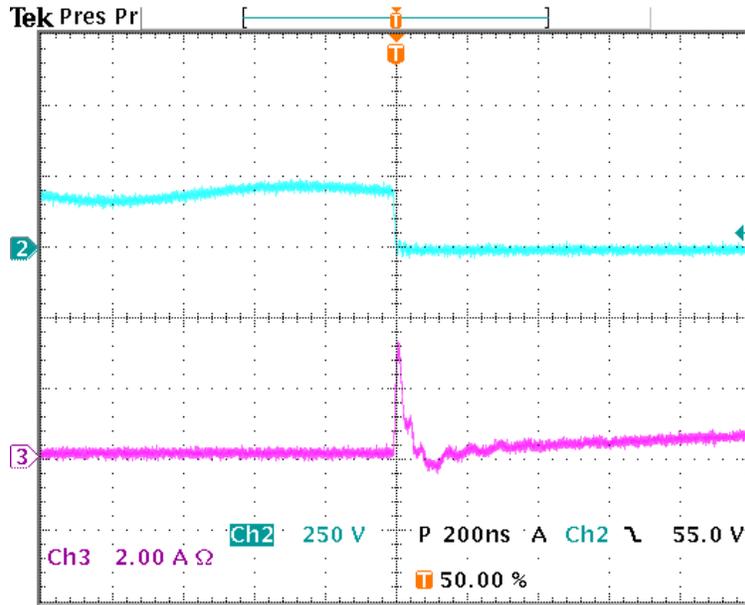


Fig. 3.29. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.

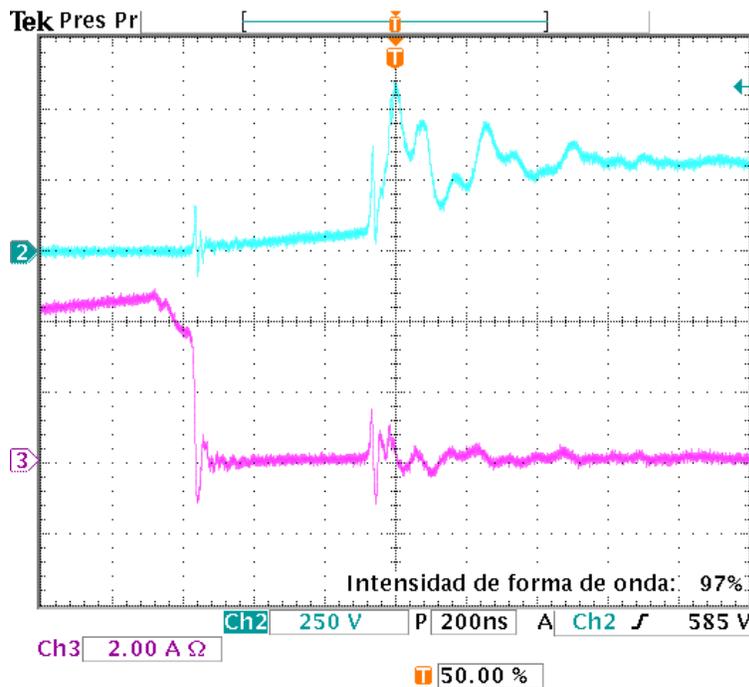


Fig. 3.30. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado.

En la Fig. 3.31 se puede ver el voltaje y la corriente de entrada. Como se observa, el voltaje y la corriente se mantienen en fase, cumpliendo con el objetivo del factor de potencia unitario. Es decir, los snubber no afectan las señales de entrada.

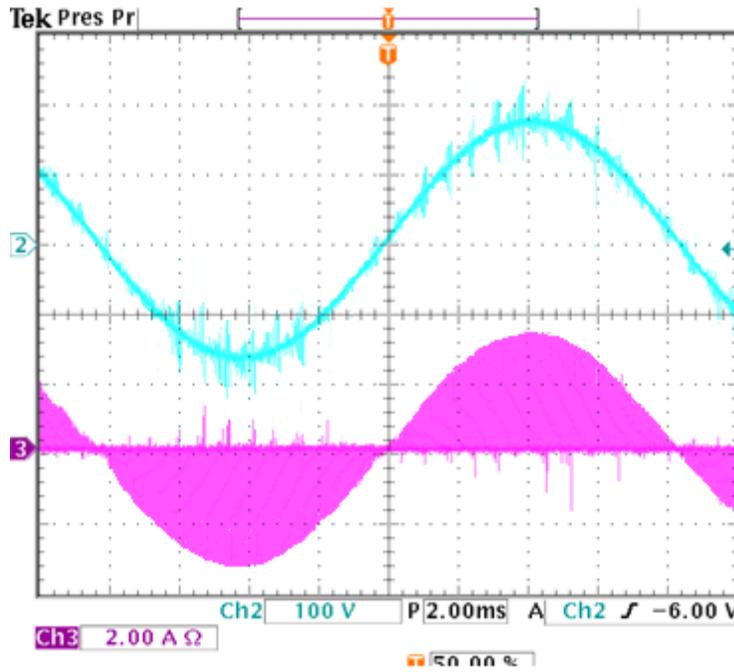


Fig. 3.31. Voltaje y corriente de entrada.

En la Fig. 3.32 se observa el voltaje y la corriente de salida. La corriente RMS de salida es de 400 mA, mientras que el voltaje se mantiene en 74 V.

La Fig. 3.33 muestra las corrientes de los inductores  $L_1$ , en el canal 4, y  $L_s$ , en el canal 3. Se aprecia que el inductor  $L_s$  no afecta la corriente en el inductor  $L_1$ , por lo que la etapa de entrada del convertidor continúa operando de la misma manera que en el circuito sin snubbers.

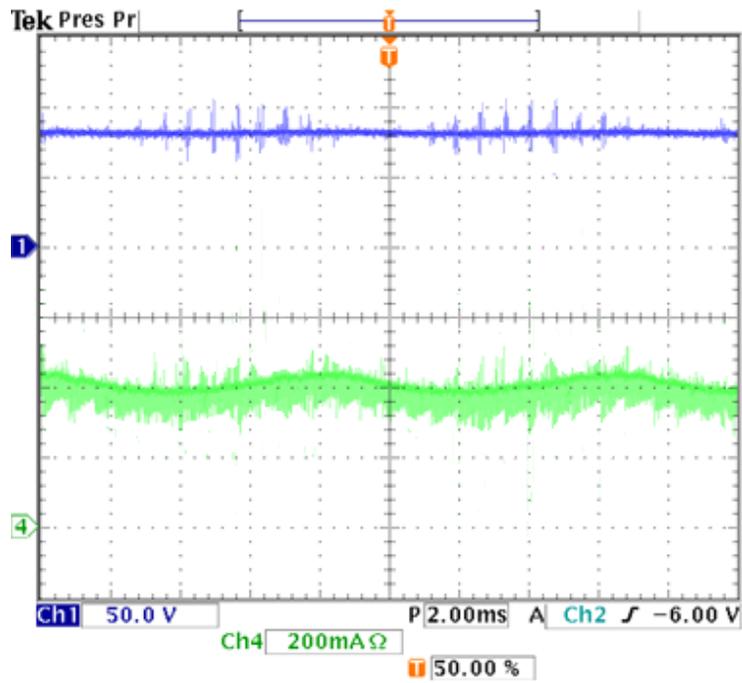


Fig. 3.32. Voltaje y corriente de salida.

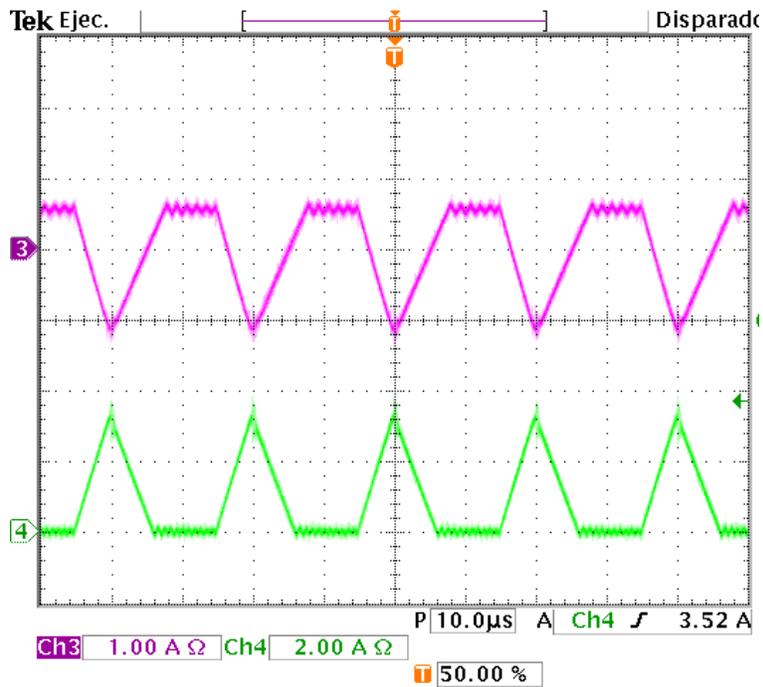


Fig. 3.33. Corrientes en los inductores  $L_1$  y  $L_s$ .

En la Fig. 3.34 se muestran las corrientes en el inductor  $L_2$  y  $L_s$ . La acción del inductor  $L_s$  permite que, en el encendido, la corriente en el inductor  $L_1$  no se refleje en el interruptor.

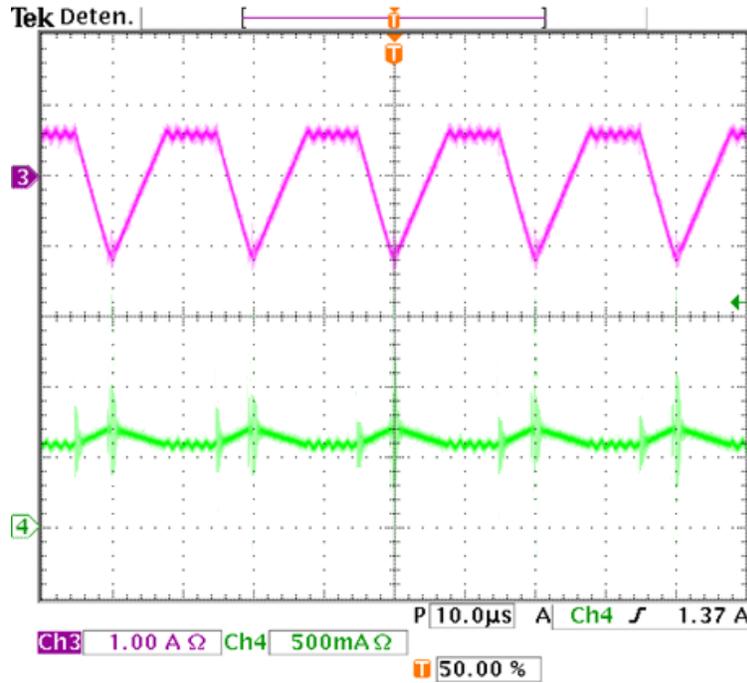


Fig. 3.34. Corrientes en los inductores  $L_2$  y  $L_s$ .

En la Fig. 3.35 se puede observar la distorsión armónica total. Siendo un valor de 0.9%. Menor que los circuitos sin snubber.

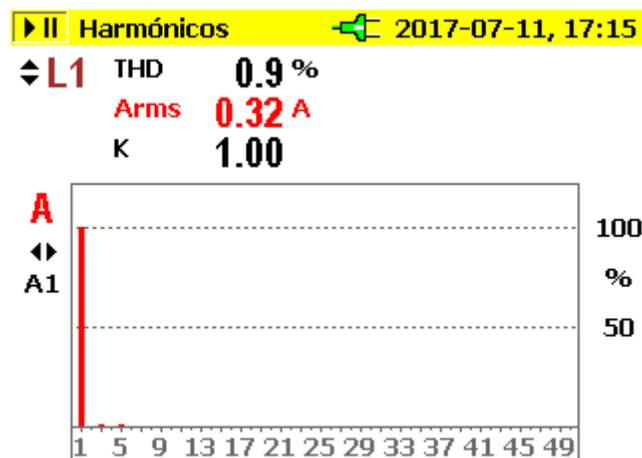


Fig. 3.35. Distorsión armónica total.

### 3.2.2.2 Interruptor de Carburo de Silicio a potencia media

Se realizaron pruebas para determinar si el carburo de silicio en combinación con un circuito snubber presentaba una mejoría. Como se observa en la Fig. 3.36, la corriente, representada en el canal 4, muestra un sobretiro menor que los interruptores de silicio. De la misma manera en el apagado, el voltaje, representado en el canal 2, muestra una respuesta con un sobreimpulso de menor amplitud.

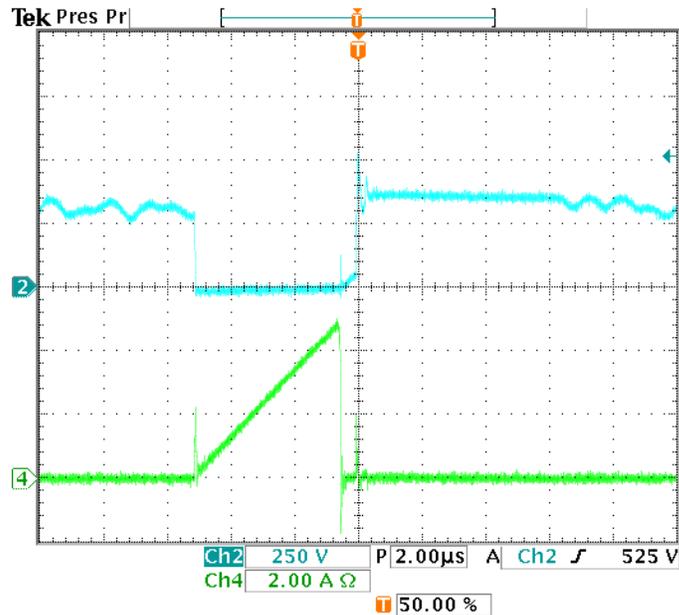


Fig. 3.36. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.

La Fig. 3.37 permite observar un acercamiento en el encendido del interruptor. Se aprecia el sobretiro en la corriente y la manera en la que conmuta con conmutación suave.

En la Fig. 3.38 se observa el apagado del interruptor. En ésta se puede ver cómo el voltaje aumenta con una pendiente controlada.

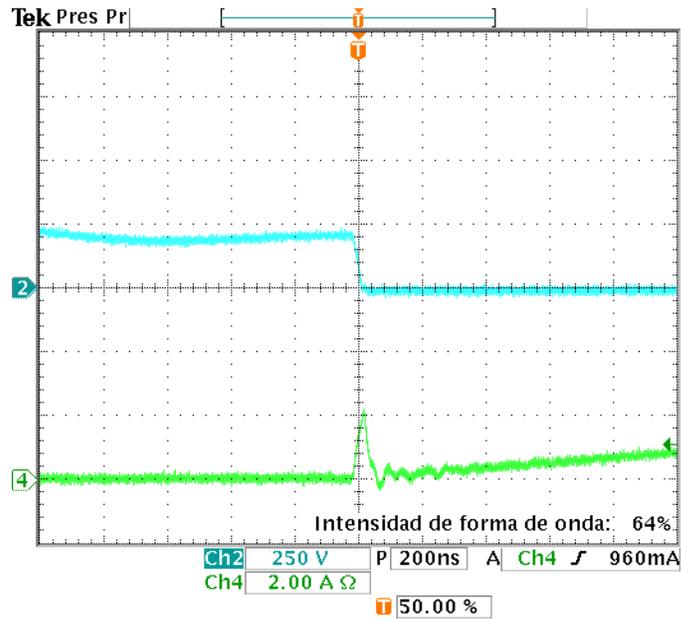


Fig. 3.37. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.

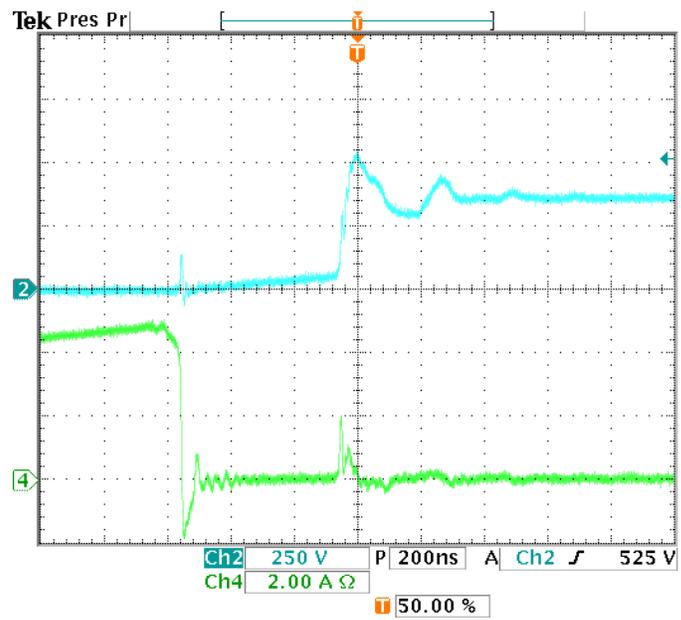


Fig. 3.38. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado.

En la Fig. 3.39 se observa el voltaje y la corriente en la carga. Siendo el canal 1 la señal de voltaje y el canal 3 la señal de corriente. Se puede apreciar una disminución en el ruido de alta frecuencia.

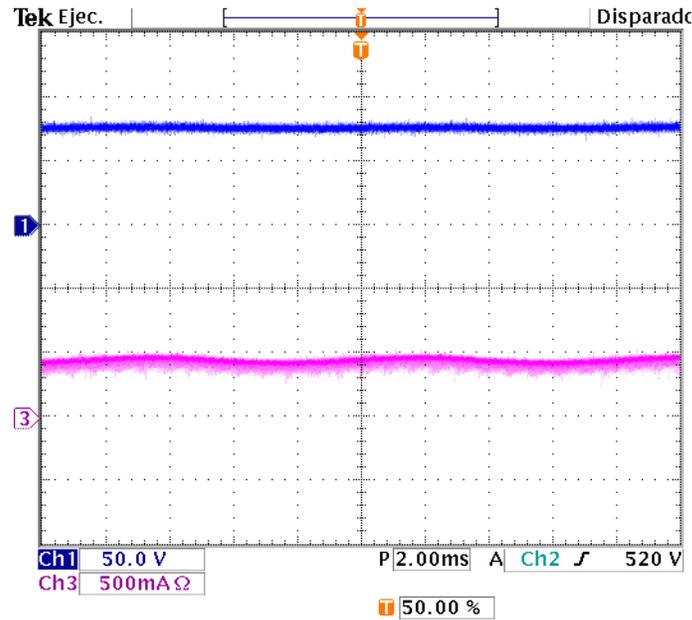


Fig. 3.39. Voltaje y corriente de salida.

En la Fig. 3.40 se pueden observar las corrientes en los inductores  $L_1$  y  $L_s$ . Nuevamente se observa que el inductor  $L_s$  no impacta en el comportamiento de la primera etapa del circuito.

En la Fig. 3.41 se observan las corrientes de los inductores  $L_2$  y  $L_s$ , donde  $L_2$  se encuentra en el canal 4 y  $L_s$  en el canal 3. Se puede ver que cuando ambas corrientes alcanzan un mismo valor, se mantienen en éste.

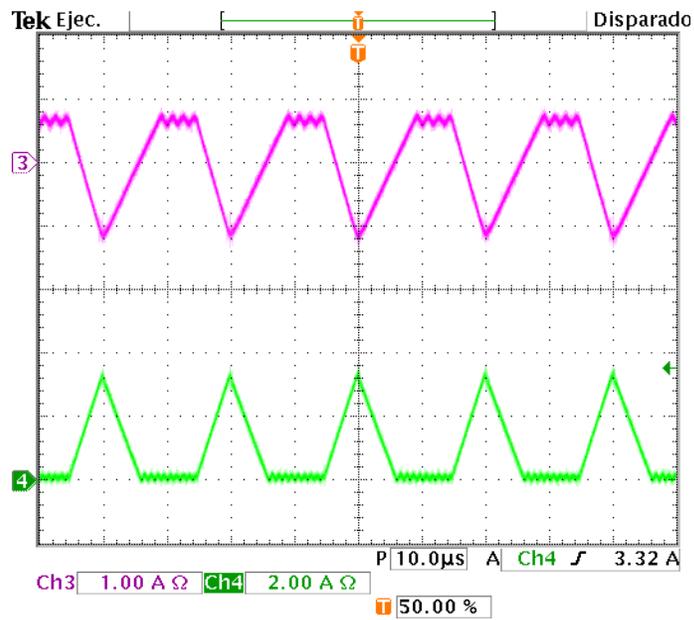


Fig. 3.40. Corrientes en los inductores  $L_1$  y  $L_s$ .

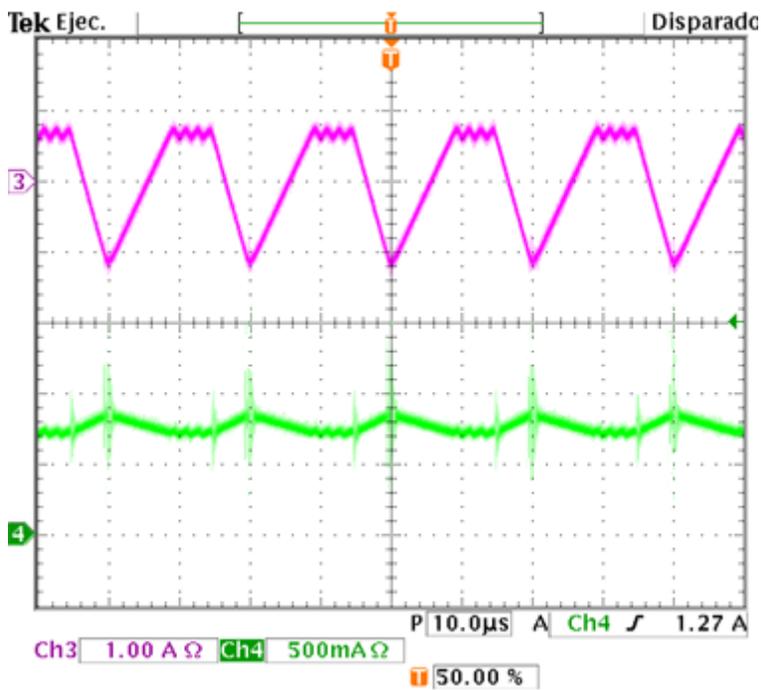


Fig. 3.41. Corrientes en los inductores  $L_2$  y  $L_s$ .

### 3.2.2.3 Interruptor de Carburo de Silicio a potencia nominal

En la Fig. 3.42 se aprecia el voltaje Drain-Source el interruptor en el canal 2 y la corriente que circula a través del mismo, en el canal 4.

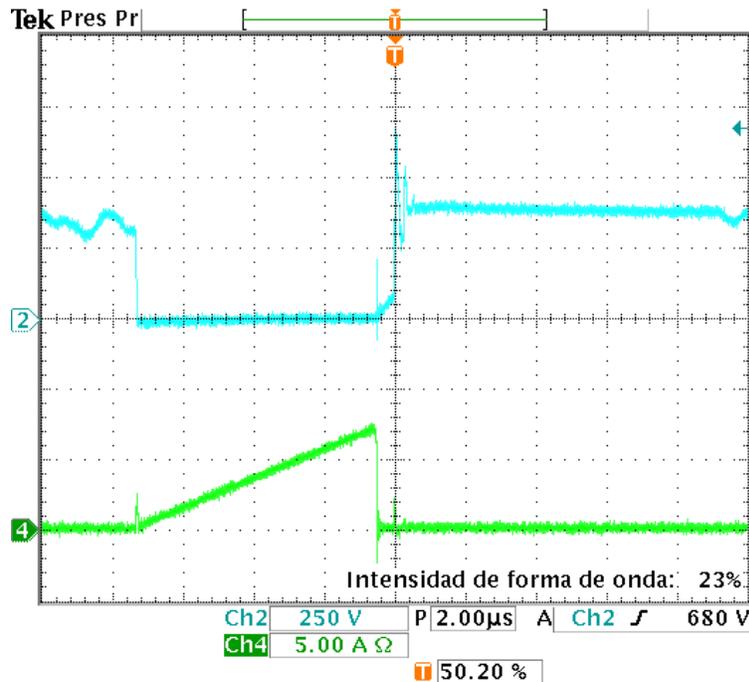


Fig. 3.42. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal.

La Fig. 3.43 muestra un acercamiento a las señales del interruptor en el encendido del mismo. En ésta se puede ver cómo la corriente mantiene un aumento progresivo determinado por las corrientes en los inductores en  $L_1$ ,  $L_2$  y  $L_s$ .

Por su parte, la Fig. 3.44 permite observar la conmutación de apagado en mayor detalle. El voltaje Drain-Source del interruptor aumenta de manera paulatina.

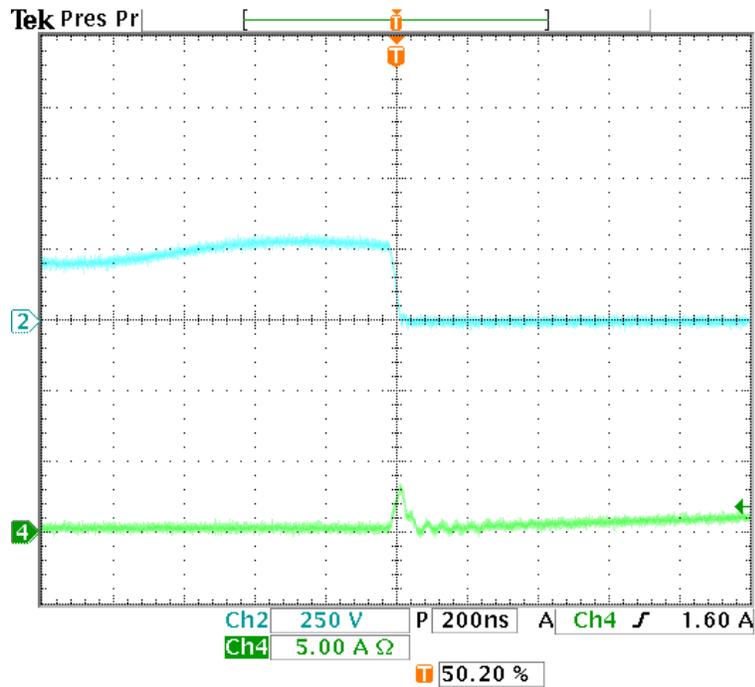


Fig. 3.43. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el encendido.

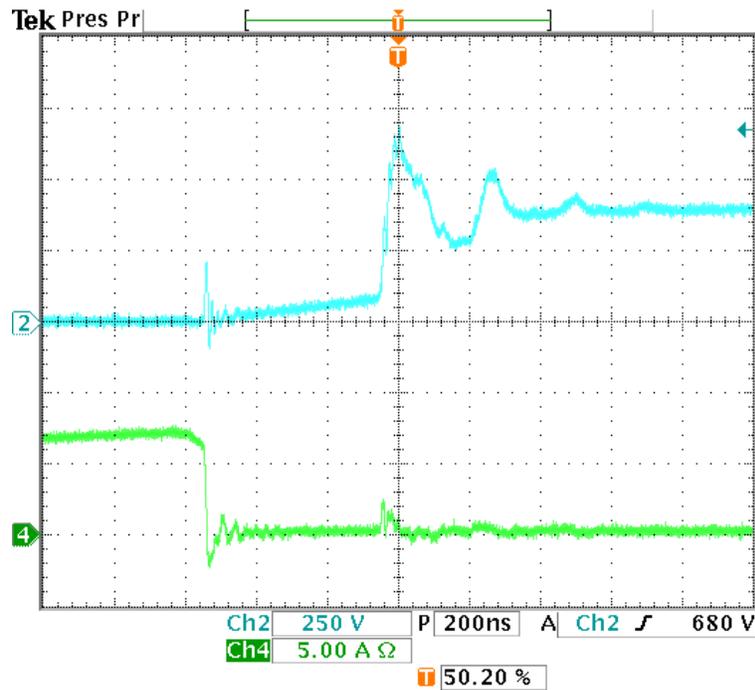
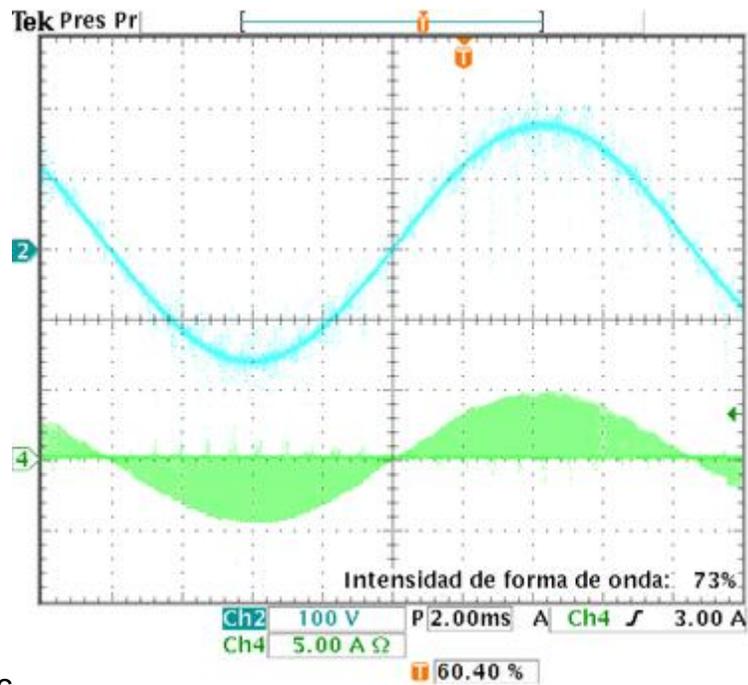


Fig. 3.44. Voltaje Drain-Source y corriente en el Drain de interruptor principal en el apagado.

En la Fig. 3.45 se observa el voltaje de entrada, en el canal 2, y la corriente de entrada, en el canal 4. Se aprecia nuevamente que ambas se encuentran en fase, es decir, el factor de potencia se observa muy elevado.



c

Fig. 3.45. Voltaje y corriente de entrada.

La Fig. 3.46 muestra el voltaje, en el canal 1, y la corriente, en el canal 3, en la carga. El voltaje se mantiene en los 82 V RMS y la corriente en 750 mA RMS.

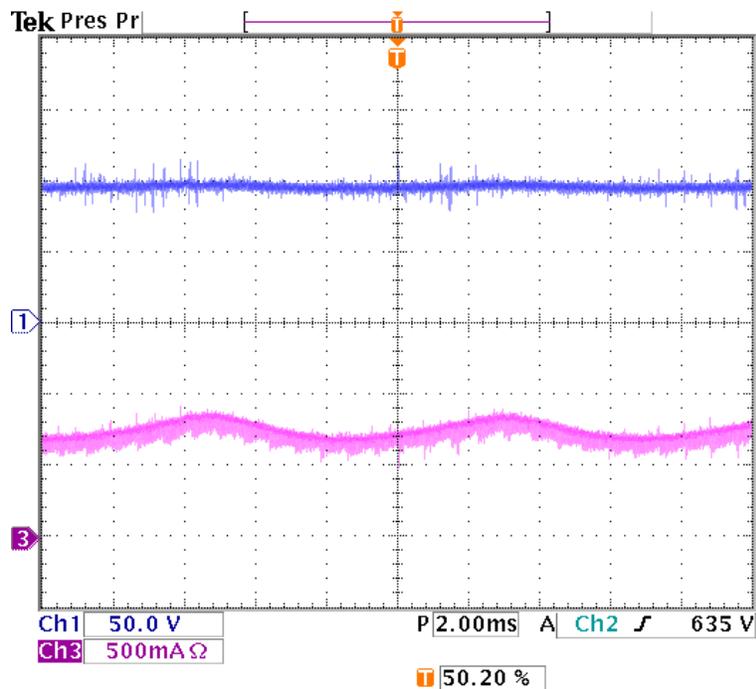


Fig. 3.46. Voltaje y corriente de salida.

En la Fig. 3.47 se pueden ver las corrientes en los inductores  $L_1$ , en el canal 3, y  $L_s$ , en el canal 4. Este último se encuentra trabajando en el límite de modo de conducción continua y discontinua.

Por su parte, la Fig. 3.48 ilustra la corriente en los inductores  $L_2$ , en el canal 3, y  $L_s$ , en el canal 4.

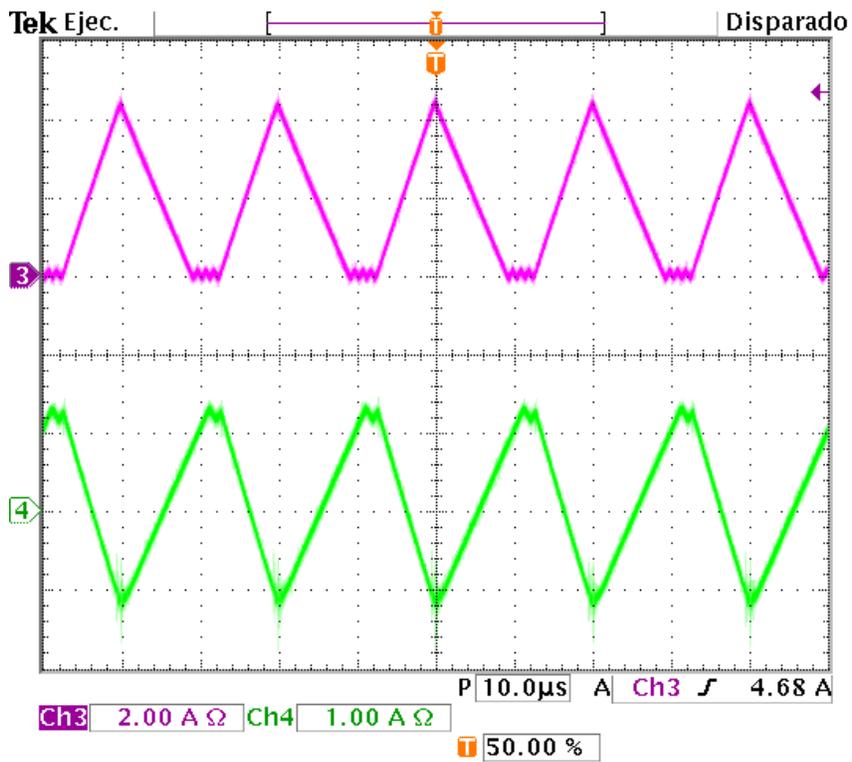


Fig. 3.47. Corrientes en los inductores  $L_1$  y  $L_s$ .

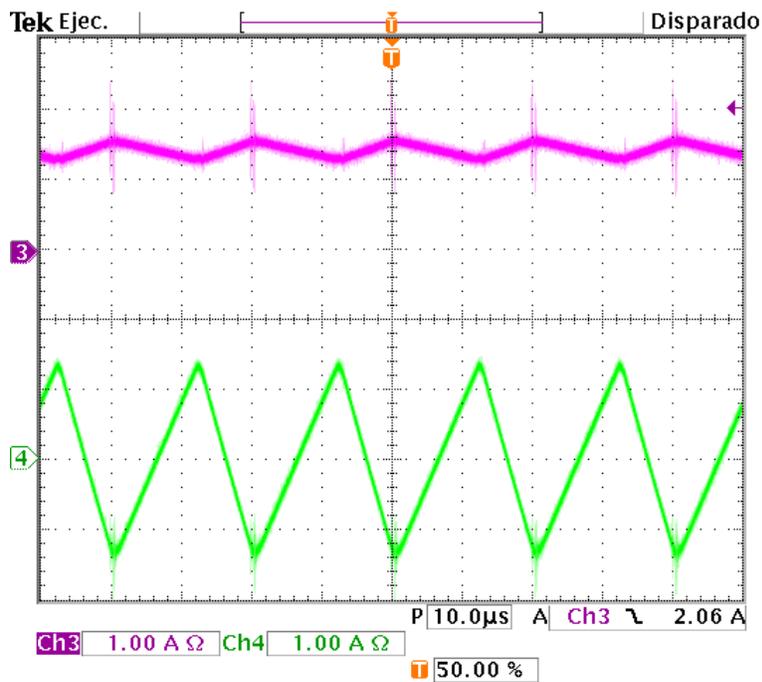


Fig. 3.48. Corrientes en los inductores  $L_2$  y  $L_s$ .

En la Fig. 3.49 se observa la distorsión armónica total. A pesar de ser un poco mayor que en las pruebas anteriores, se observa la presencia del tercer armónico.

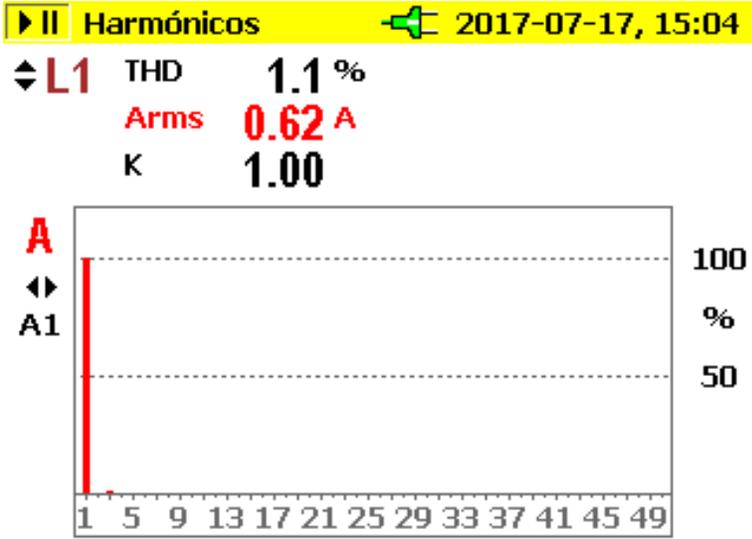


Fig. 3.49 Distorsión armónica total.

### 3.3 Discusión de resultados

Como se pudo apreciar en los resultados experimentales, se observó un cambio en las señales de voltaje y corriente en el interruptor principal. Sin embargo, la eficiencia muestra cambios no tan significativos debido a la presencia de una mayor cantidad de elementos. La eficiencia fue calculada con base en los cambios de corriente de salida, ya que la carga mantiene un valor nominal fijo.

La Fig. 3.50 muestra la eficiencia general para el convertidor sin circuitos auxiliares y con interruptores de Silicio. Se observa una eficiencia de 84% aproximadamente.

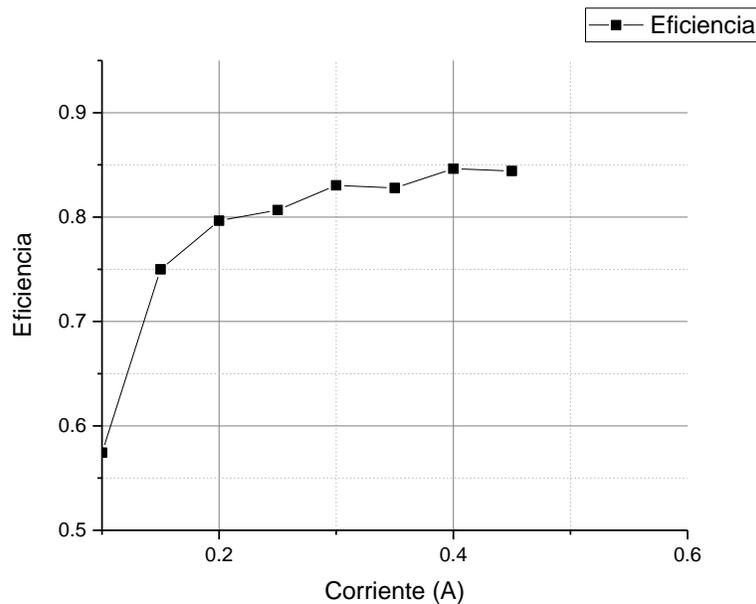


Fig. 3.50. Curva de eficiencia para el circuito sin snubbers y con Si.

Por su parte, la Fig. 3.51 permite observar la eficiencia del convertidor con interruptores de Carburo de Silicio, alcanzando una eficiencia de 87%.

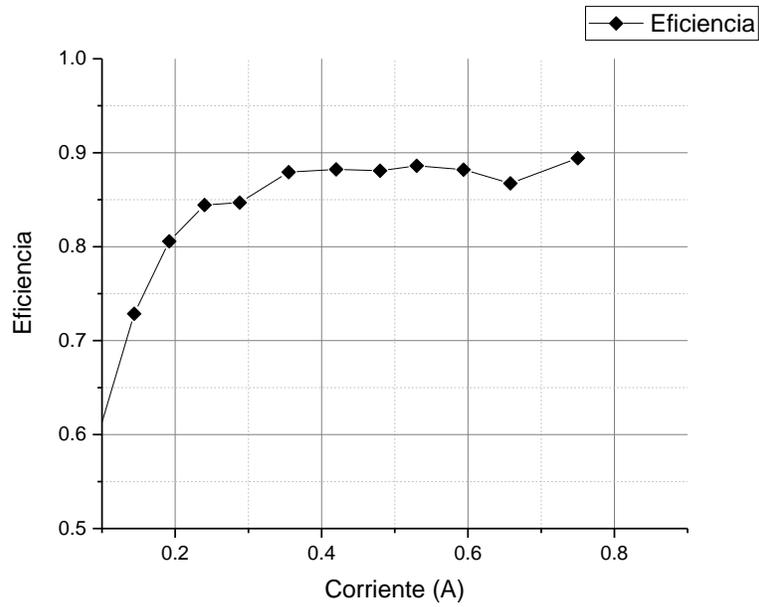


Fig. 3.51. Curva de eficiencia para el circuito sin snubbers y con SiC.

En la Fig. 3.52 se aprecia la eficiencia el convertidor con circuitos auxiliares e interruptores de Silicio, alcanzando un 86% de eficiencia aproximadamente.

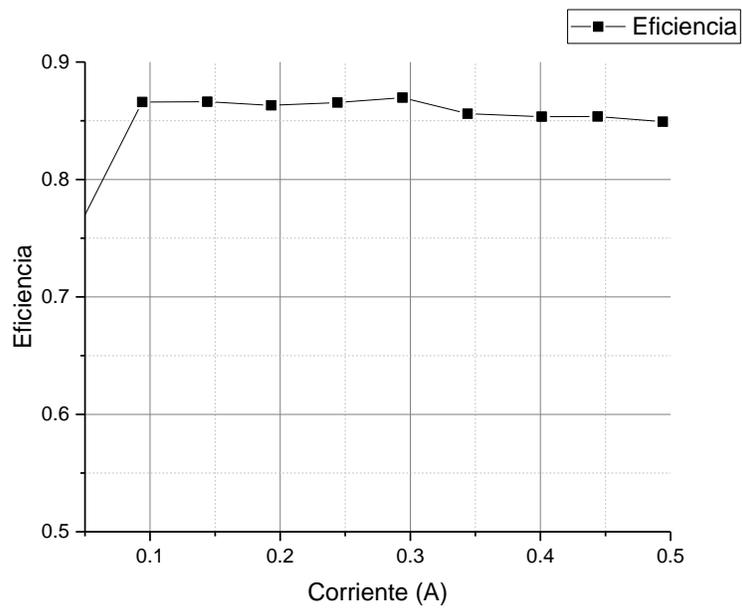


Fig. 3.52. Curva de eficiencia para el circuito con snubbers y con Si.

Finalmente, la Fig. 3.53 muestra la eficiencia con interruptores de Carburo de Silicio y circuitos auxiliares, alcanzando alrededor de 87% de eficiencia.

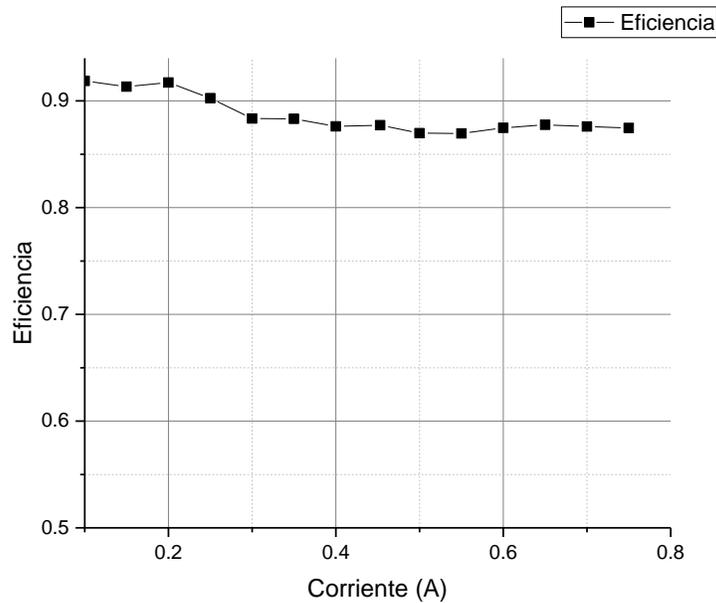


Fig. 3.53. Curva de eficiencia para el circuito con snubbers y con SiC.

Como se puede apreciar en las imágenes anteriores, la forma de la curva de eficiencia cambia con respecto al uso de los circuitos auxiliares. Se observa cómo la forma eficiencia varía con respecto a la potencia. Es decir, a la potencia nominal se obtiene una mejora de un par de puntos porcentuales para ambos casos, sin embargo, al utilizar la conmutación suave la eficiencia es elevada a potencias menores a la nominal, permitiendo un rango de aplicaciones más amplio para el circuito.

### 3.3.1 Pruebas térmicas.

Se realizaron pruebas térmicas a los circuitos con conmutación dura y con conmutación suave con interruptores de Carburo de Silicio. Además, se realizó un cambio en el inductor  $L_1$ , con la finalidad de disminuir la temperatura causada por la disipación de potencia en el conductor del elemento magnético.

Al cambiar el alambre del embobinado por un cable de hilo de Litz se puede reducir la resistencia en serie equivalente, y, por ende, disminuyendo la potencia que se disipa en el mismo.

La Fig. 3.54 permite identificar los puntos de mayor temperatura gracias a la imagen térmica. Se puede apreciar que la temperatura del interruptor principal se eleva por encima de los 60°C. Se aprecia de igual manera que los diodos D<sub>1</sub> y D<sub>3</sub> presentan la mayor temperatura, cercana a los 70°C.

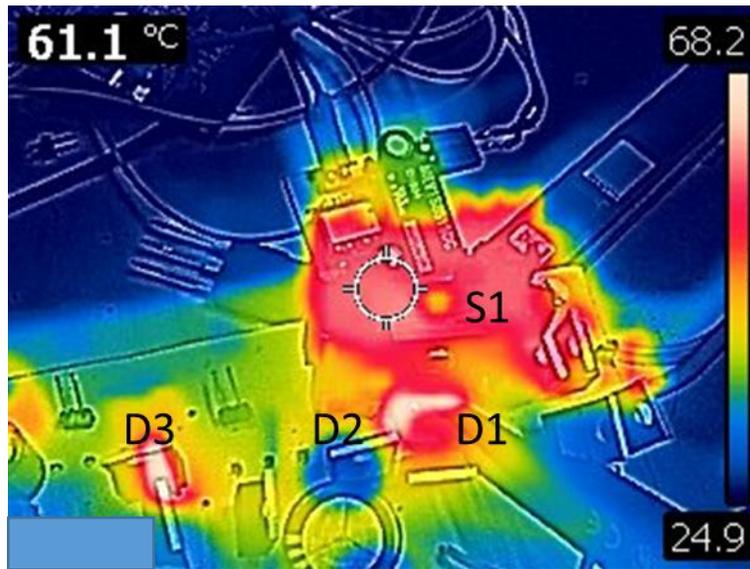


Fig. 3.54. Imagen térmica del convertidor con conmutación dura.

En la Fig. 3.55 se aprecia la disminución de la temperatura en el interruptor principal, en la prueba con conmutación suave. Se observa una disminución de 20°C con respecto a la prueba con conmutación dura.

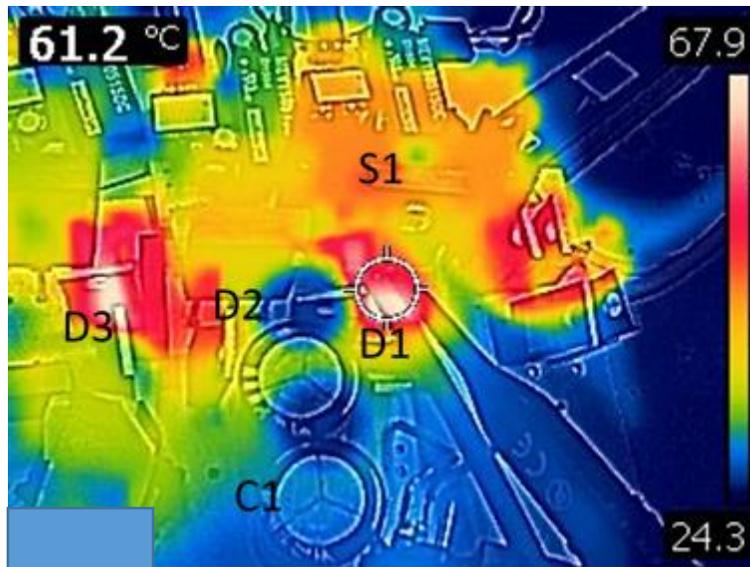


Fig. 3.55. Imagen térmica del convertidor con conmutación suave.

Sin embargo, los diodos mantuvieron la temperatura elevada mostrada en la prueba sin circuitos auxiliares.

Debido a la anterior, el efecto del cambio de la temperatura en el núcleo de hilo de Litz y el núcleo de un único alambre no afecta el rendimiento general del sistema. Mas es un parámetro que se debe mejorar. La Fig. 3.56 y la Fig. 3.57 muestran la diferencia de las temperaturas en los núcleos antes mencionados. En la primera se observa una tonalidad roja en el núcleo de alambre único, por su parte, la segunda, la cual contiene la información del núcleo con hilo de Litz, muestra un color amarillo en el espectro térmico.

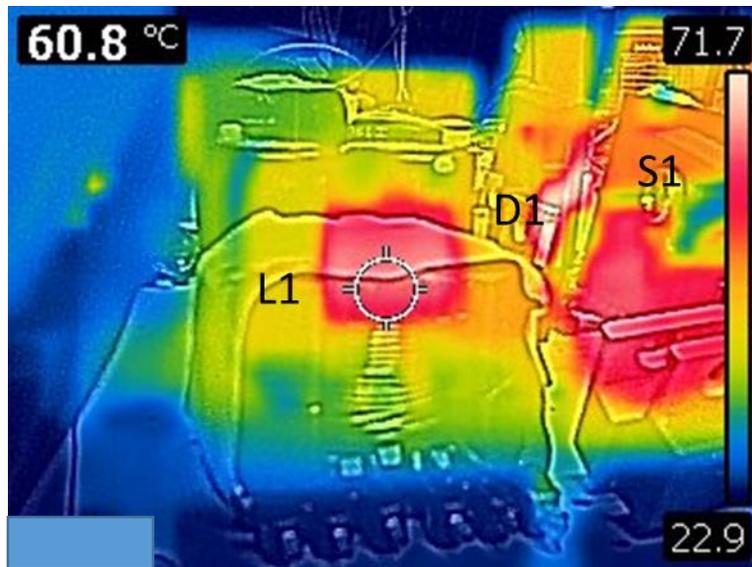


Fig. 3.56. Temperatura del núcleo con un alambre.



Fig. 3.57. Temperatura del núcleo con hilo de Litz.

## Conclusiones

Actualmente, las luminarias LED han comenzado a adueñarse del mercado de iluminación debido a sus características. Presentan diversas ventajas y pocas limitaciones. Una de ellas es la necesidad de un convertidor que cumpla ciertos requisitos como lo son un rizo pequeño de corriente a la salida y características en la alimentación como lo son una baja distorsión armónica total y un factor de potencia elevado.

El convertidor propuesto posee las características deseadas, sin embargo, por la naturaleza de construcción presenta disipación de potencias elevadas en las conmutaciones. Por lo cual es preciso utilizar técnicas que permitan reducir estas pérdidas.

La solución seleccionada presenta dos snubbers, uno activo de voltaje y uno pasivo de corriente, con los cuales el convertidor alcanza la conmutación suave con corriente cero (ZCS) y con voltaje cero (ZVS), disminuyendo drásticamente las pérdidas por conmutación.

Como se observa en la sección de resultados, si bien existen transitorios ocasionados por elementos parásitos en el prototipo experimental, el comportamiento de los circuitos auxiliares es similar al esperado, visto en la simulación.

De igual manera, se observa una disminución en la eficiencia general del sistema, debido al incremento de componentes que, finalmente, presentan pérdidas. A pesar de esto, debido a que el circuito permite mejores eficiencias a potencias menores a la nominal se puede concluir que la conmutación suave permite operar en un rango mayor rango de valores para la corriente de salida, sin embargo, si la potencia será la nominal, se concluye que la mejor opción es el uso de interruptores de Carburo de Silicio, debido a factores como la complejidad del control.

## Referencias

- [1] Koshel, J. R. "Illumination Engineering Design with Nonimaging Object". Wiley. 2013.
- [2] K. Zhou, J. G. Zhang, S. Yuvarajan and D. F. Weng, "Quasi-Active Power Factor Correction Circuit for HB LED Driver," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 3, pp. 1410-1415, May 2008.
- [3] Zhang Bo, Yang Xu, Xu Ming, Chen Qiaoliang and Wang Zhaoan, "Design of Boost-Flyback Single-Stage PFC converter for LED power supply without electrolytic capacitor for energy-storage". 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, 2009, pp. 1668-1671.
- [4] Limits for Harmonic current Emissions, International Electrotechnical Commission Standard 61000-3-2, 2006.
- [5] Gago, A., Fraile, Jorge. "Iluminación con tecnología LED". Paranifo, 2012.
- [6] Rashid, M. H. "Power Electronics Handbook". 3ra. Edición. Butterworth-Heinemann. 2011.
- [7] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. "Electrónica de Potencia". 3ra. Edición. McGrawHill. 2009.
- [8] S. Keeping. 2014-08-05." A review of zero voltage switching and its importance to voltage regulation". Disponible en:  
<https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/aug/a-review-of-zero-voltage-switching-and-its-importance-to-voltage-regulation>.
- [9] Martínez, G. "Balastro no-resonante basado en la integración de las etapas de corrección de FP y regulación de corriente". Tesis de Maestría. Instituto Tecnológico de Celaya. 2010.

- [10] Shneider Electric, "Compatibilidad Electromagnética (CEM)". Manual. 2001, pp. 10 – 11.
- [11] S. Anwar, W. Zhang, F. Wang and D. J. Costinett, "Integrated DC-DC converter design for Electric Vehicle powertrains". 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, 2016, pp. 424-431.
- [12] C. Gobbato, S. V. Kohler, I. H. de Souza, G. W. Denardin and J. de Pelegrini Lopes. "Integrated topology of DC converter for street lighting system based on LED modular drivers". 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Curitiba, 2016, pp. 1-6.
- [13] J. M. Alonso, A. J. Calleja, D. Gacio, J. Cardesín and E. López. "A long-life high-power-factor HPS-lamp LED retrofit converter based on the integrated buck-boost buck topology", IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, 2011, pp. 2860-2865.
- [14] Zhang Bo, Yang Xu, Xu Ming, Chen Qiaoliang and Wang Zhaoan. "Design of Boost-Flyback Single-Stage PFC converter for LED power supply without electrolytic capacitor for energy-storage". IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, 2009, pp. 1668-1671.
- [15] Ching-Jung Tseng, Chern-Lin Chen. "A passive lossless snubber cell for nonisolated PWM DC/DC converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 4, Agosto 1998, pp. 593-601.
- [16] J. Marshall, M. Kazerani. "A Novel Lossless Snubber for Boost Converters". 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Montreal, Que., 2006, pp. 1030-1035.
- [17] M. Mohammadi, E. Adib, M. R. Yazdani, "Family of Soft-Switching Single-Switch PWM Converters With Lossless Passive Snubber". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 6, Junio 2015, pp. 3473-3481.

- [18] H. J. Choe, Y. C. Chung, C. H. Sung, J. J. Yun, B. Kang. "Passive Snubber for Reducing Switching-Power Losses of an IGBT in a DC–DC Boost Converter". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, Diciembre 2014, pp. 6332-6341.
- [19] Yoshihiro Konishi, Yung-Fu Huang. "Soft-switching buck boost converter using passive snubber composed of pulse current regenerative resonant circuit". INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference, Roma, 2007, pp. 886-890.
- [20] Enhui Chu, Weiyu Hu, Jinxing Gong, Rui Hou, Mutsuo Nakaoka, "A novel high frequency ZVS-PWM boost DC-DC converter with auxiliary resonant snubber", 2010 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), Chengdu, 2010, pp. 576-580.
- [21] K. Fujiwara, H. Nomura. "A novel lossless passive snubber for soft-switching boost-type converters". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 6, Noviembre 1999, pp. 1065-1069.
- [22] Nakamura, M., et al. "Performance evaluations on soft-switching boost power converter with a single auxiliary passive resonant snubber". Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual.
- [23] J. M. Alonso, J. Vina, D. G. Vaquero, G. Martinez, R. Osorio. "Analysis and Design of the Integrated Double Buck–Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 4, Abril 2012, pp. 1689-1697.