



**INSTITUTO TECNOLÓGICO
DE CIUDAD MADERO**



**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR
ELEVADOR INTERCALADO CON CANCELACIÓN DE
RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA**

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. JESÚS ELÍAS VALDEZ RESÉNDIZ

DIRECTOR DE TESIS

DR. JULIO CESAR ROSAS CARO

CIUDAD MADERO TAM. MÉXICO

NOVIEMBRE 2011



**INSTITUTO TECNOLÓGICO
DE CIUDAD MADERO**



**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR
ELEVADOR INTERCALADO CON CANCELACIÓN DE
RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA**

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. JESÚS ELÍAS VALDEZ RESÉNDIZ

JURADO

PRESIDENTE:	DR. JULIO CESAR ROSAS CARO
SECRETARIO:	DR. RUBÉN SALAS CABRERA
VOCAL:	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
SUPLENTE:	M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS

Dedicatoria

***A mis padre, Pastor y Caritina por su ejemplo y
amor incondicional.***

***A mis Hermanos Pastor, Mónica, Mauricio y Ana,
por su gran apoyo.***

Agradecimientos

A Dios por la oportunidad de vivir esta experiencia.

A mi Padres Pastor y Caritina por el apoyo incondicional

A mis Hermanos, por estar cuando los necesito.

Deseo agradecer en gran medida a mi asesor y amigo el Dr. Julio Cesar Rosas Caro, por aceptarme como alumno, confiar en mí, y por brindar parte de su tiempo en el desarrollo de este tema de tesis. Gracias a su apoyo e ideas fue posible la elaboración de este proyecto.

A mis amigos de la maestría en ingeniería eléctrica; Chuy, Sori, Mayo, Flaviano, Sotomon, Eduardo, Omar, Julián, quienes de alguna manera también colaboraron con este proyecto, y me hicieron amena la estancia en la maestría (y sin llorar...).

A mí siempre amiga Andrea, por el apoyo anímico, y por estar presente en los momentos difíciles.

A los profesores de la maestría, por compartirme sus conocimientos a través de las diversas materias que tuve la oportunidad de cursar, en especial al M.C Aarón González Rodríguez por sus valiosas enseñanzas. Al Ing. Rodolfo Castillo Ibarra, jefe del laboratorio de ingeniería eléctrica por permitirme el uso de un cubículo, para desarrollar cómodamente los trabajos relacionados con mi tema de tesis. Al M.C. Hermenegildo Cisneros Villegas, coordinador de la maestría en ingeniería eléctrica, por su apoyo en cuestiones administrativas.

A la Dirección General de Educación Superior Tecnológica (DGEST), por la beca con número 022010207-PC que se me otorgo durante los 2 años que cursé la maestría.

Quisiera agradecer también a la M.P. María Yolanda Chávez Cinco jefa de la División de Estudios de Posgrado e Investigación por facilitarme la infraestructura necesaria para llevar a cabo mis estudios de posgrado.

Este trabajo fue desarrollado en el marco del proyecto “Investigación de topologías de electrónica de potencia” Registrado ante DGEST 2011.

Resumen

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR ELEVADOR INTERCALADO CON CANCELACIÓN DE RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA

Presenta: Ing. Jesús Elías Valdez Reséndiz

Asesor: Dr. Julio Cesar Rosas Caro

Este trabajo propone una topología para un convertidor boost con la capacidad de cancelar el rizo de corriente de entrada con un ciclo de trabajo arbitrario. Las ventajas de la topología propuesta son: (i) la cancelación perfecta del rizo de corriente puede seleccionarse sin incrementar el número de componentes, (ii) tiene alta ganancia de voltaje comparado con el convertidor intercalado tradicional; esta característica es altamente deseada en aplicaciones con fuentes de energía renovables, (iii) la ganancia de voltaje puede ser fácilmente incrementada con un multiplicador de diodos y capacitores.

A lo largo de los capítulos, se describe de manera precisa el funcionamiento y las características del convertidor propuesto. Se presenta también el modelo dinámico de la topología, obtenido a través del análisis de cada estado de conmutación del convertidor.

El cálculo de los componentes del convertidor se realiza partiendo de las ecuaciones obtenidas y los parámetros propuestos, después de esto se simula la topología del convertidor en el software Synopsys Saber, utilizando los parámetros propuestos y los componentes calculados.

Por último se presentan los resultados experimentales obtenidos de un prototipo construido en base a los parámetros y componentes calculados. De esta manera se presenta un completo análisis teórico y experimental de la topología del convertidor propuesto.

Abstract

DESIGN AND CONSTRUCTION OF A INTERLEAVED BOOST CONVERTER WITH INPUT CURRENT RIPPLE CANCELATION

Presents: Eng. Jesus Elias Valdez Reséndiz

Advisor: Dr. Julio Cesar Rosas Caro

This work proposes a topology for a boost converter with the capability of canceling the input current ripple at an arbitrarily selected duty cycle. In the traditional interleaved boost converter the zero input current-ripple feature depends on the number of interleaved switching circuits. For example, two traditional interleaved converters have a zero input current ripple if and only if the duty cycle is 0.5. Other advantages of this proposed topology are: (i) the perfect ripple-cancelation duty-cycle can be selected without increasing the component count, (ii) higher voltage gain compared to the traditional interleaved boost converter; this feature is highly desirable in renewable energy applications, (iii) the voltage gain can be easily increased with a diode-capacitor voltage multiplier.

The early chapters, accurately describes the operation and characteristics of the proposed converter. It also presents the dynamic model of the topology, obtained through the analysis of each converter switching state.

The calculation of the components of the converter is based on the equations obtained and the proposed parameters, after that the simulation of the converter topology with the Synopsys Saber software, using the proposed parameters and calculated components are presented.

Finally the experimental results of the prototype based on the calculated parameters and components are shown. In this way this work presents a complete theoretical and experimental analysis of the proposed converter topology.

Contenido

Página

Dedicatoria.....	<i>i</i>
Agradecimientos.....	<i>ii</i>
Resumen.....	<i>iii</i>
Abstract.....	<i>iv</i>
Contenido.....	<i>v</i>
Lista de figuras.....	<i>viii</i>

Capítulo I:

INTRODUCCION	1
1.1 ANTECEDENTES.....	2
1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	3
1.3. JUSTIFICACIÓN.....	4
1.4. OBJETIVOS.....	4
1.4.1. Objetivo general.....	4
1.4.2. Objetivos Específicos.....	4
1.5. HIPÓTESIS.....	5
1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.....	5
REFERENCIAS CAPÍTULO I.....	6

Capítulo II:

MARCO TEORICO	7
2.1. INTRODUCCIÓN.....	8
2.2 CONVERTIDOR BUCK (REDUCTOR).....	9
2.3 CONVERTIDOR BOOST (ELEVADOR).....	10
2.4 CONVERTIDOR BUCK-BOOST (REDUCTOR-ELEVADOR).....	10

2.5 CONVERTIDOR CÚK.....	11
2.6 TOPOLOGÍAS CON ALTO FACTOR DE REDUCCIÓN.....	12
2.7 TOPOLOGÍAS CON ALTO FACTOR DE ELEVACIÓN.....	13
2.7.1 Multiplicador de voltaje controlado por modulación de ancho de pulso.....	13
2.7.2 Convertidor Boost con Pre-multiplicador.....	14
2.7.3 Convertidor boost multinivel.....	15
2.7.4 Convertidor de alto voltaje de tres interruptores.....	16
2.8 TOPOLOGÍAS CON CANCELACIÓN DE RIZO DE CORRIENTE.....	17
2.8.1 Topología convencional.....	18
2.8.2 Convertidor de cd-cd con rizo de corriente cero.....	19
2.8.3 Convertidor Boost con rizo de corriente de entrada cero.....	20
2.9 TOPOLOGÍA PROPUESTA.....	21
REFERENCIAS CAPÍTULO 2.....	22
Capítulo III:	
DISEÑO Y MODELADO DINAMICO DEL CONVERTIDOR.....	24
3.1 INTRODUCCION.....	25
3.2 DISEÑO DEL CONVERTIDOR.....	26
3.3 MODELADO DINAMICO DEL CONVERTIDOR.....	26
3.3.1. Ganancia de voltaje del convertidor.....	32
3.3.2. Rizo de corriente en los inductores.....	33
3.3.3. Calculo de capacitancias.....	35
REFERENCIAS CAPÍTULO 3.....	36
Capítulo IV:	
CALCULO DE COMPONENTES Y SIMULACION DEL CONVERTIDOR.....	37
4.1. INTRODUCCIÓN.....	38
4.2. CALCULO DE COMPONENTES.....	38
4.2.1 Calculo de la ganancia.....	39
4.2.2 Calculo de los inductores.....	40
4.2.3 Calculo de los capacitores.....	40

4.2.4 Selección de los semiconductores.	41
4.3. SIMULACION DEL CONVERTIDOR.....	44
4.3.1. Diagrama del circuito a simular.....	44
4.3.2. Graficas de la corriente de entrada y en los inductores.....	46
4.3.3 Graficas de los voltajes en los capacitores.....	49

Capítulo V:

CONSTRUCCION DEL CONVERTIDOR Y RESULTADOS EXPERIMENTALES ... 52

5.1. INTRODUCCIÓN.....	53
5.2. CONSTRUCCION DEL CONVERTIDOR.....	53
5.2.1. Fuente de C.D.....	54
5.2.2. Señales de disparo.....	54
5.2.3. Manejadores de compuerta y aislamiento.....	55
5.2.4. Convertidor intercalado.....	56
5.2.5. Diseño del circuito impreso.....	58
5.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	60
5.3.1. Medición del Rizo de corriente.....	61
5.3.2. Voltaje en los capacitores.....	63
5.3.3. Voltaje en los interruptores.....	66
5.3.4. Voltaje en los diodos.....	67

Capítulo VI:

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS 69

6.1. CONCLUSIONES.....	70
6.2. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.....	71
6.3. PUBLICACIONES REALIZADAS.....	72
6.3.1 Congresos.....	72
6.3.2 Capítulos en Libros.....	73

Lista de Figuras

<i>Figura 2. 1 Interfaz de electrónica de potencia</i>	8
<i>Figura 2. 2 Convertidor Buck (reductor).</i>	9
<i>Figura 2. 3 Convertidor Boost (elevador).</i>	10
<i>Figura 2. 4 Convertidor buck-boost (reductor-elevador).</i>	11
<i>Figura 2. 5 Convertidor Cúk.</i>	12
<i>Figura 2. 6 Multiplicador de voltaje controlado por modulación de ancho de pulso [4].</i> ..	14
<i>Figura 2. 7 Boost con pre-multiplicador [4].</i>	15
<i>Figura 2. 8 Convertidor boost multinivel de 3x y Nx [6].</i>	16
<i>Figura 2. 9 Convertidor de alto voltaje de tres interruptores [4].</i>	17
<i>Figura 2. 10 Topología convencional libre de rizo [11].</i>	18
<i>Figura 2. 11 Convertidor de cd-cd con rizo de corriente cero [12].</i>	19
<i>Figura 2. 12 Forma de onda del convertidor con rizo de corriente cero [12].</i>	19
<i>Figura 2. 13 Convertidor Boost con rizo de corriente de entrada cero [15].</i>	20
<i>Figura 2. 14 Forma de onda del Convertidor Boost con rizo de corriente de entrada cer.</i>	20
<i>Figura 2. 15 Convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada.</i>	21
<i>Figura 3. 1 Convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada.</i>	26
<i>Figura 3. 2 Circuitos equivalentes a) Cuando S_1 esta encendido</i>	27
<i>Figura 3. 3 Forma de onda de las corrientes en los inductores.</i>	30
<i>Figura 3. 4 Ganancia de voltaje vs Ciclo de trabajo</i>	32
<i>Figura 3. 5 Rizo de corriente (amp) vs Ciclo de trabajo.</i>	34
<i>Figura 4. 1 Encapsulado del Mosfet IRFP250 y sus características principales</i>	42
<i>Figura 4. 2(a) Encapsulado del diodo BYW29E200, (b) características principales</i>	44
<i>Figura 4. 3 Diagrama eléctrico del Convertidor elevador con cancelación de rizo</i>	45
<i>Figura 4. 4 Diagrama del convertidor en el simulador Synopsys Saber.</i>	45
<i>Figura 4. 5 Graficas de corriente en los inductores L1 y L2</i>	47
<i>Figura 4. 6 Acercamiento de corriente en los inductores L1 y L2</i>	47
<i>Figura 4. 7 Detalle de las corrientes en los inductores, con la expresión de sus</i>	48

<i>Figura 4. 8 Grafica de la corriente total de entrada.</i>	48
<i>Figura 4. 9 Grafica del voltaje en el capacitor C_1.</i>	49
<i>Figura 4. 12. Gráfica del voltaje de salida del convertidor.</i>	51
<i>Figura 5. 1 Diagrama a bloques del convertidor.</i>	53
<i>Figura 5. 2 Fuente de alimentación doble.</i>	54
<i>Figura 5. 3 Microcontrolador MC68HC908QY4</i>	55
<i>Figura 5. 4 Señales de disparo.</i>	55
<i>Figura 5. 5 Diagrama del Opto-manejador HCPL3120.</i>	56
<i>Figura 5. 6 Imagen del tipo de inductor utilizado.</i>	57
<i>Figura 5. 7 Distribución de terminales (a) IRFP250, (b) BYW29E-200.</i>	57
<i>Figura 5. 8 Interface gráfica del software PCB Wizard.</i>	58
<i>Figura 5. 9 Diseño del convertidor en circuito impreso.</i>	59
<i>Figura 5. 10 Diseño del convertidor en circuito impreso.</i>	60
<i>Figura 5. 11 Sensores de efecto Hall.</i>	61
<i>Figura 5. 12 Medición del rizo de corriente.</i>	62
<i>Figura 5. 13 Acercamiento al rizo de corriente en los inductores.</i>	62
<i>Figura 5. 14 Corriente total de entrada y corriente en los inductores.</i>	63
<i>Figura 5. 15 Voltaje en el capacitor C_1.</i>	64
<i>Figura 5. 16 Voltaje en el capacitor C_2.</i>	64
<i>Figura 5. 17 Voltaje en el capacitor C_3.</i>	65
<i>Figura 5. 18 Voltaje en la salida del convertidor.</i>	65
<i>Figura 5. 19 Caída de tensión en el interruptor S_1.</i>	66
<i>Figura 5. 20 Caída de tensión en el interruptor S_2.</i>	66
<i>Figura 5. 21 Caída de tensión en d_1.</i>	67
<i>Figura 5. 22 Caída de tensión en d_2.</i>	68
<i>Figura 5. 23 Caída de tensión en d_3.</i>	68
<i>Figura 6. 1 Extensión del convertidor intercalado con cancelación de rizo de corriente.</i>	71
<i>Figura 6. 2 Topología con balance de voltaje del convertidor intercalado</i>	72

Capítulo

1

Introducción

Este capítulo muestra una introducción al trabajo a desarrollar, se presentan los antecedentes del trabajo, la definición del problema, la justificación del mismo, así como los objetivos, la hipótesis, los alcances y limitaciones.

1.1 ANTECEDENTES.

Los convertidores estáticos de potencia (o conmutados) son aquellos que transforman la energía eléctrica, ya sea cambiando su forma de onda o modificando los niveles de voltaje o corriente, el principal objetivo de dichos convertidores es procesar la energía eléctrica con la máxima eficiencia posible, por lo que se evita emplear elementos resistivos y en cambio se utilizan elementos que almacenan energía, tales como capacitores y bobinas, así como semiconductores trabajando en modo de conmutación (corte/saturación), de ahí su nombre [1].

Los convertidores conmutados se pueden clasificar en:

- Convertidores de CA-CD: (rectificadores): convierten corriente alterna en corriente continua.
- Convertidores de CD-CA: (inversores): convierten corriente continua en corriente alterna.
- Convertidores de CA-CA: convierten corriente alterna en corriente alterna.
- Convertidores de CD-CD: convierten corriente continua en corriente continua.

Para el diseño de dichos convertidores se deben tomar en cuenta varios parámetros, tales como la frecuencia de conmutación, el ciclo de trabajo, las características de los semiconductores (transistores y diodos), entre otros. Estos parámetros son fáciles de calcular, y se pueden ajustar de acuerdo a las necesidades y al tipo de convertidor. Sin embargo existen características indeseables como los rizados de voltaje y de corriente, los cuales se intentan aminorar utilizando diversas técnicas [2].

El rizo de corriente de entrada en particular desencadena dos serios problemas:

- 1). Juega un papel importante en la generación de interferencia electromagnética (EMI por sus siglas en inglés) que es inducida por el convertidor, la cual se debe reducir para cumplir con los requerimientos de la limitación armónica. Esta interferencia electromagnética, puede incluso provocar la destrucción del convertidor debido a que puede ocasionar errores en las señales de disparo de los transistores y cerrarlos cuando no deberían.

2). Si la fuente que alimenta al convertidor es una fuente de energía renovable, se puede ver afectada la vida útil de esta, debido a que la corriente discontinua o con rizo elevado las daña considerablemente [3].

Una de las opciones para eliminar la interferencia electromagnética, es un voluminoso y costoso filtro EMI en la entrada del convertidor, lo cual no es muy adecuado [4]. Para los convertidores elevadores, el rizo de corriente puede ser reducido por varios métodos, entre ellos:

- a). Aumentando la inductancia de la bobina de entrada.
- b). Adoptando técnicas de intercalamiento.
- c). Por medio de inductores acoplados [5].

A pesar de que estas técnicas solucionan el problema del rizo de corriente de entrada, existen topologías las cuales ya cuentan con la característica de cancelación de rizo de corriente de entrada.

El desarrollo de este trabajo se centra en el diseño e implementación de un convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente de entrada que elimine los problemas anteriormente señalados.

1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

Es bien sabido que en la actualidad existen diversas topologías de convertidores conmutados, muchas de ellas son convertidores cd/cd y basan su funcionamiento en la elevación de voltaje para diversas aplicaciones, como pueden ser fuentes de alimentación, control de motores de cd y últimamente como parte de los sistemas de adecuación de potencia para fuentes alternas de generación de energía eléctrica.

Todos estos tipos de convertidores requieren que el rizo de corriente de entrada sea el mínimo posible, en el caso de las fuentes alternas de generación de energía eléctrica dichos

requerimientos son muy estrictos, el rizo requerido es sumamente bajo, por los problemas de eficiencia y de generación gradual que esto puede acarrear.

Este rizo de corriente es el principal problema que se pretenderá resolver con el desarrollo del proyecto, con la finalidad de eliminar todas las implicaciones que conlleva.

1.3. JUSTIFICACIÓN.

El rizo de corriente de entrada, es un problema que se presenta en la mayoría de los convertidores (en este caso los de cd/cd elevadores) que puede ocasionar severos daños, tanto en la fuente de alimentación como en el mismo convertidor e incluso en la carga. Por ello es necesario desarrollar un convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada, que elimine los inconvenientes del rizo de corriente.

1.4. OBJETIVOS.

1.4.1. Objetivo general.

Diseñar y construir un convertidor elevador que logre cancelar el rizo de la corriente en la entrada.

1.4.2. Objetivos Específicos.

- ✚ Indagar en las características más importantes de los convertidores intercalados.
- ✚ Investigar sobre los beneficios de la eliminación del rizo de corriente de entrada en los convertidores conmutados.
- ✚ Realizar la simulación del convertidor, y analizar las curvas de corriente y voltaje.
- ✚ Diseñar un convertidor prototipo.
- ✚ Construir el prototipo y obtener resultados experimentales.

1.5. HIPÓTESIS.

- ✚ Es posible Diseñar un convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada.
- ✚ Es posible simular dicho convertidor y obtener resultados experimentales.
- ✚ Es posible construir un convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada.

1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.

- ✚ El convertidor tendrá las siguientes características.
 - ⊕ Voltaje de entrada: 30 V.
 - ⊕ Voltaje de salida 160 V.
 - ⊕ Potencia: 120 W Max.

Referencias Capítulo I

- [1] Mohan, Undeland, Robbins. "Power Electronics: Converters, Applications and design", Second edition, John Wiley & Sons, 1994

- [2] H. Rashid, Muhammad. "Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones", 2ª ed., Prentice Hall., 1995.

- [3] Lu Zheng yu, Chen Guo zhu, Quian Zhao ming, Quian Ting, "A novel topology for ripple-free inputting current techniques" *Electrical Institute of Zhejiang University Hangzhou*, 2000.

- [4] Erickson R., Maksimovic D., *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition, USA: Kluwer Academic Publishers, 2001.

- [5] Zhengyu Lu; Huiming Chen; Zhaoming Qian; Green, T.C.; , "An improved topology of boost converter with ripple free input current," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE* , vol.1, no., pp.528-532 vol.1, 2000

Capítulo

2

Marco Teórico

Las bases teóricas para la elaboración del proyecto son presentadas en este capítulo, donde se mostraran algunos de los convertidores de potencia que poseen alto factor de elevación de voltaje, y algunos otros que son capaces de cancelar el rizo de corriente en la entrada, esto con la finalidad de tener un marco de referencia para la comprensión del funcionamiento del convertidor propuesto.

2.1. INTRODUCCIÓN.

La utilización de los convertidores de potencia de cd/cd se ha venido ampliando a lo largo de los años, de tal manera que las aplicaciones en las que se les encuentra son cada vez mayores, desde fuentes conmutadas hasta sistemas de acondicionamiento de potencia. En la figura 2.1 se puede apreciar una interfaz de electrónica de potencia que emplea un convertidor para adecuar el voltaje de una fuente al requerido por una determinada carga [1].

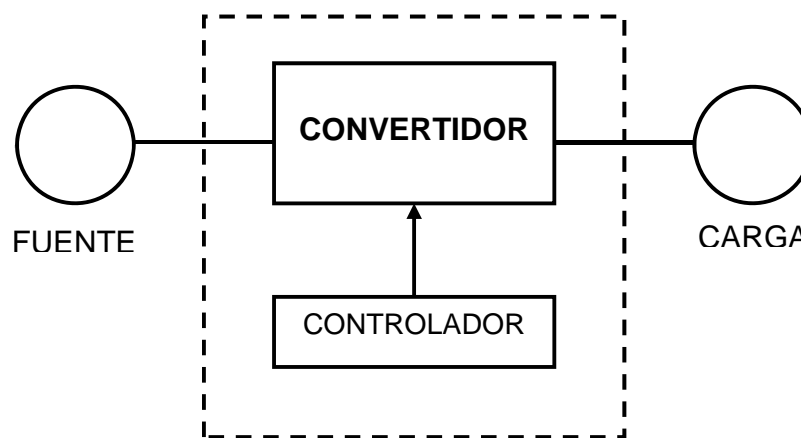


Figura 2. 1 Interfaz de electrónica de potencia

Paralelo a la demanda de convertidores, el avance que se ha tenido en su desarrollo ha sido basto, centrando las investigaciones principalmente en estos aspectos:

- ✚ Lograr el mayor aprovechamiento de la energía posible, esto se refleja en la eficiencia del convertidor, y se puede definir como la relación entre la potencia de salida y la de entrada.
- ✚ Lograr regular de la manera más eficiente el voltaje de salida frente a variaciones del voltaje de entrada, esto se refleja como el porcentaje máximo de variación del voltaje de salida con respecto al voltaje nominal.

- ✚ Reducción del tamaño de los convertidores con relación a su potencia lo cual se mide con la densidad de potencia, en watts por centímetro cuadrado.
- ✚ La base de los convertidores de cd- cd, son los convertidores buck y boost, se podría decir que de estos dos surgieron todas las demás topologías, a continuación se presenta una breve reseña de los convertidores de cd-cd más representativos, como lo son precisamente el convertidor buck, boost, buck- boost y cúk.

2.2 CONVERTIDOR BUCK (REDUCTOR).

Como su nombre lo indica, un convertidor Buck produce un voltaje de salida promedio menor que el de la entrada de voltaje de cd V_i . Su principal aplicación es en fuentes de cd reguladas y en controles de velocidad de motores de cd. Conceptualmente el circuito básico de la Figura 2.2 constituye un convertidor reductor [1].

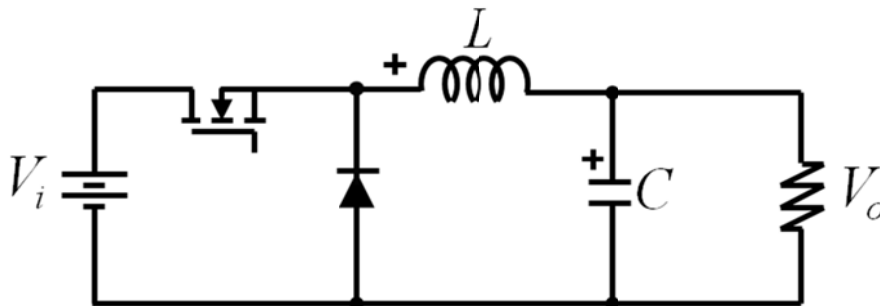


Figura 2. 2 Convertidor Buck (reductor).

En (1) y (2) se observa el promedio del voltaje en el capacitor y la corriente en el inductor [2].

$$\langle v_c \rangle = dV_i \quad (1)$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{v_c}{R} \quad (2)$$

Donde d es el ciclo de trabajo definido como el tiempo en que el interruptor está encendido entre el periodo de conmutación.

2.3 CONVERTIDOR BOOST (ELEVADOR).

La principal aplicación de los convertidores boost es en fuentes de voltaje de cd reguladas y en sistemas de acondicionamiento de potencia para fuentes alternas de generación de energía eléctrica. En la Figura 2.3 se puede observar el circuito de un convertidor boost (elevador), que como su nombre lo implica ofrece una salida de voltaje siempre mayor que el voltaje de entrada [1].

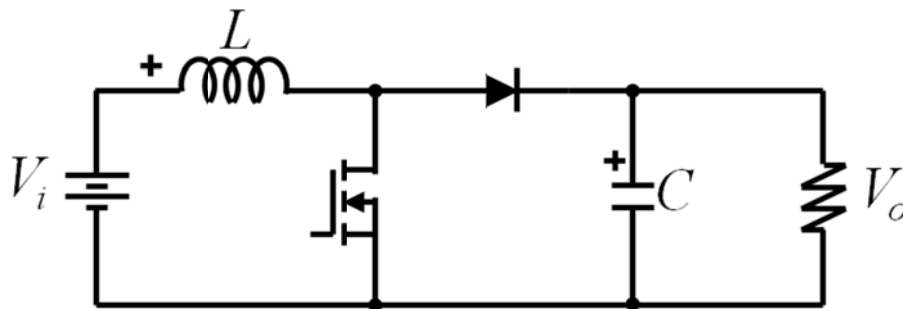


Figura 2. 3 Convertidor Boost (elevador).

En (3) y (4) se observa el promedio del voltaje en el capacitor y la corriente en el inductor [2].

$$\langle v_c \rangle = \frac{1}{(1-d)} V_i \quad (3)$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{v_c}{(1-d)R} \quad (4)$$

2.4 CONVERTIDOR BUCK-BOOST (REDUCTOR-ELEVADOR).

La principal aplicación del convertidor Buck-boost (Figura 2.4) es en fuentes de voltajes de cd, donde una salida con polaridad negativa pueda ser deseada con respecto a la terminal común de la entrada de voltaje, por su parte el voltaje de salida puede ser o mayor o menor que el voltaje de entrada.

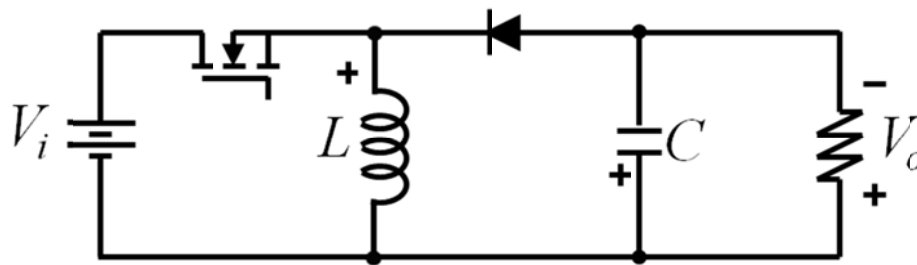


Figura 2. 4 Convertidor buck-boost (reductor-elevador).

En estado estacionario la relación de voltajes de entrada y salida, es el producto de la relación de voltajes de entrada y salida de los dos convertidores en cascada (asumiendo que los interruptores en ambos convertidores tienen el mismo ciclo de trabajo) [2].

A continuación se presenta la expresión del promedio del voltaje en el capacitor (5) y la corriente en el inductor (6) [2].

$$\langle v_c \rangle = \frac{d}{(1-d)} V_i \quad (5)$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{v_c}{(1-d)R} \quad (6)$$

2.5 CONVERTIDOR CÚK.

Nombrado así en honor a su inventor, el convertidor Cúk (Figura 2.5) es similar al convertidor buck-boost, provee un voltaje de salida regulado con polaridad negativa con respecto a la terminal común del voltaje de entrada [1].

Aquí el capacitor C1 actúa como el medio principal de almacenamiento y transferencia de energía de la entrada a la salida [2].

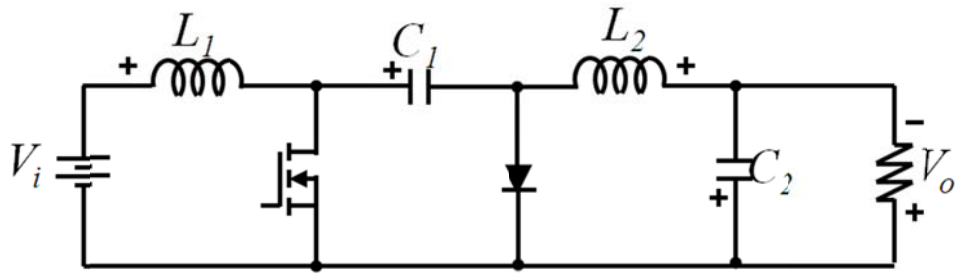


Figura 2. 5 Convertidor Cúk.

A continuación se presentan las expresiones del promedio de los voltajes en los capacitores (7) y (8), y las corrientes en los inductores (9) y (10) [2].

$$\langle v_{C1} \rangle = \frac{1}{(1-d)} V_i \quad (7)$$

$$\langle v_{C2} \rangle = \frac{d}{(1-d)} V_i \quad (8)$$

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{d}{(1-d)} i_{L2} \quad (9)$$

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{v_{C2}}{R} \quad (10)$$

2.6 TOPOLOGÍAS CON ALTO FACTOR DE REDUCCIÓN.

Para aplicaciones en sistemas digitales se procura disminuir los rangos de voltaje de alimentación, con la finalidad de reducir el tamaño, incrementar la eficiencia y la velocidad de los sistemas.

Las mayores dificultades se presentan cuando se intenta reducir el voltaje, debido a la ganancia extremadamente baja que se necesita, el convertidor buck convencional, necesita un ciclo de trabajo muy bajo para reducir el voltaje a estos niveles lo cual presenta múltiples

inconvenientes, el retardo de los circuitos de conmutación hace que si el ciclo de trabajo es muy bajo el pulso en la señal de disparo será tan corto (en tiempo) que el convertidor no alcance a conmutar, esto se puede solucionar reduciendo la frecuencia de conmutación pero es indeseable pues incrementa el tamaño de los componentes pasivos para los mismos parámetros de rizado en el voltaje y la corriente [3].

2.7 TOPOLOGÍAS CON ALTO FACTOR DE ELEVACIÓN.

Para este tipo de topologías existen desafíos que también son difíciles de llevar a cabo, por ejemplo en aplicaciones en donde se necesita alto voltaje y baja corriente como televisores CRT, sistemas de rayo láser, sistemas de rayos X, entre otros. [4].

Otras de las aplicaciones donde se requieren convertidores con alto factor de elevación, son las que tienen que ver con la generación de energía eléctrica por medio de energías renovables, donde los paneles fotovoltaicos o las celdas de combustible proporcionan un voltaje bajo en comparación con el que se requiere, y por lo cual este voltaje de salida necesita ser elevado para poder alimentar a un inversor conectado a la red o alimentar cargas aisladas.

2.7.1 Multiplicador de voltaje controlado por modulación de ancho de pulso.

Este multiplicador se compone de un pre regulador buck y un convertidor push-pull, el cual es una de las topologías tradicionales para realizar un convertidor con alta ganancia de voltaje el cual utiliza un transformador y dos interruptores para invertir el voltaje de entrada. Para realizar transformación CD-CD de alta ganancia, es posible utilizar un transformador, ya sea de núcleo de ferrita o laminado (el núcleo de ferrita permitirá utilizar frecuencias de conmutación más altas) con el fin de reducir el tamaño, el transformador puede tener una relación de transformación que eleve el voltaje y en la salida es posible utilizar un multiplicador de voltaje para obtener una ganancia mayor.

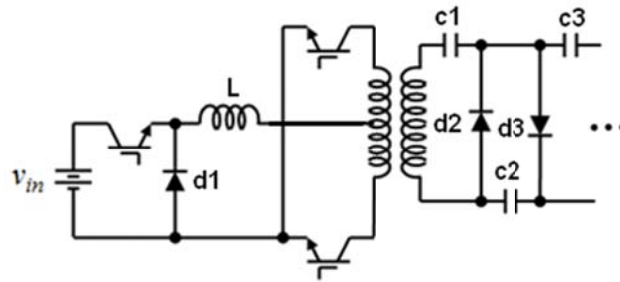


Figura 2. 6 Multiplicador de voltaje controlado por modulación de ancho de pulso [4].

En la Figura 2.6 se puede apreciar el diagrama del convertidor, el cual puede ser extendido a aplicaciones de alto voltaje, agregando capacitores y diodos al multiplicador de salida, sin embargo tiene limitaciones que se han mencionado en [4] como: (i) requiere dos etapas de conversión que incluyen tres interruptores y un complejo sistema de control, lo cual incrementa las pérdidas y el costo (ii) debido al pre-regulador buck la corriente de entrada es discontinua lo que es indeseable para la fuente de alimentación, algunas fuentes de energía renovable como las celdas solares y de combustible no toleran una corriente de salida discontinua, lo que invariablemente implicaría la conexión de un filtro en la entrada (iii) un alto factor de potencia es difícil de lograr teniendo un pre-regulador buck (considerando que se conecte un rectificador en la entrada)

2.7.2 Convertidor Boost con Pre-multiplicador.

Una topología recientemente propuesta en [5] es mostrada en la Figura 2.7. Este convertidor consta de dos etapas de conversión, la primera es un multiplicador de voltaje basado en capacitores conmutados y la segunda etapa es un convertidor boost.

Como se puede observar en la Figura 2.7 la primera etapa carga los dos capacitores al voltaje de entrada en el primer estado de conmutación, en el siguiente estado de conmutación conecta los capacitores en serie para alimentar a la estación boost con un voltaje superior al de la entrada.

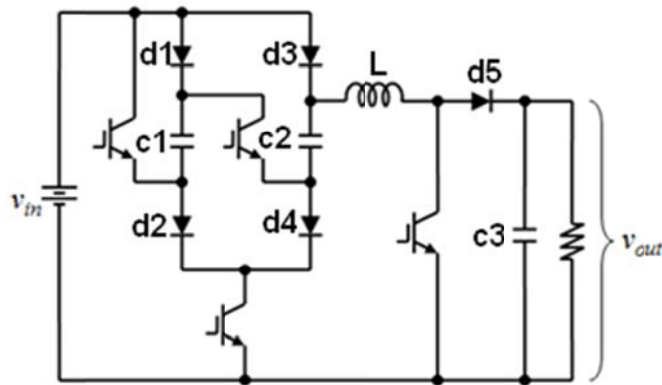


Figura 2. 7 Boost con pre-multiplicador [4].

La etapa de capacitores conmutados puede operar con una eficiencia muy alta, lo que es una ventaja, pero no puede regular el voltaje de su salida (podría hacerlo pero sin alta eficiencia), la etapa boost es necesaria si el voltaje de salida debe de ser controlado, una ventaja de tener la estación boost después de un multiplicador de voltaje es que el inductor drenará una corriente inferior a la corriente de entrada, mientras menos corriente drene el inductor, habrá menores pérdidas, sin embargo requiere un gran número de interruptores y al igual que en el caso del boost cuadrático, el interruptor de la estación boost bloquea el voltaje de salida, lo que limita el voltaje de salida (no la ganancia de voltaje).

2.7.3 Convertidor boost multinivel.

En [6] y [7] se propone una topología reciente llamada boost multinivel (Figura 2.8), la cual tienen ventajas como lograr un alto voltaje de salida con un único interruptor que bloquea una fracción del voltaje de salida.

En el convertidor boost multinivel (CBM) se combinan la topología boost y la función de multiplicación mediante capacitores conmutados para proveer una salida de varios capacitores en serie con el mismo voltaje y auto balanceo de dichos voltajes [8].

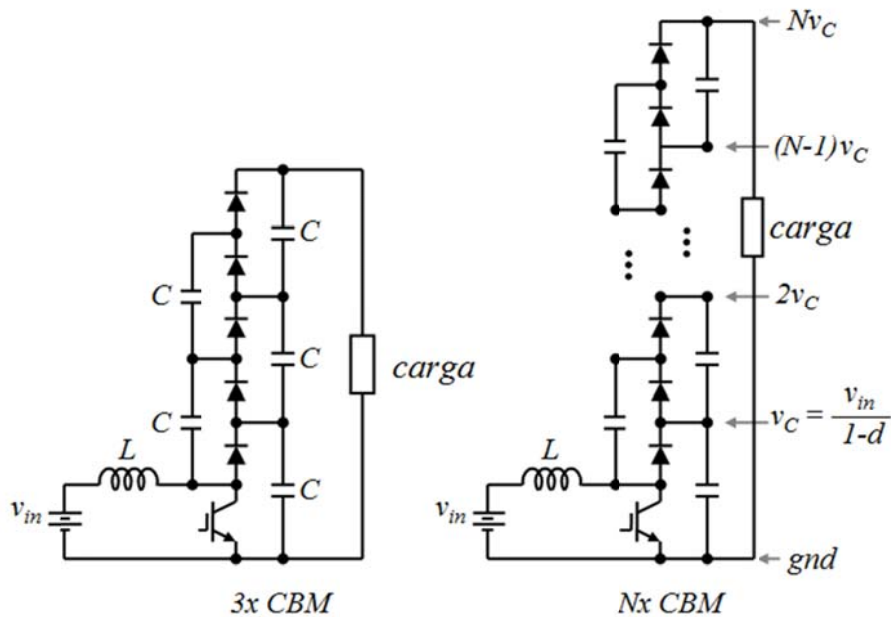


Figura 2. 8 Convertidor boost multinivel de 3x y Nx [6].

El voltaje en los capacitores de salida es controlado por modulación de ancho de pulso PWM, puede ser configurado para tener N capacitores de salida lo cual se representa como un CBM de Nx, para lo cual se necesita de, $2N-1$ diodos, $2N-1$ capacitores y un único transistor, el número total de niveles tomando en cuenta el nivel cero es de $N+1$. El número de niveles puede ser incrementado agregando capacitores y diodos y es posible lograr implementaciones modulares.

2.7.4 Convertidor de alto voltaje de tres interruptores.

En [4] se presenta una topología que se puede extender para obtener un alto factor de elevación. La Figura 2.9 muestra el diagrama del convertidor, el cual consta de una sola etapa que puede ser extendida con diodos y capacitores, al igual que el CBM, tiene corriente de entrada continua y una estructura muy simple la única desventaja es que el voltaje de salida es negativo con respecto de la entrada.

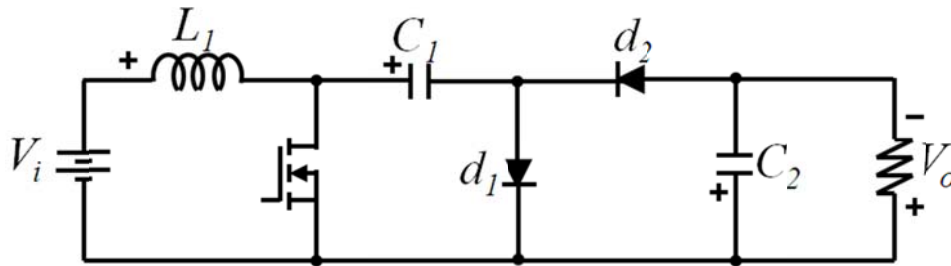


Figura 2. 9 Convertidor de alto voltaje de tres interruptores [4].

2.8 TOPOLOGÍAS CON CANCELACIÓN O ELIMINACIÓN DEL RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA.

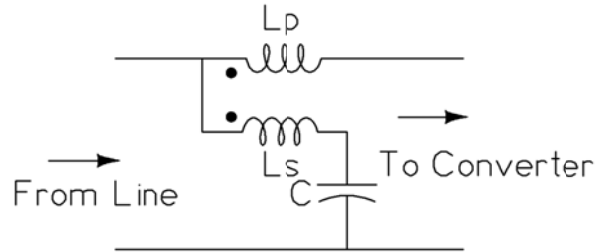
Todos los convertidores conmutados, tienden a producir ruido EMI (interferencia electromagnética), esto debido a la frecuencia de conmutación del convertidor, sin embargo el rizo de corriente de entrada juega un papel importante en la generación del ruido EMI inducido por un convertidor (ya que es la derivada de la corriente de entrada, por lo que la corriente discontinua es la peor de todas, y cuando la corriente es continua, mientras mayor sea el rizo, la derivada es mayor), además para aplicaciones en sistemas de adecuación de potencia para fuentes de energía renovable, es deseable tener un bajo rizo de corriente en la entrada del convertidor (las celdas de combustible son especialmente sensibles a corrientes de salida con alto rizado).

Para cumplir con los requerimientos del estándar EMI los convertidores conmutados deben limitar el rizo de su corriente de entrada, uno de los métodos tradicionales para solucionar este problema es colocar un grande y costoso filtro EMI en la entrada del convertidor [9].

Para un convertidor conmutado elevador, el rizo de corriente de entrada puede ser reducido por varios métodos: a) incrementando la inductancia del inductor de entrada, b) por medio de inductores acoplados, c) adoptando técnicas de intercalamiento. Recientemente algunas nuevas topologías de convertidores sin rizo de entrada han sido desarrolladas como las presentadas en [9], [10] y [11] las cuales están basadas en cancelación del rizo de corriente y usualmente requieren de elaborados ajustes en sus parámetros.

2.8.1 Topología convencional.

Una topología sin rizo de voltaje convencional presentada en [9], [10] y [11] es mostrada en la figura 2.10, en donde por acoplamiento magnético, el rizo de corriente en el devanado primario L_p es absorbido por el capacitor C vía el devanado secundario L_s .



[11].

Para aplicaciones CD/CD la capacitancia en la figura 2.10 teóricamente necesita ser infinita y un efecto libre de rizo ideal puede ser esperado si se cumple la siguiente condición:

$$k = \sqrt{L_p/L_s} \quad (11)$$

Pero una capacitancia grande disminuiría el factor de potencia de un convertidor CA/CD en la práctica. Con una capacitancia finita el circuito no puede eliminar el rizo, pero tiene una frecuencia de corte.

$$\omega_n = 1 \cdot \sqrt{1 - k \sqrt{L_p/L_s} \times L_s C} \quad (12)$$

Cuando ω_n es igual a la frecuencia de conmutación del convertidor la componente fundamental del rizo se cancelará, para que esto suceda el valor de k tiene que ser muy cercano a la unidad para atenuar el componente de rizo, pero (11) muestra que cuando $k=1$, la frecuencia de corte será muy sensible a los demás parámetros. De hecho es muy difícil asegurar la precisión del coeficiente de acoplamiento en inductores a diferentes niveles de corriente.

2.8.2 Convertidor de cd-cd con rizo de corriente cero.

La Figura 2.11 muestra el diagrama del convertidor propuesto en [12], en esta figura, V_i es una fuente de voltaje de entrada de C.D, y R la resistencia de carga, la principal etapa de conversión de cd-cd, está compuesta por los interruptores S_1 y S_2 , el inductor L_1 y el capacitor C_1 ; el circuito auxiliar está compuesto de los interruptores S_3 y S_4 , el inductor L_2 y el capacitor C_2

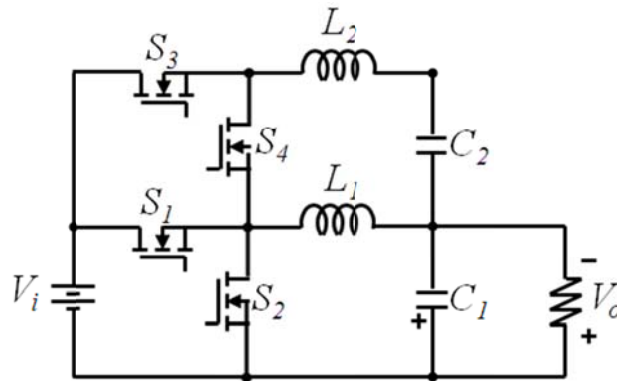


Figura 2. 11 Convertidor de cd-cd con rizo de corriente cero [12].

La Figura 2.12 muestra la forma de onda de el convertidor anteriormente descrito, como se ve puede apreciar S_1/S_2 del circuito de conversión principal y S_3/S_4 del circuito auxiliar son conmutados complementariamente.

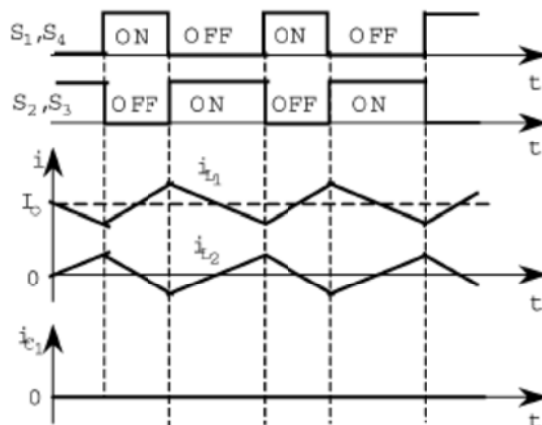


Figura 2. 12 Forma de onda del convertidor con rizo de corriente cero [12].

2.8.3 Convertidor Boost con rizo de corriente de entrada cero.

En [13] se propone una técnica de espejo de rizado (RM por sus siglas en inglés), para lograr una condición de rizo de entrada cero. La técnica es aplicada a un convertidor boost tradicional en la figura 2.13 se puede apreciar el circuito del convertidor donde el promedio del voltaje de salida sirve como la entrada del circuito RM. Para evitar circular corriente un capacitor de bloqueo es insertado entre el circuito RM y la salida del convertidor boost. Con este circuito, se logra reducir el rizo de corriente en la entrada de forma no tan complicada.

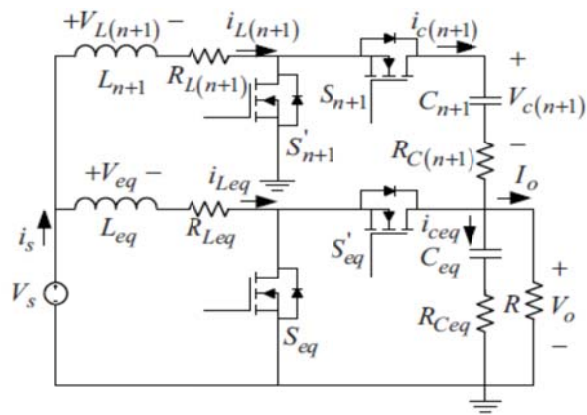


Figura 2. 13 Convertidor Boost con rizo de corriente de entrada cero [15].

En la figura 2.13 se puede apreciar que el circuito Rm posee una configuración similar a la del convertidor boost. En la figura 2.14 se pueden apreciar las formas de onda del circuito antes mostrado.

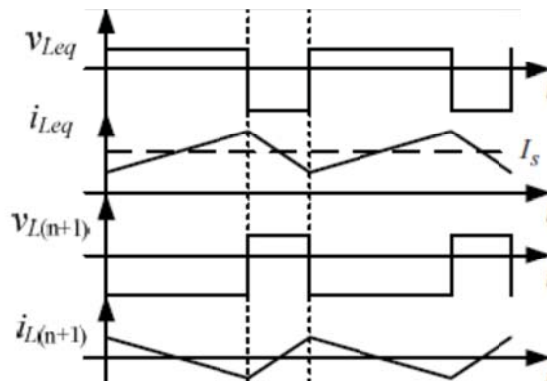
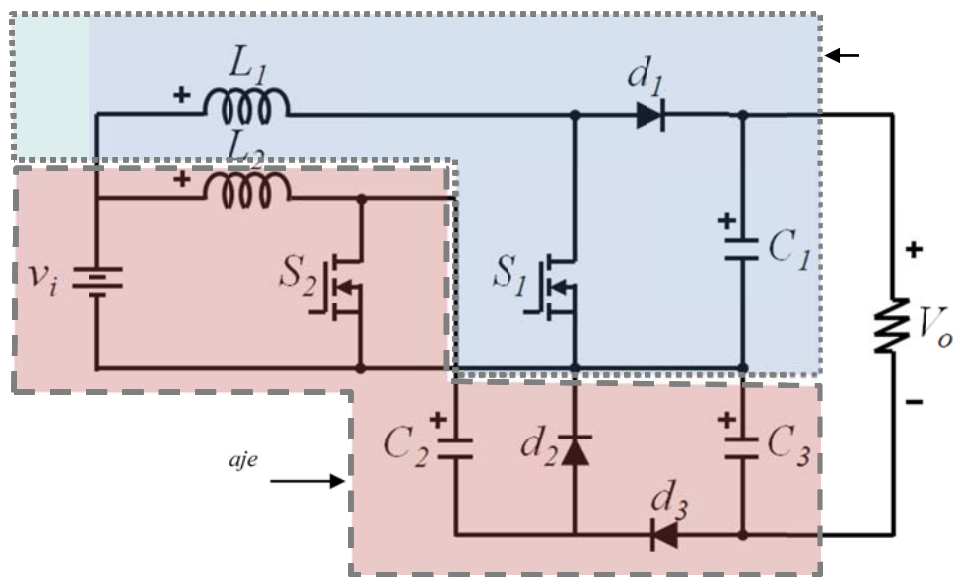


Figura 2. 14 Forma de onda del Convertidor Boost con rizo de corriente de entrada cero [13].

2.9 TOPOLOGÍA PROPUESTA.

La nueva topología de convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente que se presenta, se basa en dos topologías conocidas, que son, el convertidor boost y el convertidor de alto voltaje de tres interruptores. Como se puede apreciar, en la figura 2.15 se han intercalado los dos convertidores (boost y CAVTI), esto es posible gracias a la característica del voltaje de salida negativo con respecto a la entrada del CAVTI.



Referencias capítulo 2

- [1] Mohan, Undeland, Robbins. "Power Electronics: Converters, Applications and design", Second edition, John Wiley & Sons, 1994
- [2] Erickson R., Maksimovic D., Fundamentals of Power Electronics. Second Edition, USA: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] Maksimovic, D.; Cuk, S.; , "Switching converters with wide DC conversion range," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.6, no.1, pp.151-157, Jan 1991.
- [4] Dongyan Zhou; Pietkiewicz, A.; Cuk, S.; , "A three-switch high-voltage converter," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.14, no.1, pp.177-183, Jan 1999.
- [5] Abutbul, O.; Gherlitz, A.; Berkovich, Y.; Ioinovici, A.; , "Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched-capacitor circuit" Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on , vol.50, no.8, pp. 1098- 1102, Aug. 2003.
- [6] Rosas-Caro, J.C.; Ramirez, J.M.; Garcia-Vite, P.M.; , "Novel DC-DC Multilevel Boost Converter," Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE , vol., no., pp.2146-2151, 15-19 June 2008.
- [7] Rosas-Caro, J.C.; Ramirez, J.M.; Peng, F.Z.; Valderrabano, A.; , "A DC-DC multilevel boost converter," Power Electronics, IET , vol.3, no.1, pp.129-137, January 2010.
- [8] Rosas-Caro, J.C.; Ramirez, J.M.; Valderrabano, A.; , "Voltage balancing in DC/DC multilevel boost converters," Power Symposium, 2008. NAPS '08. 40th North American , vol., no., pp.1-7, 28-30 Sept. 2008.

- [9] Lu Zheng yu, Chen Guo zhu, Quian Zhao ming, Quian Ting, “*A novel topology for ripple-free inputting current techniques*” Electrical Institute of Zhejiang University Hangzhou, 2000.
- [10] Zhengyu Lu; Huiming Chen; Zhaoming Qian; Green, T.C.; , "An improved topology of boost converter with ripple free input current," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE* , vol.1, no., pp.528-532 vol.1, 2000
- [11] Cheng, D.K.W.; Liu, X.C.; Lee, Y.S.; , "A new improved boost converter with ripple free input current using coupled inductors," *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456)* , vol., no., pp.592-599, 21-23 Sep 1998
- [12] Sato, T.; Nabeshima, T.; Nishijima, K.; Nakano, T.; Sekine, M.; , "Zero ripple DC-DC converter," *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on* , vol., no., pp.8 pp.-P.8, 0-0 0
- [13] Ching-Tsai Pan; Shih-Kun Liang; Ching-Ming Lai, “A zero input current ripple boost converter for fuel cell applications by using a mirror ripple circuit”, *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009.. IEEE*, pp 787 - 79

Capítulo

3

Diseño y Modelado Dinámico del Convertidor

En este capítulo se dará una explicación general acerca del diseño del convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada propuesto y se explicara su funcionamiento en relación a la cancelación del rizo de corriente. Se obtendrá su modelo dinámico en espacio de estado y el modelo dinámico promediado.

3.1 INTRODUCCION.

El convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada es una topología que se encuentra en el estado del arte y que debido a sus características permite que pueda ser empleado en aplicaciones con energías renovables tales como celdas solares o celdas de combustible.

Sus principales características son:

- ✚ La perfecta cancelación del rizo de corriente en la entrada, con un ciclo de trabajo, puede ser seleccionada sin incrementar el número de componentes [1].
- ✚ Alta ganancia de voltaje lo cual es altamente deseable en aplicaciones con energías renovables [1].
- ✚ La ganancia de voltaje puede ser incrementada con un multiplicador de voltaje de diodo-capacitor [1].

Como ya se expuso en el capítulo anterior, varias topologías han sido propuestas para lograr la cancelación del rizo de corriente en la entrada, sin embargo estas topologías tienen varias desventajas, entre ellas; que el ciclo de trabajo no pueda ser seleccionado, sino que depende del número de componentes, y que el incremento del número de componentes no aumenta la potencia del convertidor.

Las principales ventajas del convertidor son las siguientes:

- ✚ La completa cancelación del rizo de corriente puede ser lograda con la selección de un ciclo de trabajo por ejemplo 0.7 independientemente del número de componentes.
- ✚ El circuito de cancelación de corriente drena corriente directa y por consiguiente la potencia del convertidor aumenta.
- ✚ El factor de elevación es mayor que en las topologías mencionadas en el capítulo anterior.

3.2 DISEÑO DEL CONVERTIDOR.

La nueva topología de convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente que se presenta, se basa en dos topologías conocidas, que son, el convertidor boost y el convertidor de alto voltaje de tres interruptores. Como se puede apreciar, en la Figura 3.1 se han intercalado los dos convertidores (boost y CAVTI), esto es posible gracias a la característica del voltaje de salida negativo con respecto a la entrada del CAVTI.

La topología contiene dos transistores, tres diodos, dos inductores y tres capacitores, ambos inductores conmutan complementariamente, es decir que cuando S_1 está cerrado S_2 está abierto y vice-versa.

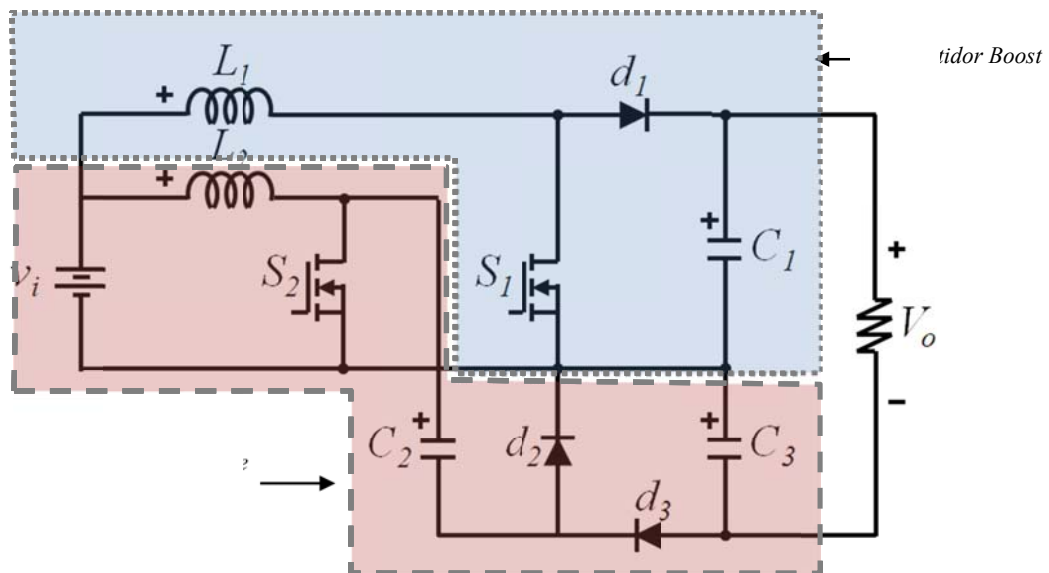


Figura 3. 1 Convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada

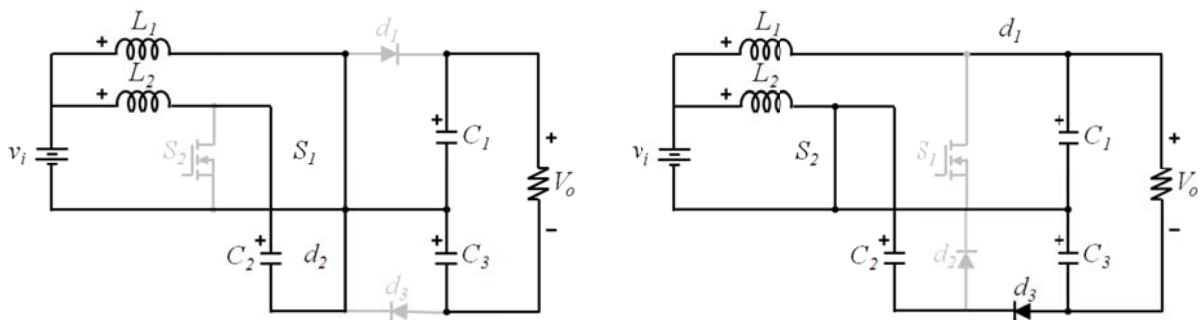
3.3 MODELADO DINAMICO DEL CONVERTIDOR.

Como ya se mencionó anteriormente el convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada, está compuesto de dos convertidores intercalados que son ya conocidos; el convertidor Boost y el convertidor de alto voltaje de tres interruptores.

Los elementos que corresponden al convertidor boost son S_1 , L_1 , D_1 y C_1 . Mientras que los elementos que pertenecen al convertidor de alta ganancia de tres interruptores son S_2 , L_2 ,

D_2 , D_3 , C_2 y C_3 . Como se había mencionado antes, los interruptores conmutan complementariamente, esto es que cuando S_1 esta encendido S_2 está apagado.

Debido a que el convertidor boost tiene menos elementos, se le considerara como el convertidor principal, lo cual significa que el ciclo de trabajo d , estará referido a este convertidor y por lo tanto a la conmutación del interruptor S_1 , esto para hacer que el convertidor boost procese la mayor parte de la energía y existan menos pérdidas.



La operación del convertidor se explicara asumiendo la aproximación de pequeño rizo [2] y que el convertidor se encuentra en modo continuo de conducción (MCC). El circuito tiene dos circuitos equivalentes de acuerdo con los estados de conmutación, cuando S_1 esta encendido (y S_2 está apagado) el circuito opera como se puede observar en el circuito equivalente de la Figura 3.2 (a), el diodo d_1 esta polarizado inversamente por V_{C1} , y el diodo d_3 esta inversamente polarizado por V_{C3} y ambos están abiertos, la corriente en L_2 cierra d_2 ya que el transistor S_2 está abierto. L_2 se descarga haciendo que C_2 se cargue mientras la corriente en L_1 crece con una pendiente de V_{in}/L_1 .

Por lo tanto en este estado de conmutación, los voltajes en los inductores L_1 y L_2 , se pueden expresar como sigue:

$$L_1 \frac{di}{dt} = V_i \tag{3.1}$$

$$L_2 \frac{di}{dt} = V_i - v_{C2} \quad (3.2)$$

Mientras que las corrientes en los capacitores C1, C2 y C3, para este mismo estado de conmutación, son las siguientes:

$$C_1 \frac{dv}{dt} = -\frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} \quad (3.3)$$

$$C_2 \frac{dv_1}{dt} = i_{L2} \quad (3.4)$$

$$C_3 \frac{dv_2}{dt} = -\frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} \quad (3.5)$$

De la otra forma cuando S_1 está apagado (y S_2 esta encendido) el circuito opera como se puede observar en el circuito equivalente de la Figura 3.2 (b), L_1 se descarga con una pendiente de $(V_{in} - V_{C1})/L_1$, mientras L_2 se carga con la corriente de entrada y su corriente crece con una pendiente de V_{in}/L_2 .

En este estado, los voltajes de los inductores, vienen dados por el siguiente par de ecuaciones.

$$L_1 \frac{di}{dt} = (V_i - v_{C1}) \quad (3.6)$$

$$L_2 \frac{di}{dt} = V_i \quad (3.7)$$

Para el caso de la corriente en los capacitores C1, C2 y C3, esta viene dada por las siguientes ecuaciones:

$$C_1 \frac{dv}{dt} = \left(i_{L1} - \frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} \right) \quad (3.9)$$

$$C_2 \frac{dv_1}{dt} = - \left(\frac{v_{C2} - v_{C3}}{R_G} \right) \quad (3.10)$$

$$C_3 \frac{dv_2}{dt} = \left(\frac{v_{C2} - v_{C3}}{R_G} - \frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} \right) \quad (3.11)$$

Incluyendo al ciclo de trabajo d , definido como el tiempo en el que el interruptor S_1 esta encendido sobre el periodo total de conmutación, un conjunto de ecuaciones dinámicas que es válida para ambos estados pueden ser definidas:

$$L_1 \frac{di}{dt} = dV_i + (1 - d)(V_i - v_{C1}) \quad (3.12)$$

$$L_2 \frac{di}{dt} = d(V_i - v_{C2}) + (1 - d)V_i \quad (3.13)$$

$$C_1 \frac{dv}{dt} = - \frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} d + (1 - d) \left(i_{L1} - \frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} \right) \quad (3.14)$$

$$C_2 \frac{dv_1}{dt} = di_{L2} - (1 - d) \left(\frac{v_{C2} - v_{C3}}{R_G} \right) \quad (3.15)$$

$$C_3 \frac{dv_2}{dt} = -d \left(\frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} \right) + (1 - d) \left(\frac{v_{C2} - v_{C3}}{R_G} - \frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} \right) \quad (3.16)$$

En el modelo dinámico anterior se consideró que el capacitor C_1 transfiere energía al capacitor C_2 . Lo que quiere decir que C_1 y C_2 están conectados en paralelo, por consiguiente intercambian energía mientras tengan voltajes diferentes. Para propósitos de modelado interesa en gran medida la corriente entre estos capacitores, la cual podría estar dada por $(v_1 - v_2)/R_G$ como se mostró anteriormente. En esta aproximación, el parámetro R_G en una resistencia muy pequeña que está dada por la resistencia interna de los diodos, el transistor y el

capacitor. Si este parámetro fuera despreciado, la corriente entre los capacitores tendería a infinito durante un pequeño lapso de tiempo, sin embargo, cuando los voltajes en los capacitores tienden a ser iguales, la derivada de v_1 tiende a ser cero, por consiguiente esta corriente desaparece eventualmente.

En la figura 3.3 se puede observar el objetivo central del convertidor, como se aprecia, durante cada uno de los estados de conmutación un inductor se carga mientras que el otro se descarga. Ya que ambos inductores pueden ser calculados para tener el mismo rizo de corriente en cualquier ciclo de trabajo que se elija, entonces la cancelación del rizo de corriente puede ser alcanzada. Como se dijo anteriormente esto es una ventaja frente a otros convertidores que requieren del número de componentes.

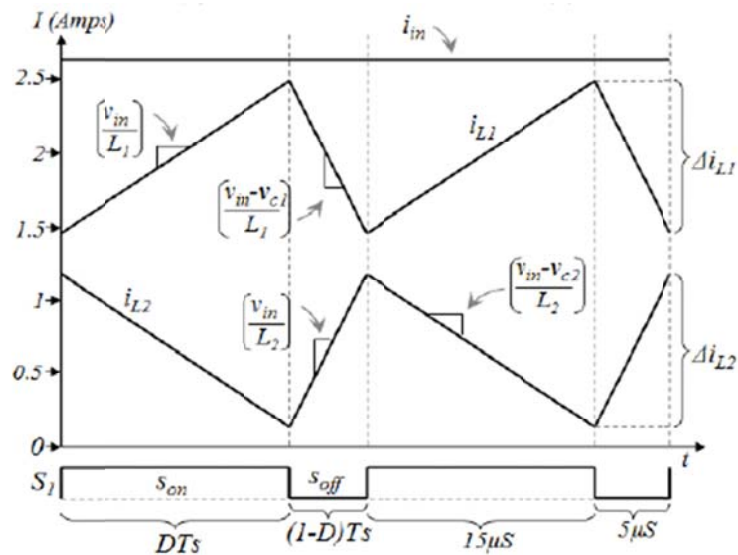


Figura 3.3 Forma de onda de las corrientes en los inductores.

Como puede observarse el modelo dinámico del convertidor propuesto es de orden cinco, lo cual está acorde al número de elementos que almacenan energía. De acuerdo al modelo, la corriente I_{L1} y el voltaje V_{C1} se expresa de la siguiente forma.

$$I_{L1} = \frac{V_{C1} + V_{C3}}{(1-d)R} \quad (3.18)$$

$$V_{C1} = \frac{1}{(1-d)} V_i \quad (3.19)$$

Para expresar el voltaje V_{C2} se desarrollan la ecuación correspondiente en (3.17)

$$V_{C2} = \frac{1}{d} V_i \quad (3.20)$$

Para el voltaje V_{C3} , el capacitor C_3 es cargado por C_2 cuando el interruptor S_2 se cierra, conectándolos en paralelo, después de esta rápida dinámica, este capacitor siempre se descarga por la corriente de carga, la corriente de carga pasa a través de C_3 cuando S_1 esta encendido y por C_2 y C_3 cuando está apagado.

Una buena aproximación que no depende de la capacitancia en C_2 , es considerar que la corriente de carga pasa a través de C_3 todo el tiempo, en este caso el voltaje en V_{C3} puede expresarse como sigue.

$$V_{C3} = \frac{1}{d} V_i \quad (3.21)$$

Observando el diagrama del convertidor en la figura 3.1, la corriente I_{L2} , se puede deducir de la ecuación (3.21) y se expresa como sigue:

$$I_{L2} = \frac{V_{C1} + V_{C3}}{dR} \quad (3.22)$$

Es importante hacer notar que todas las variables en letra mayúscula denotan variables en estado estacionario. Estos valores permiten conocer las magnitudes tanto de la corriente de entrada como la de el voltaje de salida del convertidor.

3.3.1. Ganancia de voltaje del convertidor.

Un factor importante en cuanto a la caracterización del convertidor, es la ganancia de voltaje, para ello se necesita conocer la ecuación que proporciona el voltaje de salida del convertidor.

Teniendo en cuenta que el voltaje de salida viene dado por la suma de los voltajes V_{C1} y V_{C3} este puede expresarse como sigue:

$$\begin{aligned} V_o &= V_{C1} + V_{C3} \\ V_o &= \frac{V_i}{d(1-d)} \end{aligned} \tag{3.23}$$

De la ecuación (3.23) se puede fácilmente encontrar que la ganancia viene dada por la siguiente expresión.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{d(1-d)} \tag{3.24}$$

En la figura.3.4 se muestra la gráfica de la ganancia de voltaje mostrada en (3.24) como una función del ciclo de trabajo.

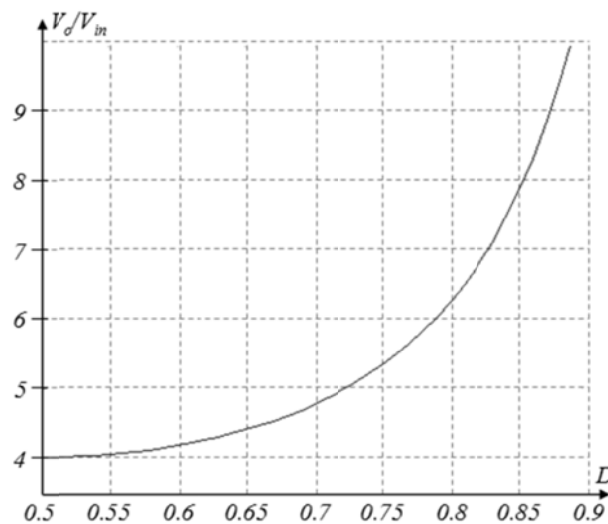


Figura 3. 4 Ganancia de voltaje vs Ciclo de trabajo

De acuerdo con la figura. 3.4 y la expresión (3.24), la mínima ganancia de voltaje es 4 y esta es obtenida cuando el ciclo de trabajo es igual a 0.5. Si el ciclo de trabajo es más pequeño que 0.5, la ganancia se incrementa de nuevo. Sin embargo es recomendable emplear ciclos de trabajo mayores de 0.5 [1].

3.3.2. Rizo de corriente en los inductores.

El rizo de corriente en los inductores L_1 y L_2 está dado por la ecuación (3.25) y (3.26) respectivamente, estas expresiones son correspondientes a la figura. 3.3, donde se puede apreciar con detalle este rizo.

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_i}{L_1} d T_S = \frac{V_i}{L_1} \cdot \frac{d}{f_S} \quad (3.25)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} (1 - d) T_S = \frac{V_i}{L_2} \cdot \frac{(1 - d)}{f_S} \quad (3.26)$$

Donde f_S denota la frecuencia de conmutación. El rizo de corriente en la entrada Δi_{in} es la diferencia entre el rizo de corriente de los inductores definido por las ecuaciones (3.25) y (3.26), Esto se puede expresar como sigue.

$$\Delta i_{in} = \frac{V_i}{f_S} \left(\frac{d}{L_1} - \frac{(1 - d)}{L_2} \right) \quad (3.27)$$

El convertidor puede ser diseñado para obtener un rizo de corriente en la entrada con valor de cero en un cierto ciclo de trabajo. Este ciclo de trabajo puede ser calculado de los voltajes de entrada y salida que se requieren usando la expresión dada en (3.24). Para el propósito de obtener una expresión del rizo de corriente cero, (3.27) debe ser igual a cero, y asumiendo que el ciclo de trabajo es conocido, entonces la siguiente relación entre los inductores puede ser derivada [1].

$$L_1 = L_2 \frac{d}{(1 - d)}$$

$$(3.28)$$

Por ejemplo, si los voltajes de entrada y de salida son tales que el ciclo de trabajo es igual a 0.75, entonces el valor de L_1 debe ser tres veces el valor de L_2 (de acuerdo con (3.28)), esto con la finalidad de tener un rizo de corriente igual a cero. Una vez que hemos seleccionado el ciclo de trabajo y calculado los valores de cada inductor, podemos usar (3.27) para analizar el rizo de corriente en la entrada a través de todo el rango de operación. Por ejemplo, si $L_1 = 3L_2$ y empleando la expresión (3.27), entonces el rizo de corriente de entrada puede ser expresado como sigue:

$$\Delta i_{in} = \frac{V_i}{f_s} \left(\frac{d}{3L_2} - \frac{(1-d)}{L_2} \right) = \frac{V_i}{f_s L_2} \left(\frac{4}{3}d - 1 \right) \quad (3.29)$$

Es claro que es una dependencia lineal del rizo de corriente sobre el valor del ciclo de trabajo. Esto es mostrado en la figura. 3.5. Si el ciclo de trabajo del convertidor es fijado en 0.6 (los inductores son calculados para tener cero rizo de corriente en 0.75) entonces el rizo de corriente puede ser 0.2 veces $V_i / (f_s L_2)$. Es importante notar que este rizo de corriente esta dado en amperes (no en porcentaje).

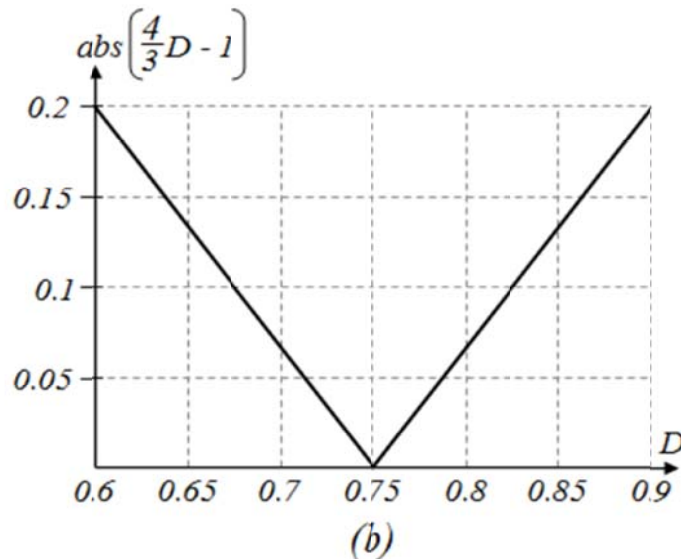


Figura 3. 5 Rizo de corriente (amp) vs Ciclo de trabajo.

3.3.3. Cálculo de capacitancias.

Para calcular el valor adecuado de los capacitores, se puede utilizar un procedimiento similar al usado para calcular el valor de los inductores. Por ejemplo, durante el tiempo en el que S_1 está encendido, la corriente en la carga pasa a través del capacitor C_1 , entonces

$$\Delta v_{C1} = \frac{I_o}{C_1} dT_S \quad (3.30)$$

Para calcular el valor del capacitor C_2 , puede usarse el periodo de tiempo cuando S_2 se abre. Por ejemplo:

$$\Delta v_{C2} = \frac{I_{L2}}{C_2} dT_S \quad (3.31)$$

El capacitor C_3 es cargado por C_2 cuando el interruptor S_2 se cierra, conectándolos en paralelo, después de esta rápida dinámica, este capacitor siempre se descarga por la corriente de carga, la corriente de carga pasa a través de C_3 cuando S_1 está cerrado y por C_2 y C_3 en la cuando está abierto. Una buena aproximación que no depende de la capacitancia en C_2 , es considerar que la corriente de carga pasa a través de C_3 todo el tiempo, en este caso el rizo de voltaje puede estar dado por (3.32), El rizo real de voltaje en C_3 es más pequeño que el expresado en (3.32).

$$\Delta v_{C3} = \frac{I_o}{C_3} dT_S \quad (3.32)$$

Referencias Capítulo 3

- [1] Rosas-Caro, J.C.; Valdez-Reséndiz, J.E.; Mayo-Maldonado, J.C.; Salas-Cabrera, R.; Ramírez-Arredondo, J.; Salome-Baylon, J.; “Interleaved Power Converter with Current Ripple Cancellation at a Selectable Duty Cycle” Accepted to IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Phoenix, Arizona USA. September 17-22, 2011.

- [2] Erickson R., Maksimovic D., *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition, USA: Kluwer Academic Publishers, 2001.

- [3] Dongyan Zhou; Pietkiewicz, A.; Cuk, S.; , "A three-switch high-voltage converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.14, no.1, pp.177-183, Jan 1999.

- [4] J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, H. Cisneros-Villegas, M. Gomez-Garcia, E. N. Salas-Cabrera, R. Castillo-Gutierrez and O. Ruiz-Martinez. “Modeling and Control of a DC-DC Multilevel Boost Converter”. *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, San Francisco, USA. 2010.

- [5] J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, J. C. Rosas Caro, J. De Leon-Morales, E. N. Salas-Cabrera. “Modeling and Control of a DCDC Multilevel Boost Converter”. *Power Electronics IET*. (Accepted for publication, to appear)

- [6] Hebert Sira-Ramírez and Ramón Silva-Ortigoza. “Control Design Techniques in Power Electronics Devices.” Springer. 2006.

Capítulo

4

Calculo de componentes y Simulación del Convertidor

En este capítulo se desarrollará el cálculo de los componentes que componen al convertidor propuesto, como son los inductores, los capacitores y demás semiconductores, además se mostrará el desarrollo de la simulación del convertidor con el software Synopsys Saber, se dará una breve pero concisa explicación sobre el procedimiento de simulación para después mostrar las gráficas de la corriente en los inductores y los voltajes en los capacitores. Finalmente se hará una comparativa entre los resultados de la simulación y los obtenidos con el modelo dinámico mostrado en el capítulo anterior

4.1. INTRODUCCIÓN.

Como se vió en el capítulo anterior, son varios los factores y parámetros que involucra el desarrollo de un convertidor de potencia. En este capítulo se utilizarán las ecuaciones derivadas en el capítulo 3, con la intención de calcular los componentes necesarios para la simulación y posterior construcción del convertidor, esto de acuerdo a los niveles de voltaje y potencia que manejará el convertidor planteado en el capítulo 1.

Se utilizará el software Synopsys Saber, el cual es una plataforma probada para el modelado y simulación de sistemas, que cuenta con amplio prestigio en la rama de la ingeniería eléctrica, y es una herramienta indispensable para la simulación de convertidores de potencia.

La elección de este software se debió principalmente a que se utiliza con regularidad en las asignaturas impartidas en la institución y como es natural se tiene un dominio aceptable en el mismo, lo cual facilita el uso en proyectos como este.

La plataforma cuenta con dos interfaces principales, las cuales son el saber sketch y el cosmos scope, la primera de ellas es donde se captura el diagrama del circuito a simular, incluyendo todos los parámetros, aquí se pueden incluir desde los parámetros más elementales como los valores de resistencia, capacitancia; como también parámetros más específicos como resistencia de encendido, tiempo de apagado, etc. La segunda interface, es donde se muestran la pantalla de las gráficas que se obtuvieron de la simulación del circuito, aquí se puede seleccionar entre cual grafica visualizar, entre otras características.

4.2. CALCULO DE COMPONENTES.

De acuerdo al capítulo 1 se plantearon los siguientes niveles de voltaje y potencia:

- ⊕ Voltaje de entrada: 30 V.
- ⊕ Voltaje de salida 160 V.
- ⊕ Potencia: 120 W Max.

A través de los cálculos siguientes se buscará satisfacer los parámetros antes propuestos, adecuando los valores del voltaje de salida con el ciclo del trabajo del convertidor y demás parámetro.

4.2.1 Calculo de la ganancia.

En un sistema, la ganancia se conoce como el valor de salida sobre el valor de entrada al sistema, en este caso, la ganancia del convertidor se calcula de la misma manera como se puede apreciar en (4.1).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{160}{30} = \frac{16}{3} = 5.33 \quad (4.1)$$

La ganancia de voltaje depende directamente del ciclo de trabajo como se aprecia en (3.24), por lo cual para obtener el ciclo de trabajo simplemente se sustituye el valor de la ganancia en dicha ecuación, como se observa en (4.2)

$$\frac{16}{3} = \frac{1}{d(1-d)}$$
$$-d^2 + d + \frac{3}{16} = 0 \quad (4.2)$$

Evidentemente esta ecuación tiene dos posibles soluciones, las cuales son $d_1=0.75$ y $d_2=0.25$, en cualquiera de estos dos ciclos de trabajo, el convertidor tendrá la ganancia deseada, sin embargo se elegirá trabajar con el ciclo de trabajo $d=0.75$. La frecuencia de conmutación se elegirá para que sea igual a $f=50$ kHz lo cual ayudará a no tener pérdidas considerables.

4.2.2 Calculo de los inductores.

Para el cálculo de los inductores se emplearan las ecuaciones (3.26) y (3.28) para L_2 y L_1 respectivamente. La ecuación que determina el valor de L_2 se muestra en (4.3), mientras que el valor de L_1 está dado por la ecuación (4.4).

$$L_2 = \frac{(1-d)V_i}{\Delta i_{L2} f_s} = \frac{(0.25)(30)}{(1.25)(50 \times 10^3)} = 120 \mu F \quad (4.3)$$

$$L_1 = L_2 \frac{d}{(1-d)} = (120 \times 10^{-6}) \left(\frac{0.75}{0.25} \right) = 360 \mu F \quad (4.4)$$

Como ya se había mencionado en el capítulo anterior, la relación de los inductores para un ciclo de trabajo $d=0.75$ es de 1 a 3 es decir que $L_1=3L_2$, esto valores de inductancia permitirán tener una cancelación de rizo de corriente en la entrada perfecta, o dígase de otra forma un rizo de corriente de entrada cero. Esto se puede comprobar a través de la ecuación anteriormente descrita en (3.29), donde el valor de Δi_{in} debe ser cero.

En (4.5) podemos se puede corroborar, que para este ciclo de trabajo, y para este valor de inductores el rizo de corriente en la entrada es cero, comprobando también la ventaja de poder seleccionar el ciclo de trabajo para el cual se quiera tener una perfecta cancelación de rizo.

$$\Delta i_{in} = \frac{V_i}{f_s L_2} \left(\frac{4}{3} d - 1 \right) = \left[\frac{30}{(50 \times 10^3)(120 \times 10^{-6})} \right] \left[\left(\left(\frac{4}{3} \right) (0.75) \right) - 1 \right] = 0 \quad (4.5)$$

4.2.3 Calculo de los capacitores.

Para el cálculo de los capacitores C_1 , C_2 y C_3 se ocuparan las ecuaciones (4.6), (4.7) y (4.8) respectivamente, el nivel de rizo que se propone será de 1.5 V para V_{C1} y V_{C3} y de 0.5 V para V_{C2} y se asumirá también una carga de 150 Ω . Sabiendo esto, el valor para los capacitores se muestra a continuación.

$$C_1 = \frac{I_o}{\Delta v_{C1}} dT_S = \left[\frac{160}{1.5} \right] [(0.75)(20 \times 10^{-6})] = 10.6 \mu F \quad (4.6)$$

$$C_2 = \frac{I_{L2}}{\Delta v_{C2}} dT_S = \left[\frac{1.42}{0.5} \right] [(0.75)(20 \times 10^{-6})] = 42.6 \mu F \quad (4.7)$$

$$C_3 = \frac{I_o}{\Delta v_{C3}} dT_S = \left[\frac{160}{1.5} \right] [(0.75)(20 \times 10^{-6})] = 10.6 \mu F \quad (4.8)$$

De esta forma los valores comerciales para los capacitores calculados arriba son los siguientes $C_1=10 \mu F$, $C_2=47 \mu F$ y $C_3=10 \mu F$. Estos capacitores permitirán tener el rizo de voltaje deseado en los capacitores.

4.2.4 Selección de los semiconductores.

Para la Selección de los interruptores se tomará en cuenta el voltaje que bloquean y la corriente que conducen ambos. Al observar el diagrama del convertidor propuesto, queda claro que el voltaje que manejan los interruptores S_1 y S_1 , es el mismo que el voltaje de sus respectivos capacitores de salida C_1 y C_3 respectivamente, así los voltajes máximos que bloquea cada interruptor para las especificaciones mencionadas al principio de este capítulo son los siguientes.

$$V_{S1} = V_{C1} = \frac{V_i}{(1-d)} = \frac{30}{0.25} = 120 V \quad (4.9)$$

$$V_{S2} = V_{C3} = \frac{V_i}{d} = \frac{30}{0.75} = 40 V \quad (4.10)$$

Para el caso de la corriente que pasa por los interruptores, se puede notar que al momento del cierre de S_1 y S_2 , estos conducen la corriente de sus respectivos inductores de

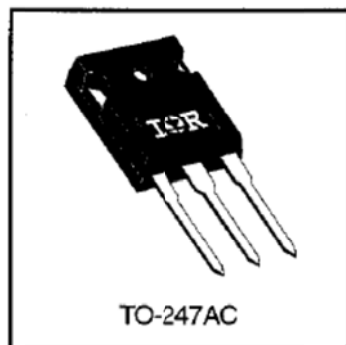
entrada L_1 y L_2 , esta es una buena aproximación para dimensionar a los interruptores. Las ecuaciones que expresan el valor de la corriente que pasa por los interruptores se pueden apreciar a continuación.

$$I_{S1} = I_{L1} = \frac{V_{C1} + V_{C3}}{(1-d)R} = \frac{120 + 40}{(0.25)(150)} = 4.26 \text{ A} \quad (4.11)$$

$$I_{S2} = I_{L2} = \frac{V_{C1} + V_{C3}}{dR} = \frac{120 + 40}{(0.75)(150)} = 1.42 \text{ A} \quad (4.12)$$

Concentrando los valores calculados anteriormente, las características del interruptor S_1 se muestran a continuación; $V_{S1} = 120 \text{ V}$, $I_{S1} = 4.26 \text{ A}$ y para el interruptor S_2 son las siguientes, $V_{S2} = 40 \text{ V}$, $I_{S2} = 1.42 \text{ A}$.

Tomando en cuenta los valores anteriormente mencionados, se utilizará como interruptores el Mosfet IRFP250 de la compañía international rectifier, este Mosfet, es de la gama económica de productos, son embargo posee las características necesarias para su uso en este proyecto de investigación otra de las razones por las que se eligió a este interruptor es debido también a las buenas experiencias que se han tenido al usar este tipo de interruptores en convertidores de potencia.



$V_{DSS} = 200V$ $R_{DS(on)} = 0.085\Omega$ $I_D = 30A$

les

La figura 4.1 muestra las características principales del Mosfet IRFP250, como se puede apreciar estas características están sobradas cotejándolas con las características que anteriormente calculamos serían necesarias, sin embargo viendo la posibilidad de en el futuro incrementar la potencia que procese el convertidor, se decidió que sería buena opción elegir un interruptor que tuviera características superiores a las calculadas, y de esta forma evitar modificar o cambiar los algunos de los componentes.

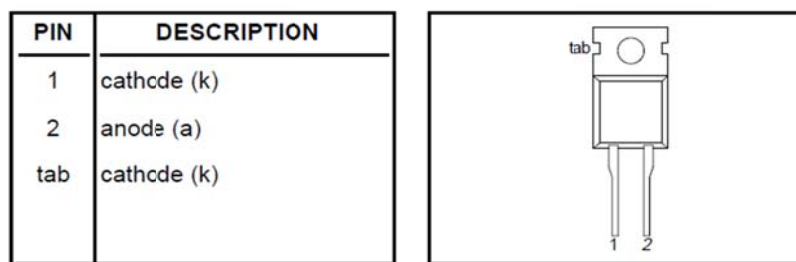
Con respecto a los diodos, también se seleccionaron de acuerdo al voltaje que bloquean y a la corriente que pasa a través de ellos, esto debido a que al igual que los Mosfet, los diodos actúan como interruptores en el convertidor.

En el caso de d_1 , este bloquea el total del voltaje promedio de C_1 , y la corriente que pasa a través de él es aproximadamente la corriente I_{L1} , para d_2 el voltaje que bloquea es prácticamente el voltaje promedio en C_3 , y la corriente que pasa a través de él es aproximadamente la misma que I_{L2} .

Por ultimo para d_3 , el voltaje que bloquea es igual al de C_3 , en lo que corresponde a la corriente, esta tiene un valor promedio bajo, sin embargo existen picos instantáneos de corriente cuando se cierra, debido a que se ponen en paralelo los capacitores C_2 y C_3 , se podría decir que la corriente promedio es aproximadamente igual a la corriente I_{L2} .

Agrupando los valores antes mencionados, se tiene que las características para el diodo d_1 son: $V_{d1} = 120 \text{ V}$, $I_{d1} = 4.26 \text{ A}$ para el diodo d_2 : $V_{d2} = 40 \text{ V}$, $I_{d2} = 1.42 \text{ A}$ y para el diodo d_3 : $V_{d3} = 0 \text{ V}$, $I_{d3} = 1.42 \text{ A}$.

Tomando en cuenta lo anterior, se eligió el diodo BYW29E200, el cual tiene características muy adecuadas para cumplir con los requerimientos del convertidor, en la figura 4.2 se muestra el encapsulado y las características del diodo propuesto.



(a)

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	BYW29- Repetitive peak reverse voltage	100 100	150 150	200 200	V
V_F	Forward voltage	0.895	0.895	0.895	V
$I_{F(AV)}$	Forward current	8	8	8	A
t_{rr}	Reverse recovery time	25	25	25	ns

Figura 4. 2(a) Encapsulado del diodo BYW29E200, (b) características principales

4.3. SIMULACION DEL CONVERTIDOR.

Como se mencionó al principio de este capítulo, la simulación del convertidor se realizó en el software Synopsys Saber, el cual cuenta con las características y herramientas necesarias para la emulación de este tipo de circuitos conmutados, primeramente se trabajara en el saber sketch, que es la plataforma de diseño de circuitos, donde se definirán las características y diferentes parámetros del convertidor, y después se analizaron los resultados obtenidos por medio de las gráficas en el Cosmos Scope.

4.3.1. Diagrama del circuito a simular.

A continuación se presenta nuevamente el diagrama del convertidor propuesto, el cual se llevara al Saber Sketch para ser simulado. La figura 4.3 muestra el diagrama eléctrico, donde se puede apreciar la interconexión de los componentes, de los convertidores boost y elevador de tres interruptores intercalados.

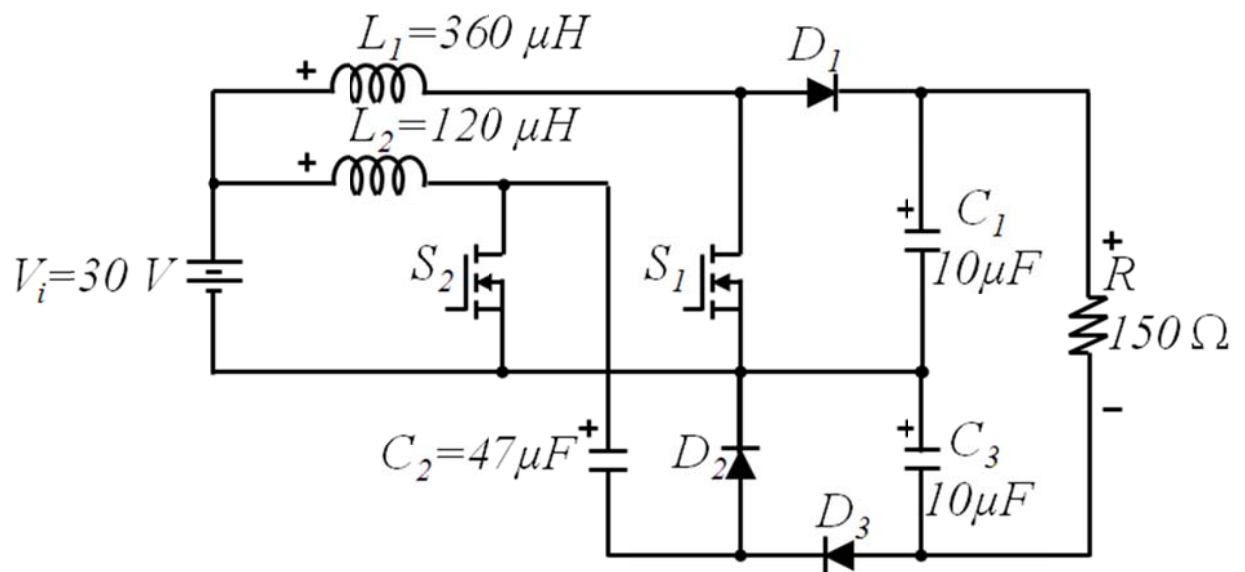
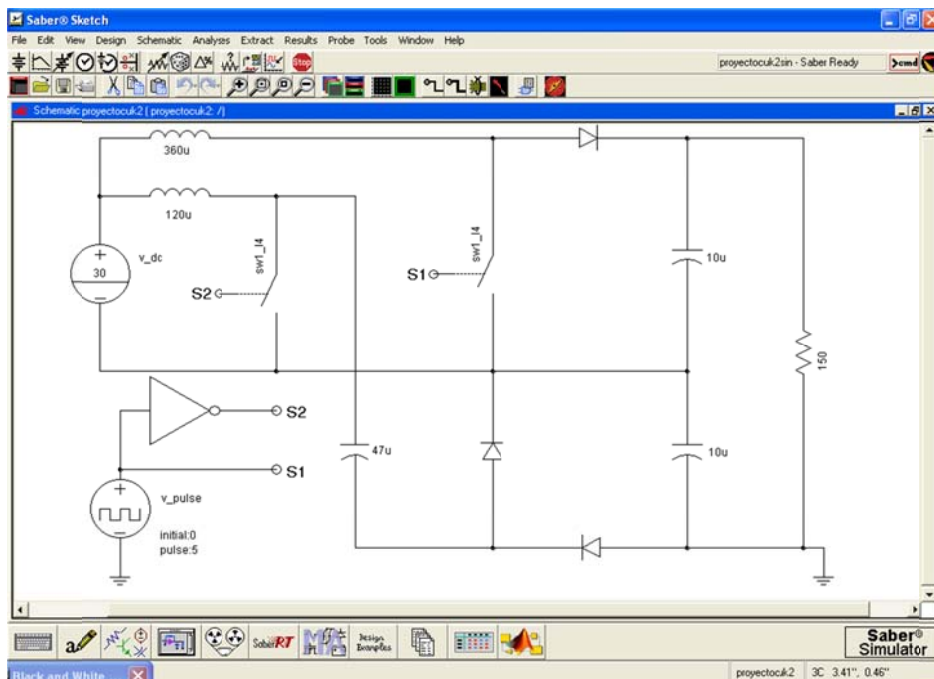


Figura 4. 3 Diagrama eléctrico del Convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada.



La figura 4.4 muestra la pantalla principal de la plataforma Saber Sketch, como se puede apreciar, ya se encuentra construido el diagrama del convertidor, y se observan los componentes con los valores que se habían calculado anteriormente, en este caso se ocupó un generador de señal cuadrada para crear las señales de disparo PWM que alimentaran las compuertas de los Mosfet's,

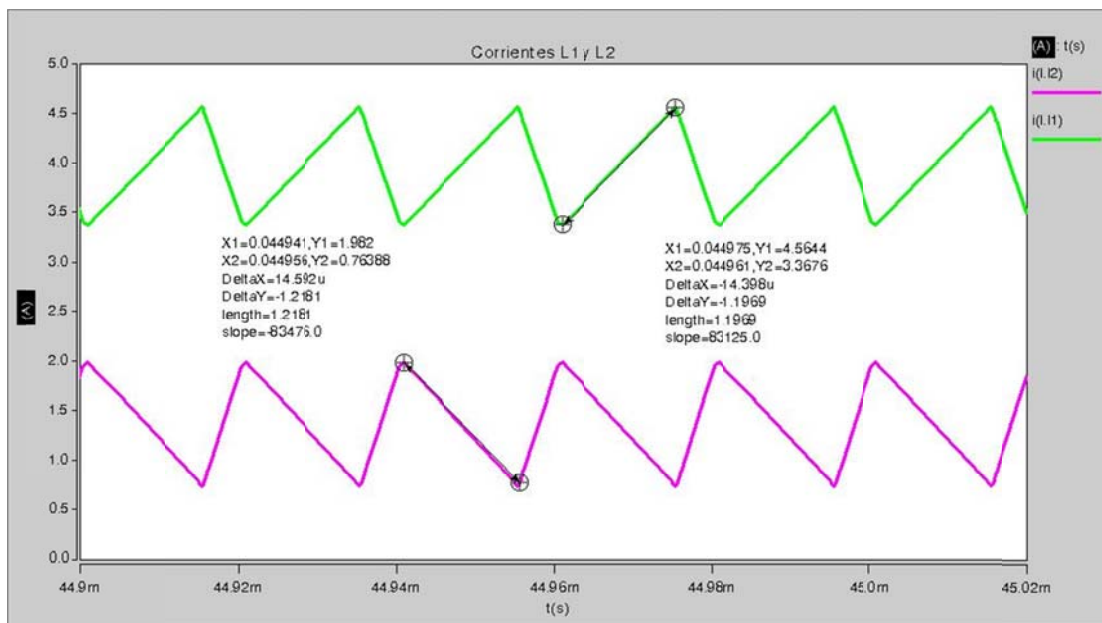
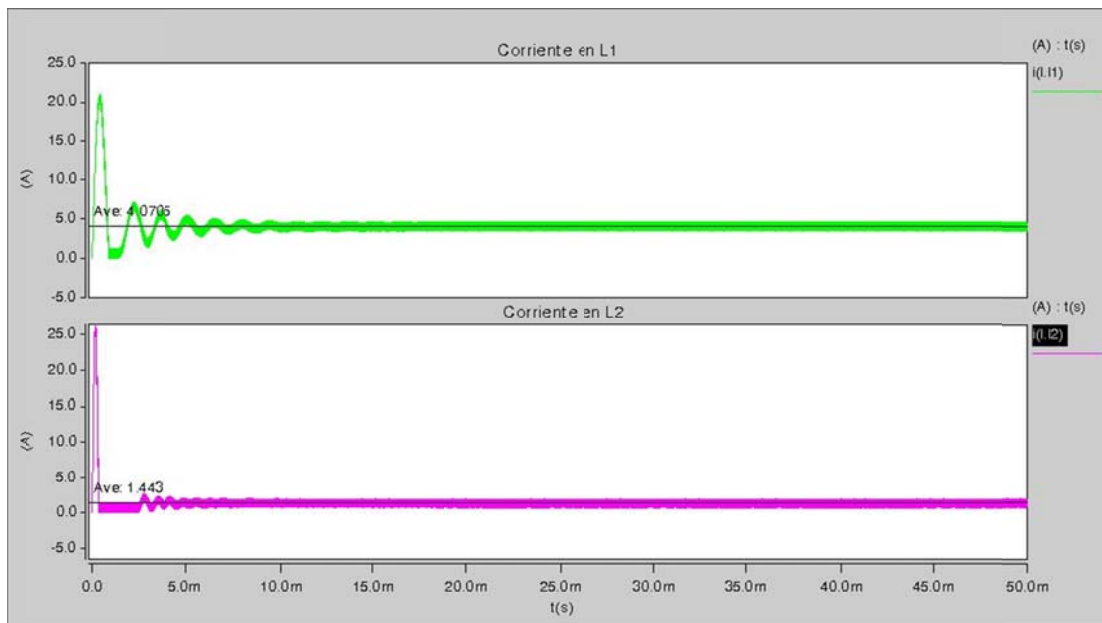
En este caso la señal tiene una frecuencia de 50kHz con un ciclo de trabajo de 0.75. Cabe mencionar, que solo se mencionaran algunos puntos importantes de la simulación, después de esto se mostraran los resultados más importantes.

4.3.2. Graficas de la corriente de entrada y en los inductores.

A continuación se mostraran los resultados de la simulación realizada a este circuito, con la finalidad de apreciar las gráficas tanto del voltaje de salida, como de la corriente de entrada, y de las corrientes en los inductores, y así poder comprobar la cancelación del rizo de corriente, el paso de integración para la simulación fue de 1 μ s y el tiempo final de 50 ms.

La figura 4.5 muestra las gráficas de las corrientes en los inductores L_1 y L_2 , En esta grafica se toma en cuenta todo el tiempo de simulación, se puede observar que el rizo de corriente es grande en cada uno de los inductores, y que son muy similares, también se observa la corriente promedio, señalada por una línea negra, con su respectivo valor, se observa también que las corrientes tardan en estabilizarse aproximadamente 15ms a partir de los cuales ya se puede apreciar la corriente en estado estacionario.

En la figura 4.6 se observa el acercamiento a las corrientes en los inductores, en esta grafica se pueden observar con más detalle el rizo de corriente, y la similitud entre ambos rizos de corriente en los inductores L_1 y L_2 , la simetría entre ambos rizos es prácticamente perfecta, lo que permitirá que el rizo se pueda cancelar.



Un mayor acercamiento de las señales de corriente en los inductores se puede apreciar en la figura 4.7, donde también se observan las pendientes con las que se cargan y descargan ambos inductores, aquí se puede apreciar con mayor claridad la simetría de ambas corrientes.

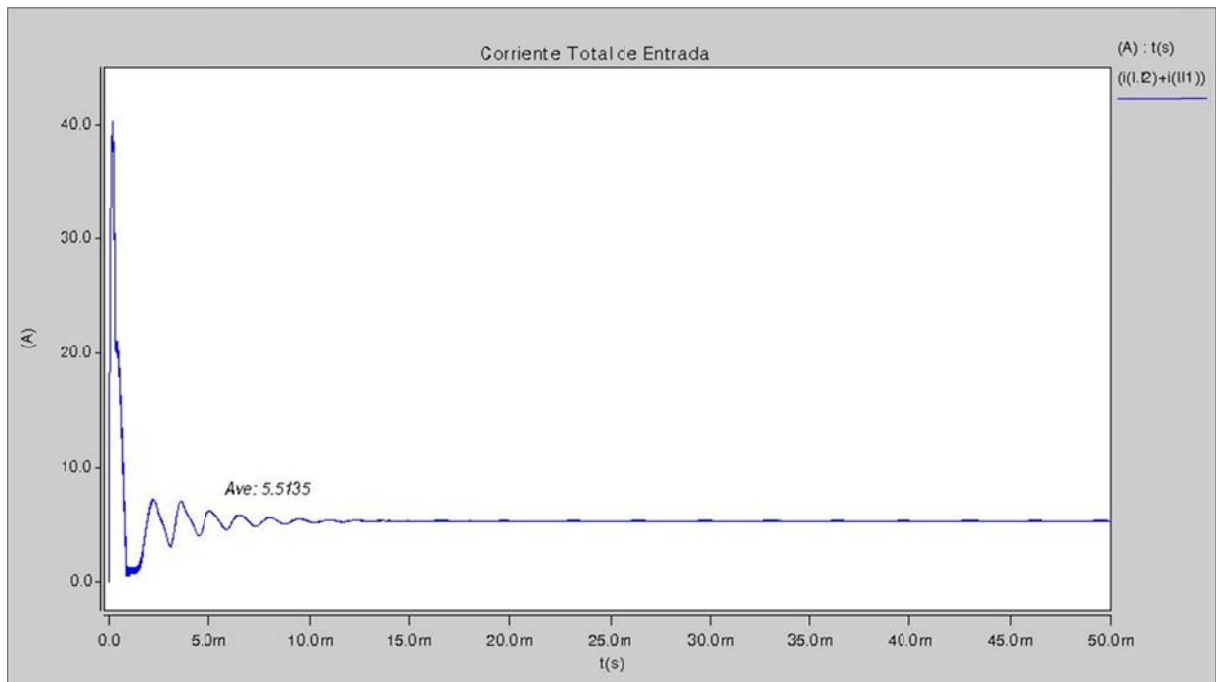
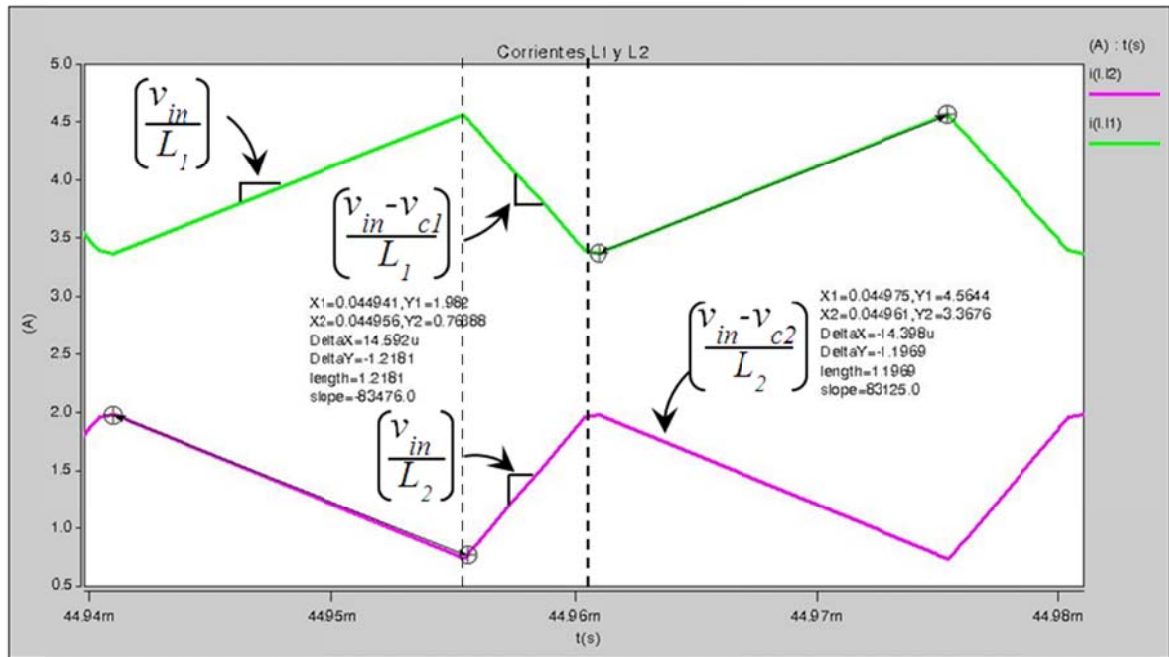


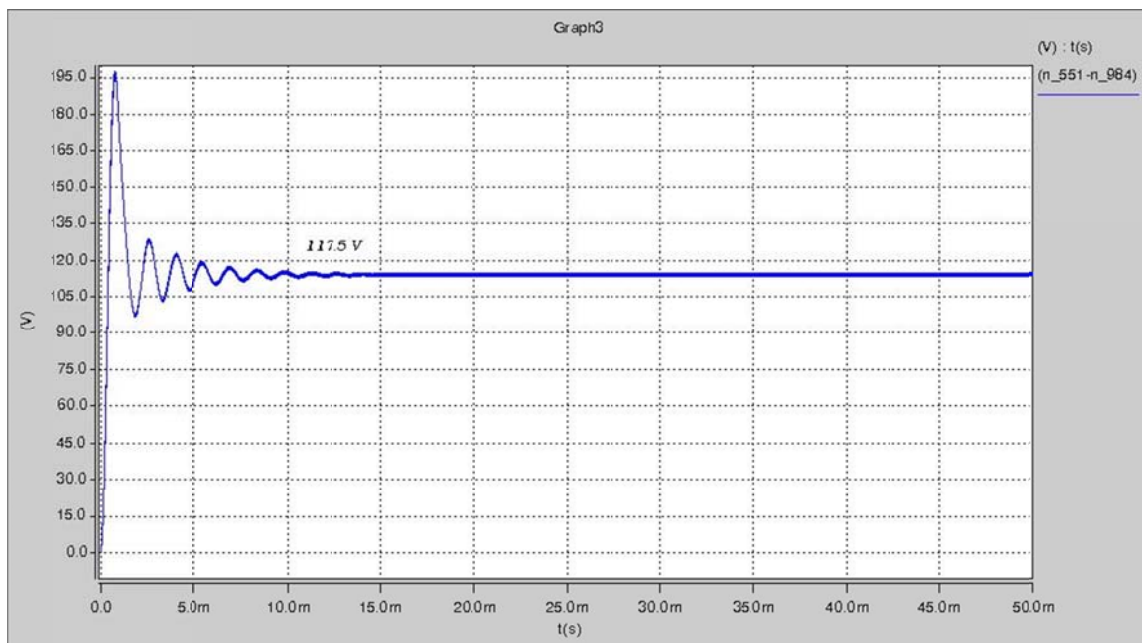
Figura 4. 8 Grafica de la corriente total de entrada.

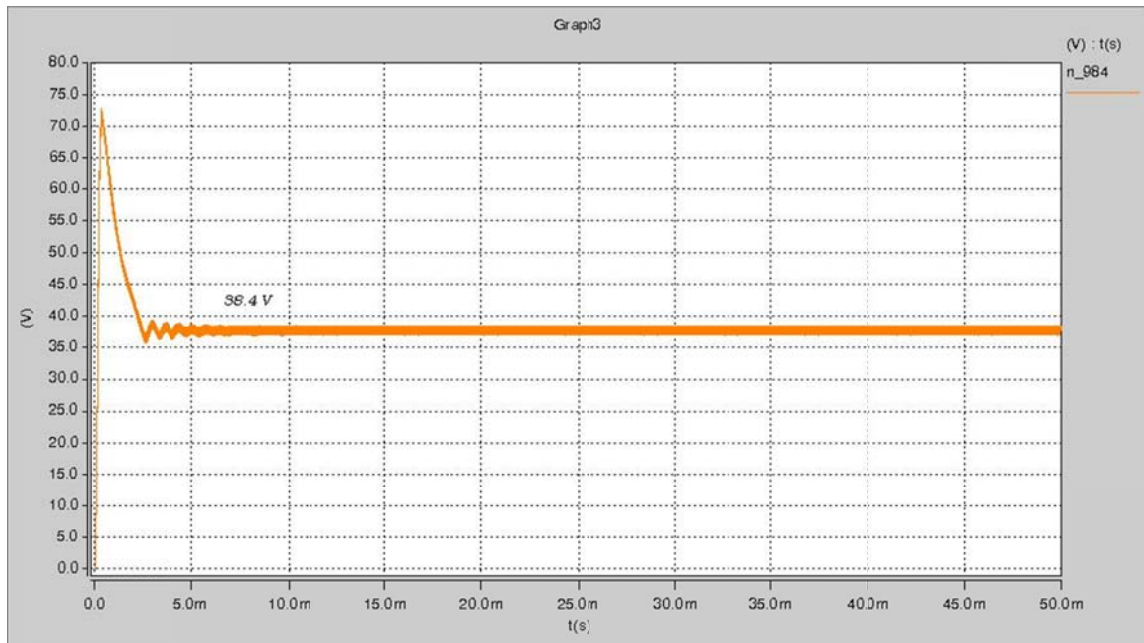
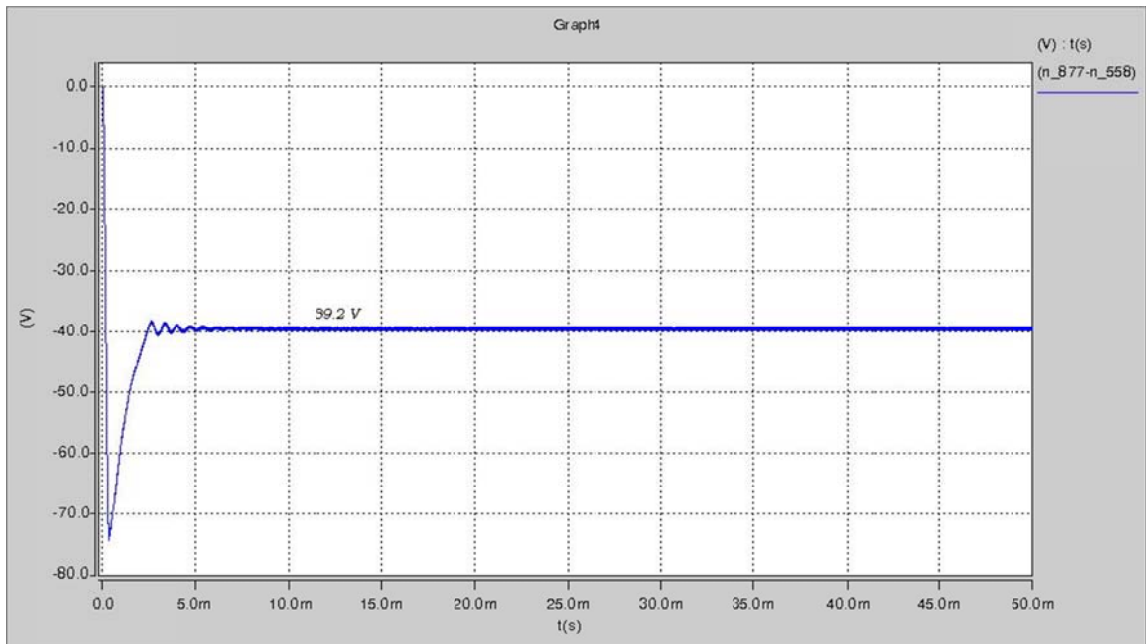
4.3.3 Graficas de los voltajes en los capacitores.

Las gráficas de los voltajes en los capacitores que se muestran en las siguientes figuras, servirán para posteriormente analizar la gráfica del voltaje de salida, recordando que el voltaje de salida está dado por la suma de los voltajes en los capacitores C_1 y C_3 .

Como se puede observar en las gráficas, los voltajes de los capacitores en estado estacionario, se aproximan mucho a los valores calculados, la pequeña diferencia en los valores se debe principalmente a las pérdidas inherentes del convertidor

La grafica de la figura 4.9 muestra el voltaje en el capacitor C_1 , que como se había calculado anteriormente, es de 120 V en este caso hay una diferencia de 2.5 V lo cual representa una pérdida aproximada del 2%.

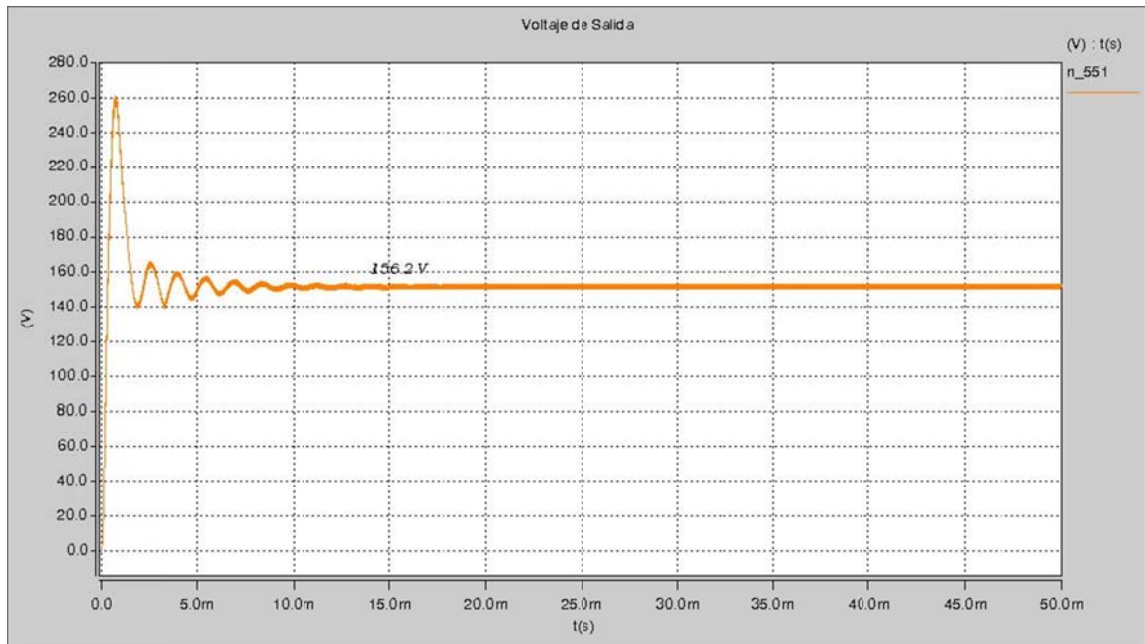




Las gráficas de los voltajes en C_2 y C_3 se muestran en las figuras 4.10 y 4.11 respectivamente, se puede apreciar claramente que son muy similares una con respecto a la

otra, esto debido a que uno de ellos (C_2) transfiere su energía al otro (C_3) durante uno de los estados de conmutación.

Como se había mencionado, los voltajes que nos interesan para conocer el voltaje de salida, son correspondientes a los capacitores C_1 y C_3 , la figura 4.12, muestra el voltaje de salida, que sea dicho se aproxima de manera considerable al voltaje calculado.



A través de todas las gráficas mostradas en este capítulo, se puede apreciar de manera definida, las características del convertidor, estas graficas también permiten confirmar los resultados de las ecuaciones de las corrientes en los inductores y los voltajes en cada uno de los capacitores.

Capítulo

5

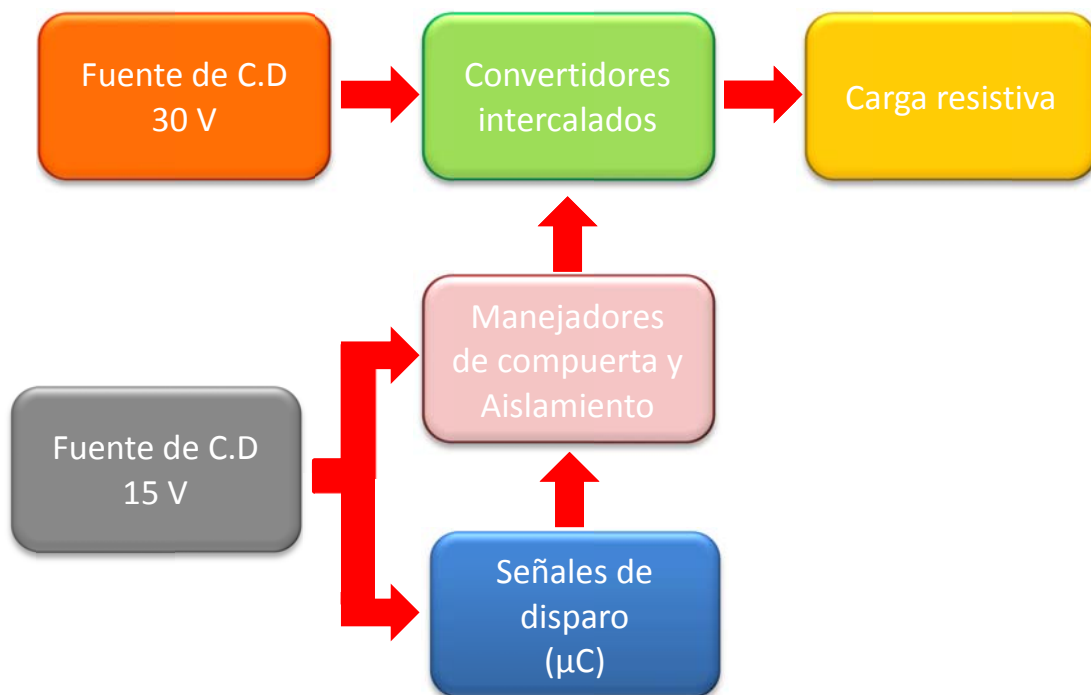
Construcción del Convertidor y Resultados Experimentales

A lo largo de este capítulo, se explica el proceso de construcción del convertidor propuesto, incluyendo los diagramas esquemáticos del prototipo, complementadas con imágenes del mismo. A su vez se exponen los resultados experimentales que se obtuvieron, mostrando así las características principales del convertidor.

5.1. INTRODUCCIÓN.

Este capítulo se explica la construcción del prototipo del convertidor propuesto, y para exponer los resultados que se obtengan con la experimentación del mismo, ya que es de suma importancia corroborar el análisis planteado en el capítulo 3 y los resultados obtenidos a base de simulación en el capítulo 4.

El diagrama a bloques básico del convertidor se presenta en la figura 5.1, básicamente está conformado por la fuente de entrada, el modulo del convertidor, el módulo de generación de pulsos, el módulo de los manejadores de compuesta y etapa de aislamiento, y el módulo de la carga.



5.2. CONSTRUCCION DEL CONVERTIDOR.

La construcción del convertidor se basó en el diagrama del convertidor mostrado a lo largo de los capítulos anteriores, los componentes que se utilizaron, fueron los que se calcularon en el capítulo 4, y las características para el circuito impreso fueron las requeridas

para los niveles de voltaje planteados. A continuación se dará una breve reseña de los bloques que componen al convertidor, haciendo énfasis en la parte de los convertidores intercalados, que es la parte central del proyecto.

5.2.1. Fuente de C.D.

La fuente de corriente directa que se ocupó para alimentar al convertidor, fue una fuente doble de la marca Matrix que se muestra en la figura 5.2, la cual proporciona dos salidas de voltaje de 30v a 5A cada una, las cuales se pueden poner en serie o en paralelo para aumentar al doble el voltaje o la capacidad de corriente según sea necesario.



Figura 5. 2 Fuente de alimentación doble.

5.2.2. Señales de disparo.

Las señales de disparo necesarias para el convertidor, fueron obtenidas por medio de un microcontrolador de la marca freescale, el cual se muestra en la figura 5.3 con la distribución de sus terminales, este microcontrolador posee muchas buenas características, sin embargo, el modulo que se empleó para la generación de las señales de disparo fue el del timer el cual tiene dos canales, y varios pre escaladores, además de la capacidad de trabajar ya sea con oscilador interno o externo, la elección de este microcontrolador se debió principalmente a la facilidad de adquisición, y al fácil manejo de la interfaz de programación, el microcontrolador fue programado en el software Code Warrior, en lenguaje C++.

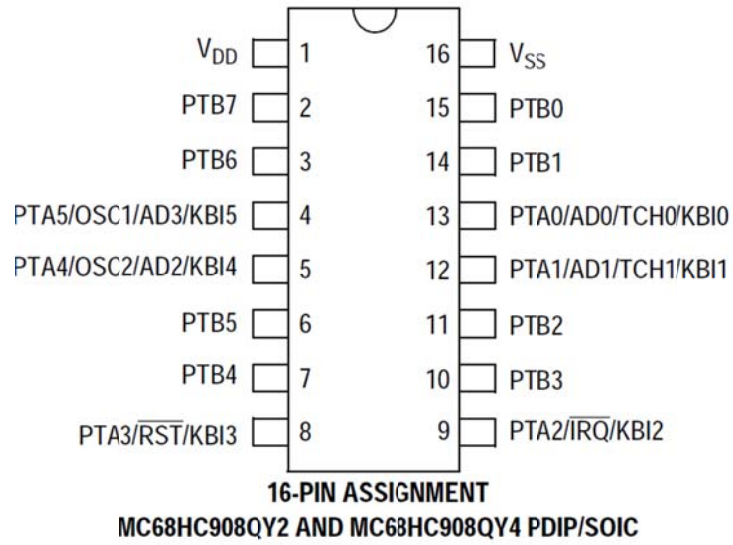
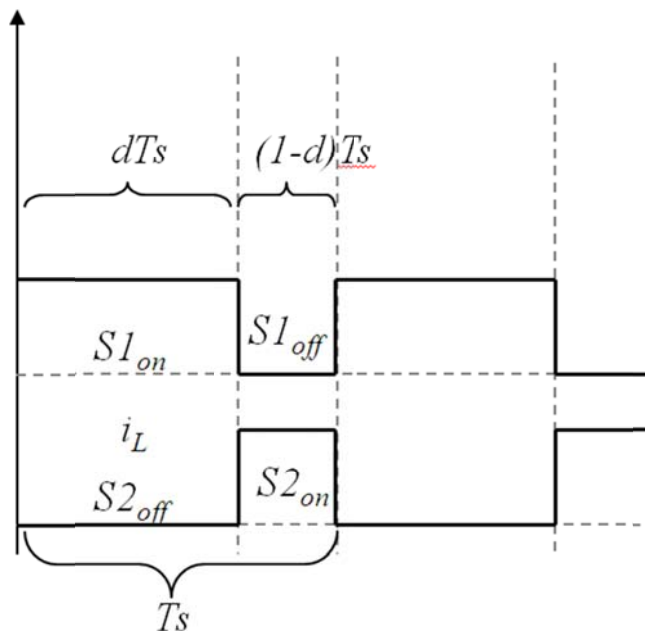


Figura 5. 3 Microcontrolador MC68HC908QY4

Las señales de disparo, son básicamente señales moduladas en ancho de pulso (PWM) complementarias, con un ciclo de trabajo definido de 0.75 para una de ellas y 0.25 para la otra, la figura 5.4 muestra las gráficas de estas señales.



5.2.3. Manejadores de compuerta y aislamiento.

Para activar las compuertas de los Mosfet, es necesario, un cierto voltaje y corriente, en el caso de los mosfet IRFP250, el voltaje necesario para activarlo es de 15 a 20 volts entre compuerta y fuente, y una corriente del orden de los mili amperes, es evidente que estos niveles de voltaje y corriente no pueden ser proporcionados directamente por la salida del microcontrolador, es por ello que se requiere el uso de manejadores de compuerta, aunado a esto, el micro controlador es un elemento muy delicado, por lo que se requiere de un aislamiento de la etapa del convertidor.

Tomando en cuenta los dos requerimientos anteriores se encontró la necesidad de utilizar un manejador de compuerta y un opto acoplador, afortunadamente se encontró un integrado que posee estas dos características en un mismo encapsulado, este es el HCPL3120, el cual se muestra en la figura 5.5 con sus características principales.

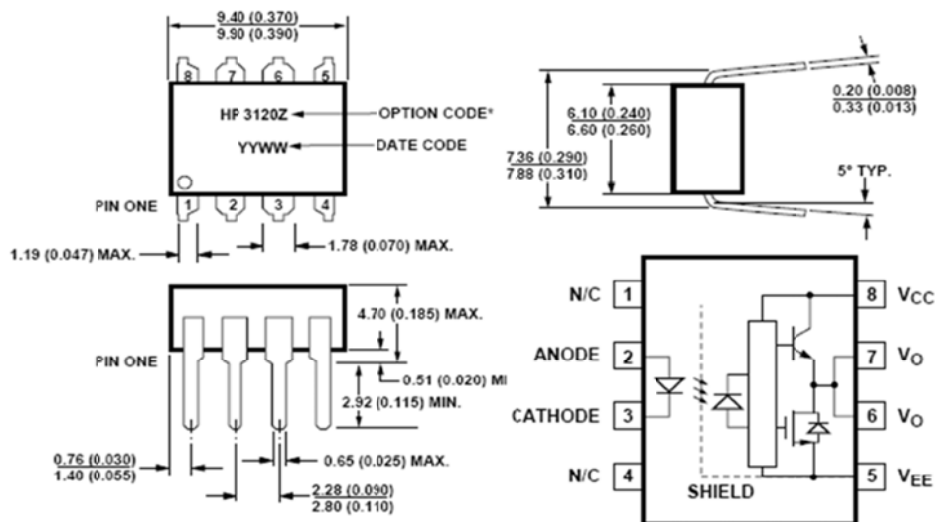


Figura 5. 5 Diagrama del Opto-manejador HCPL3120.

5.2.4. Convertidor intercalado.

Para la construcción del convertidor intercalado se requirieron los elementos que se calcularon en el capítulo 4, se buscaron componentes que cumplieran con los requerimientos del proyecto.

Los inductores se elaboraron ex profeso para el convertidor, se compraron los núcleos de ferrita y el alambre magneto, y se calculó la relación de vueltas para los valores de inductancia deseados, en la figura 5.6 se muestra uno de los inductores que se construyeron, los capacitores se eligieron de acuerdo a las especificaciones antes descritas.



utilizado.

En cuanto a los componentes semiconductores, se adquirieron los mosfet IRFP250 y los diodos BYW29E-200, los cuales se muestran en la figura 5.7, la decisión de utilizar estos dispositivos semiconductores, ya se había planteado en el capítulo 4, donde se trató acerca del cálculo de los componentes a emplear.

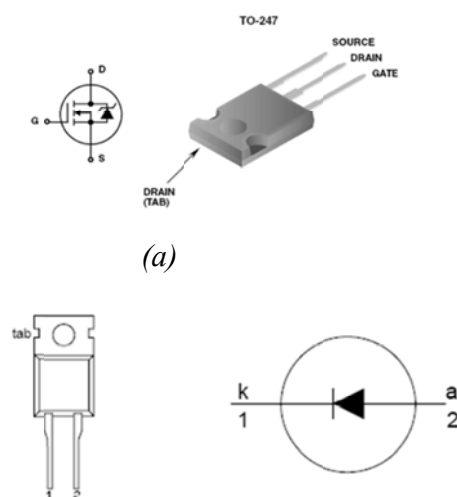


Figura 5. 7 Distribución de terminales (a) IRFP250, (b) BYW29E-200.

5.2.5. Diseño del circuito impreso.

Para el diseño del circuito impreso se empleó el software PCB Wizard, el cual es una herramienta especializada para el diseño de circuitos impresos, en él se pueden dibujar los esquemáticos de los circuitos, y traspasarlos al diseño del circuito impreso, o diseñar el circuito pista por pista, en la figura 5.8 se muestra la interface principal del software utilizado, en la imagen se pueden apreciar las herramientas de diseño, así como el área de construcción de circuitos, y los menús disponibles.

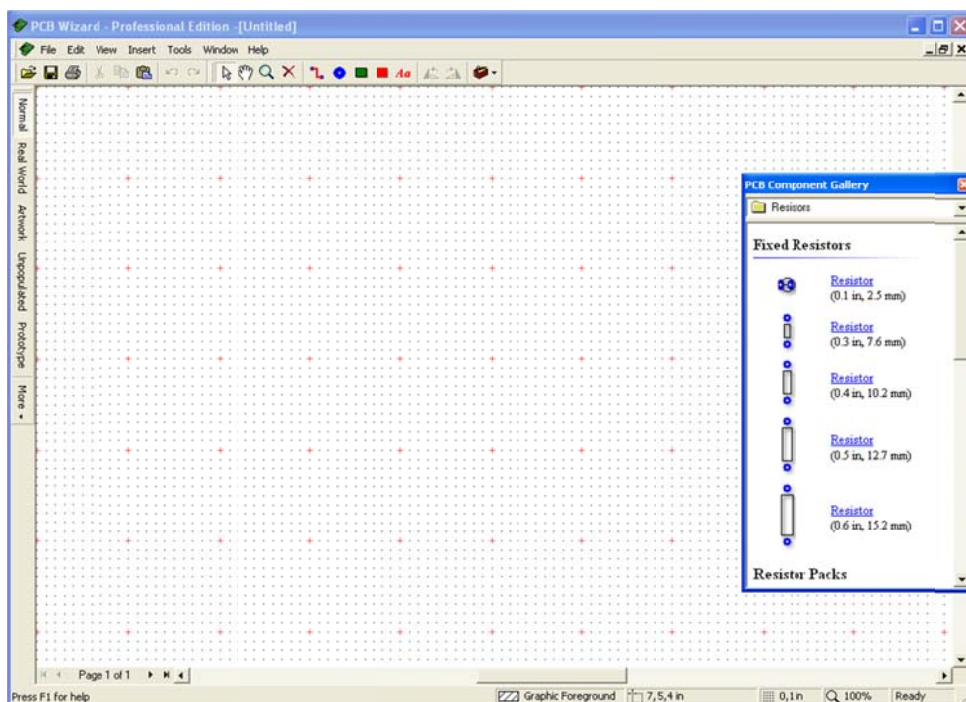
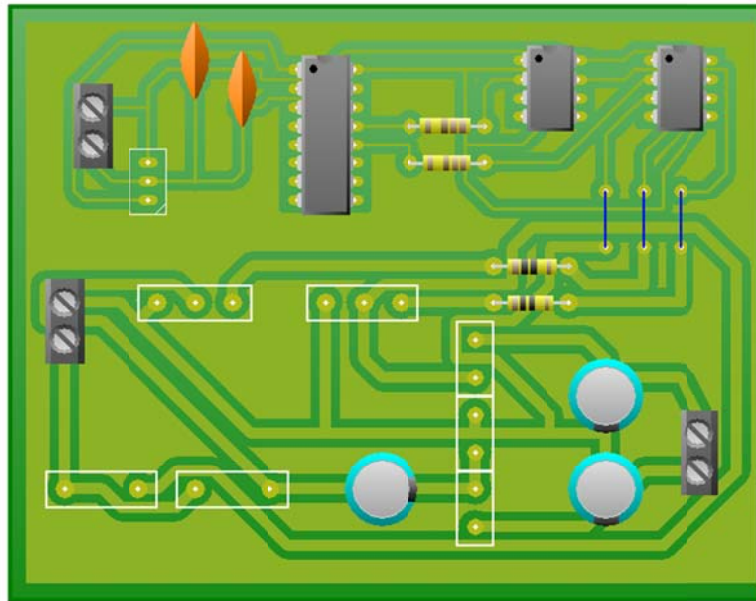


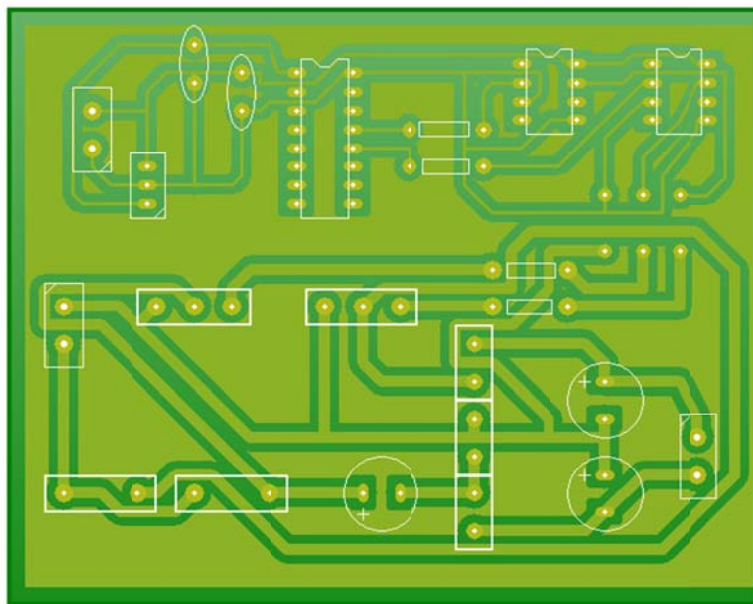
Figura 5. 8 Interface gráfica del software PCB Wizard.

En cuanto a las dimensiones del diseño del convertidor, se planeó que fuera lo más compacto posible, respetando, la necesidad en cuanto al grosor de las pistas, esto tomando en cuenta la corriente que iba a circular a través de ellas.

En la figura 5.9 se presenta el diseño del circuito impreso hecho con el programa PCB Wizard, se muestra tanto el lado de los componentes como el lado de soldadura, las dimensiones de la tablilla son 10x10cm.



(a)

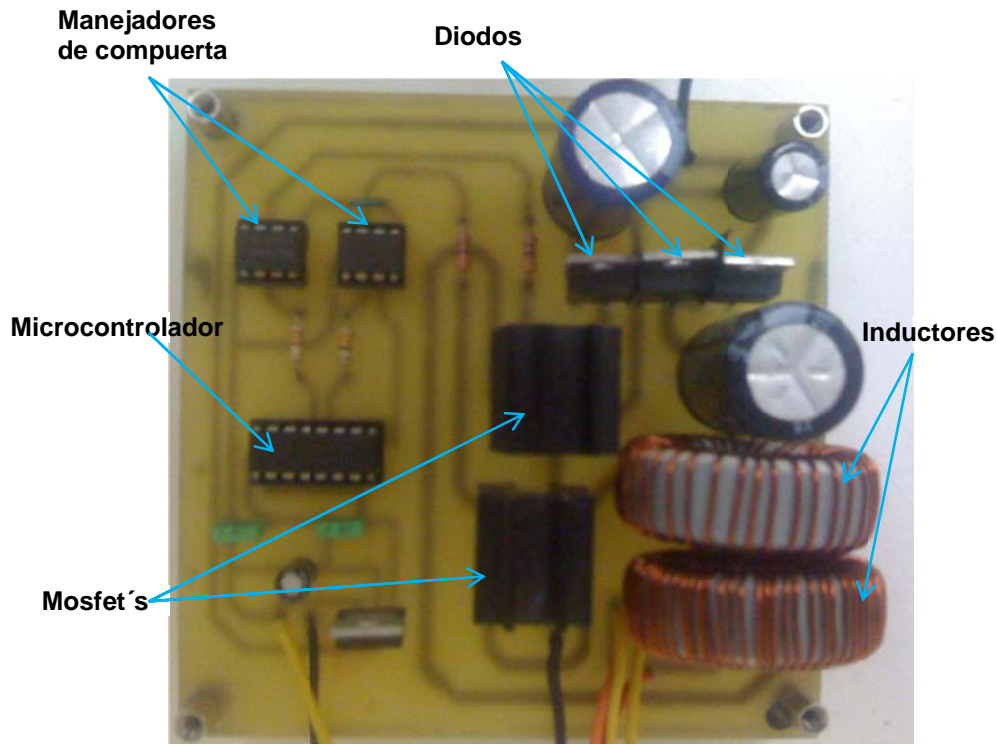


(b)

Figura 5. 9 Diseño del convertidor en circuito impreso.

En la figura 5.10 se presenta la imagen del convertidor armado en el circuito impreso, se pueden apreciar la etapa de generación de las señales de disparo, con el microcontrolador y

los manejadores de compuerta, y la etapa del convertidor con los inductores de entrada, los interruptores Mosfet, los diodos, y los capacitores.



5.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Los resultados experimentales obtenidos se presentan en esta sección, donde se tiene la oportunidad de corroborar las características del convertidor descritas en capítulos anteriores, y su efectividad en la cancelación del rizo de corriente en la entrada.

Para la obtención de los resultados experimentales del convertidor propuesto, se empleó el prototipo elaborado, y que se describió con anterioridad, los parámetros importantes de las pruebas experimentales son los siguientes:

- ✚ Voltaje de entrada = 30 V.
- ✚ Frecuencia de conmutación= 50 kHz.
- ✚ Ciclo de trabajo = 0.75.

5.3.1. Medición del Rizo de corriente.

Para la medición del rizo de corriente en los inductores, se utilizaron sensores de efecto hall, los cuales permiten tener una señal de voltaje proporcional a la corriente que pasa a través de ellos, los sensores de efecto Hall que se utilizaron se muestran en la figura 5.11 junto con la tarjeta que se diseñó para facilitar su uso, dicha tarjeta facilita la alimentación de los sensores, y la obtención de las señales de voltaje, en particular este tipo de sensores ofrecen una excelente sensibilidad, lo que los hace muy convenientes para este tipo de aplicaciones.

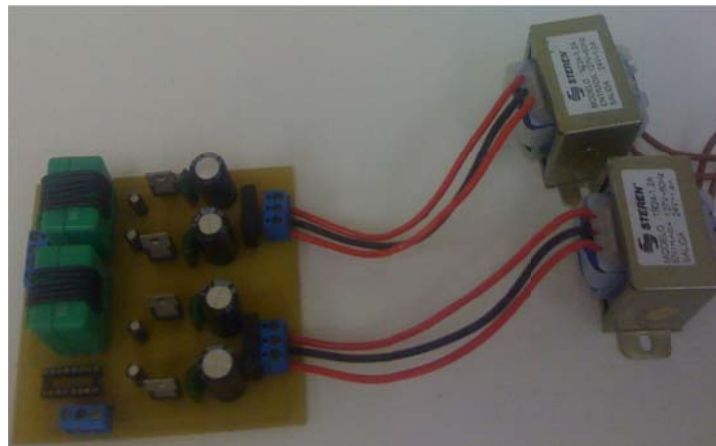


Figura 5. 11 Sensores de efecto Hall.

La figura 5.12 muestra la gráfica de la corriente en los inductores, en ella se puede apreciar la simetría de los rizados, así como las magnitudes de las corrientes, se puede notar también el tiempo en el que se cargan y se descargan ambos inductores, la perfecta simetría repercute directamente en la completa cancelación del rizo de corriente en la entrada, siendo así que mientras más parecidos sean los rizados de corriente en los inductores, se podrá tener una mejor cancelación.

Un acercamiento a los rizados de corriente en los inductores, se puede apreciar en la figura 5.13, donde se muestra también el valor del rizo de corriente, que es el mismo para ambos, nuevamente se muestra el tiempo en el que se cargan y descargan los inductores.

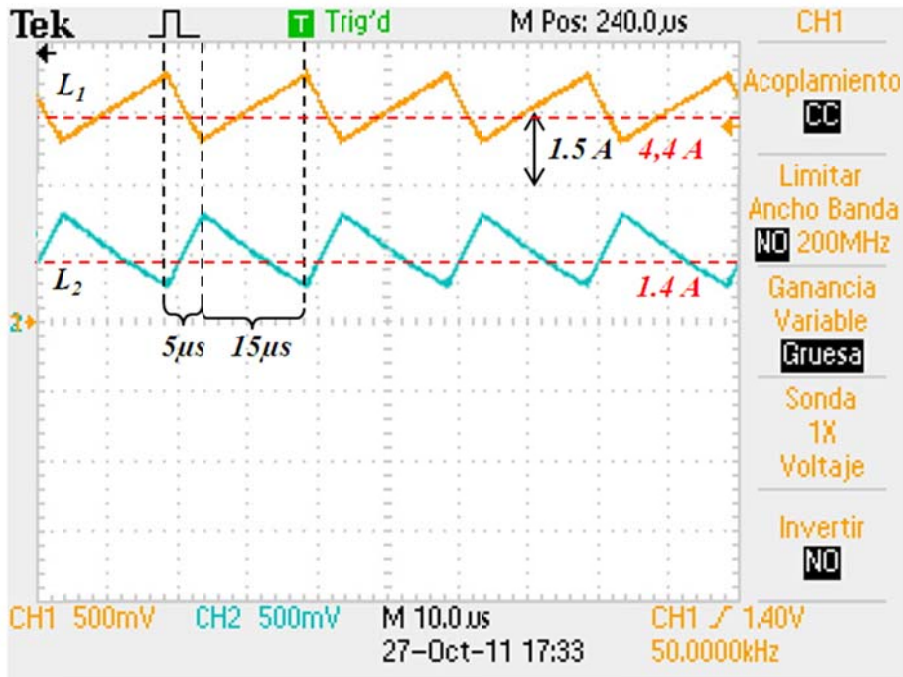


Figura 5. 12 Medición del rizo de corriente.

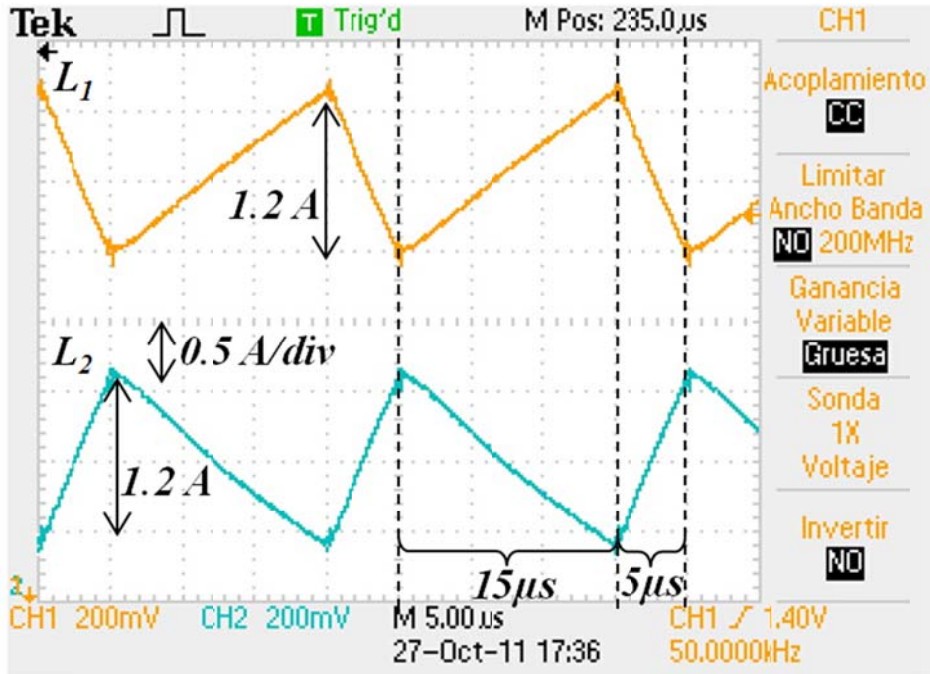


Figura 5. 13 Acercamiento al rizo de corriente en los inductores.

La corriente de entrada junto con los rizados de corriente en los inductores se muestra en la figura 5.14, en esta figura se puede apreciar que el rizo de corriente en la entrada es prácticamente cero, esto debido a la cancelación de los rizados en los inductores, de esta manera se comprueba la efectividad del convertidor.

En algunos puntos de la señal de la corriente de entrada se pueden apreciar ondulaciones, esto es debido principalmente al ruido al captar señales de corriente con el sensor de efecto Hall. También se puede notar que el valor de la corriente de entrada es la suma de las corrientes en los inductores.

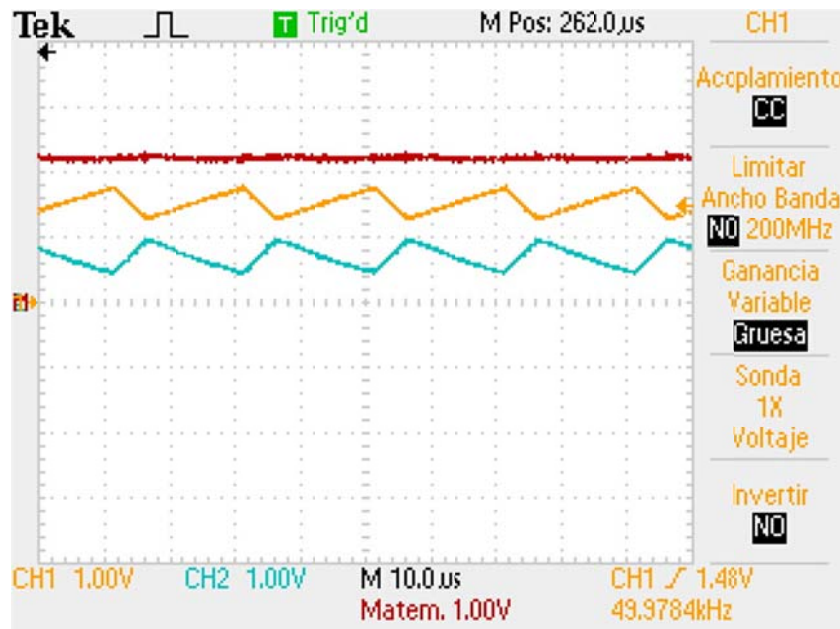


Figura 5. 14 Corriente total de entrada y corriente en los inductores.

5.3.2. Voltaje en los capacitores.

En esta sección se presentan las formas de ondas obtenidas en el osciloscopio, de los voltajes en los capacitores, en la figura 5.15 se muestra la forma de onda del voltaje en el capacitor C_1 .

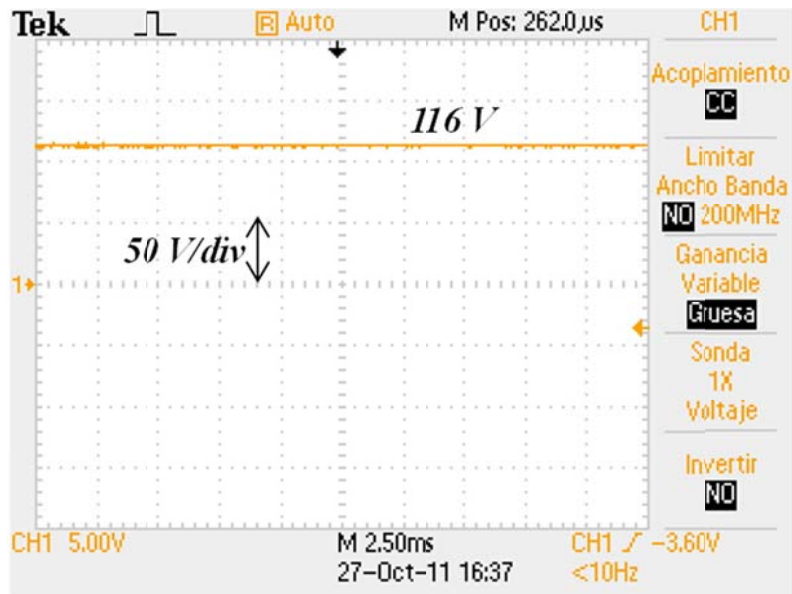


Figura 5. 15 Voltaje en el capacitor C_1 .

La figura 5.16 corresponde al voltaje en el capacitor C_2 , el voltaje calculado para este capacitor es de 40 V, lo cual se puede corroborar con los resultados obtenidos con el osciloscopio.

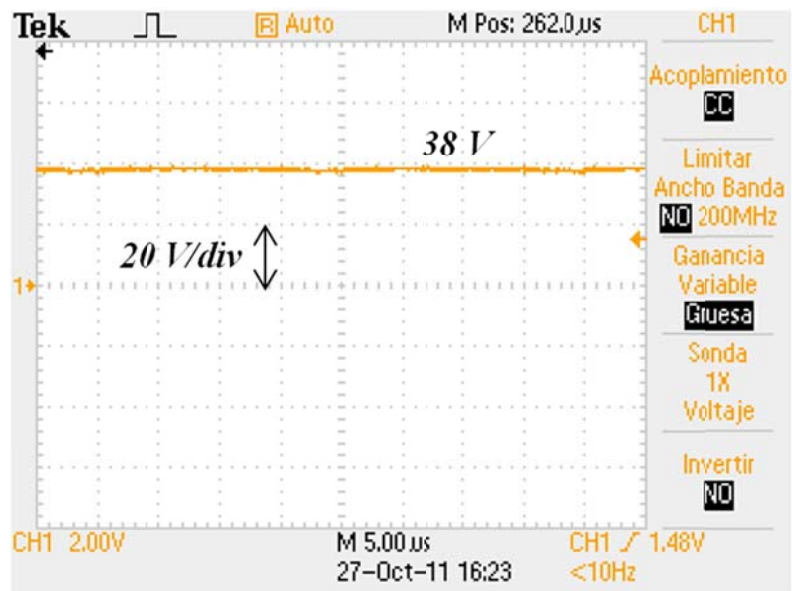


Figura 5. 16 Voltaje en el capacitor C_2 .

El voltaje en el capacitor C_3 se presenta en la figura 5.17, en donde se pueden apreciar los momentos en los que es cargado por el capacitor C_2

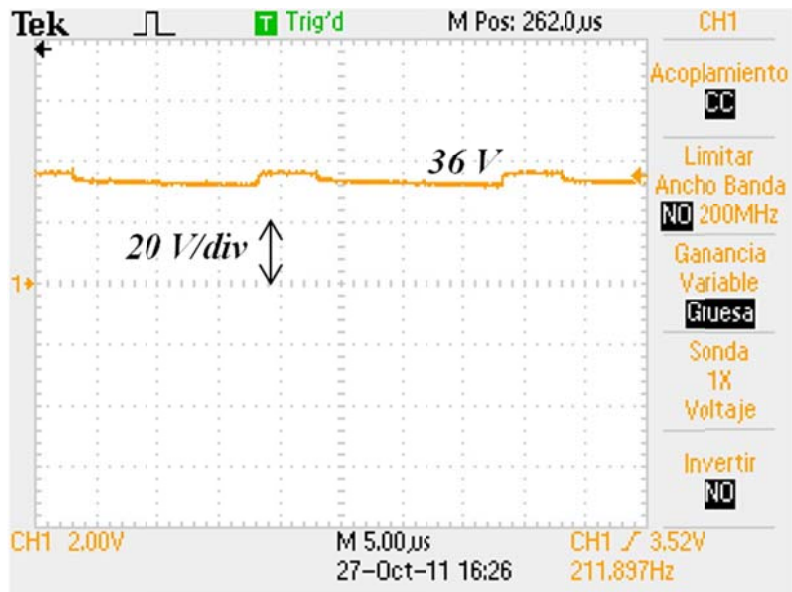


Figura 5. 17 Voltaje en el capacitor C_3 .

Finalmente, el voltaje de salida se muestra en la figura 5.18, donde se aprecia claramente que este voltaje viene dado por la suma de los voltajes en C_1 y C_3



Figura 5. 18 Voltaje en la salida del convertidor.

5.3.3. Voltaje en los interruptores.

A razón de comprobar el voltaje que soportan los interruptores, se analizaran las gráficas siguientes, en la figura 5.19 se puede observar el voltaje en el interruptor S_1 .

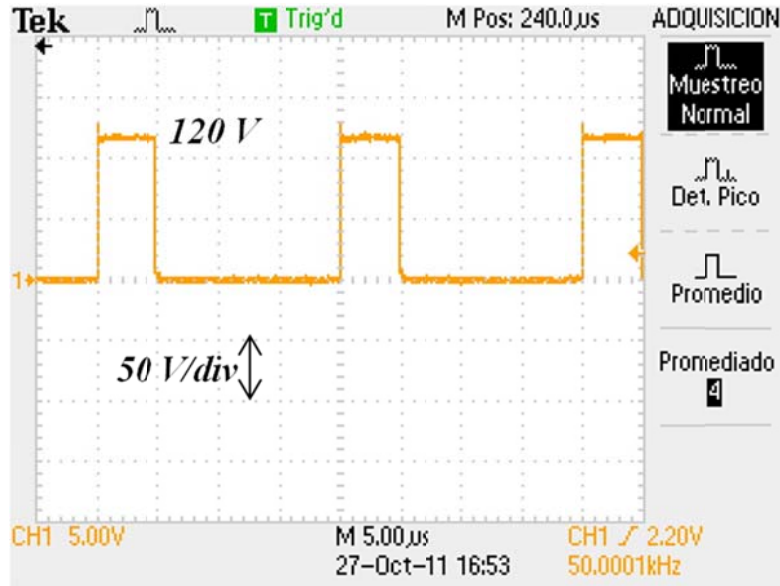


Figura 5. 19 Caída de tensión en el interruptor S_1 .

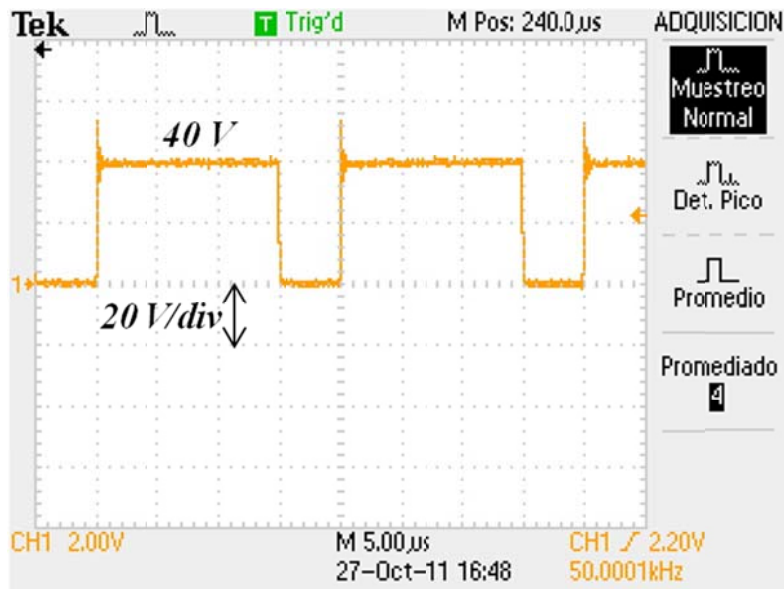


Figura 5. 20 Caída de tensión en el interruptor S_2 .

La grafica que se presenta en la figura 5.20 corresponde a la forma de onda del voltaje en el interruptor S_2 , siendo 40 V el voltaje máximo que bloquea este interruptor.

5.3.4. Voltaje en los diodos.

A continuación se analizara la caída de tensión en los diodos, la figura 5.21 corresponde al voltaje en d_1 el cual soporta un voltaje máximo de 116 V.

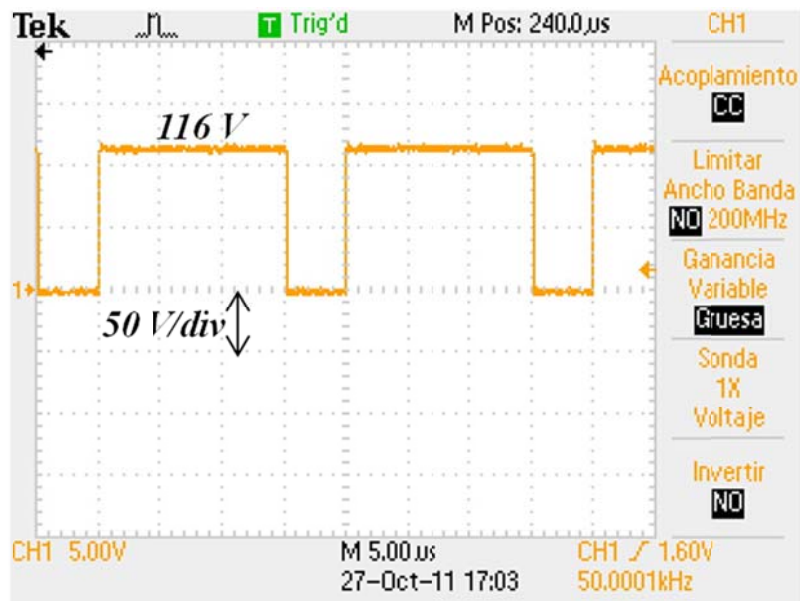


Figura 5. 21 Caída de tensión en d_1 .

La caída de tensión en d_2 se presenta en la figura 5.22, esta caída tiene un valor de 38 V, y es prácticamente el mismo voltaje del capacitor C_3 .

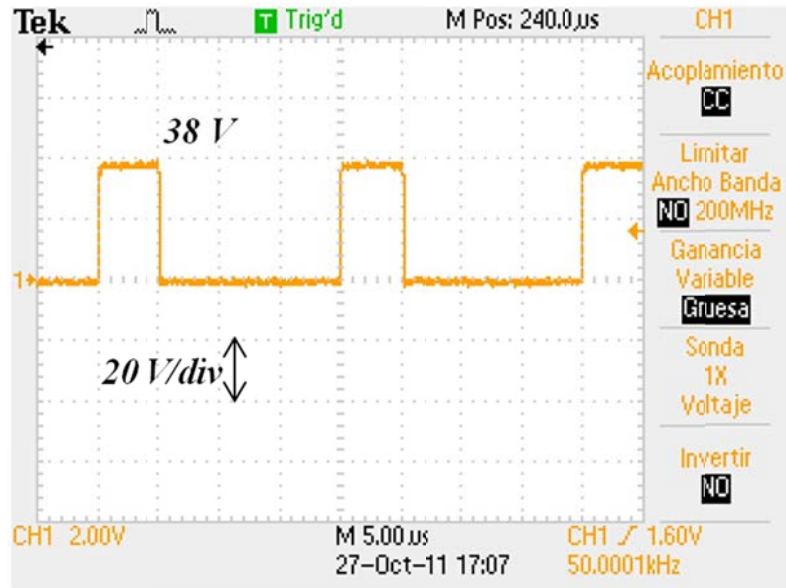


Figura 5. 22 Caída de tensión en d_2 .

Por último la caída de tensión en d_3 es mostrada en la figura 5.23, se puede apreciar que igualmente el voltaje es similar al de C_3 .

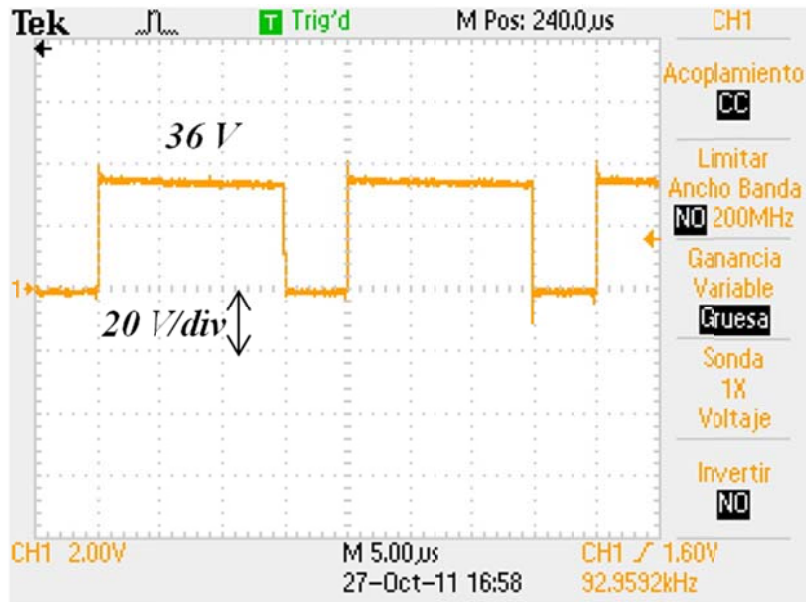


Figura 5. 23 Caída de tensión en d_3 .

Capítulo

6

Conclusiones y Trabajos Futuros

En este último capítulo se dan las conclusiones del trabajo de tesis, algunas recomendaciones, y propuestas para trabajos futuros relacionados con la topología propuesta en este trabajo.

6.1. CONCLUSIONES.

Este trabajo propone una topología de un convertidor boost con cancelación de rizo de corriente en la entrada, algunas contribuciones que se presentaron a lo largo de los capítulos fueron las siguientes:

- ✚ En el capítulo uno se plantaron los objetivos, justificación y limitantes, como un marco de referencia para el proyecto a realizar.
- ✚ En el segundo capítulo se analizó el estado del arte de topologías parecidas a la propuesta, y se definieron algunas de las ventajas de la topología propuesta, con respecto a otras similares.
- ✚ En el tercer capítulo se dió una descripción detallada del convertidor propuesto y se realizó el modelado dinámico del mismo.
- ✚ En el cuarto capítulo se realizó el cálculo de los componentes del convertidor y se desarrolló la simulación en el software Synopsys Saber.
- ✚ En el quinto se reportó la construcción del prototipo del convertidor y se le realizaron pruebas, mismas que se expusieron a manera de comprobación del modelo y la simulación.

A manera de conclusiones generales, las ventajas que se plantearon y comprobaron a lo largo de este trabajo de tesis fueron las siguientes:

- ✚ La cancelación del rizo de corriente en la entrada puede ser lograda con un ciclo de trabajo seleccionado arbitrariamente.
- ✚ El circuito de cancelación del rizo de corriente drena corriente de cd, por consiguiente este contribuye a incrementar la potencia del convertidor.

- ✚ El factor de elevación es más grande que en las configuraciones tradicionales mostradas a lo largo de la tesis (tiene una ganancia mínima de 4); Este factor de elevación puede ser extendido utilizando multiplicadores de voltaje.

Todas estas características son altamente deseables en aplicaciones con fuentes renovables de energía como lo son las celdas solares y celdas de combustible.

Como se mencionó, las características anteriormente descritas fueron comprobadas mediante el desarrollo de un modelo dinámico, la simulación por medio de software de computadora (Synopsys Saber), y mediante la experimentación, por medio de un prototipo construido.

6.2. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

Algunas recomendaciones que se hacen para la realización de trabajos futuros con respecto a la topología de convertidor aquí propuesta son las siguientes:

- ✚ La aplicación de la topología propuesta con fuentes renovables de energía como los son celdas solares o celdas de combustible, para comprobar su eficiencia.
- ✚ Extender la topología utilizando multiplicadores de voltaje, como se muestra en la figura 6.1, desarrollar el modelo dinámico, construir un prototipo y proporcionar resultados experimentales.

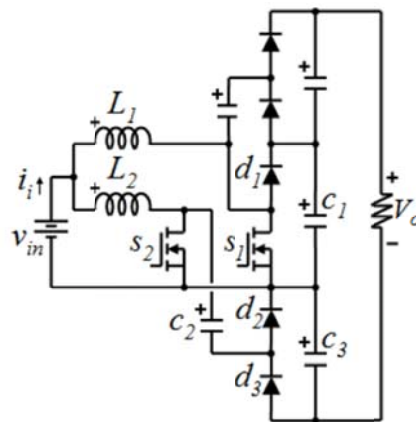


Figura 6. 1 Extensión del convertidor intercalado con cancelación de rizo de corriente.

- ✚ Desarrollar una topología con balance de voltaje en la salida y conectarla a convertidor multinivel de diodo fijador como se muestra en la figura 6.2, y obtener resultados experimentales de esta conexión.

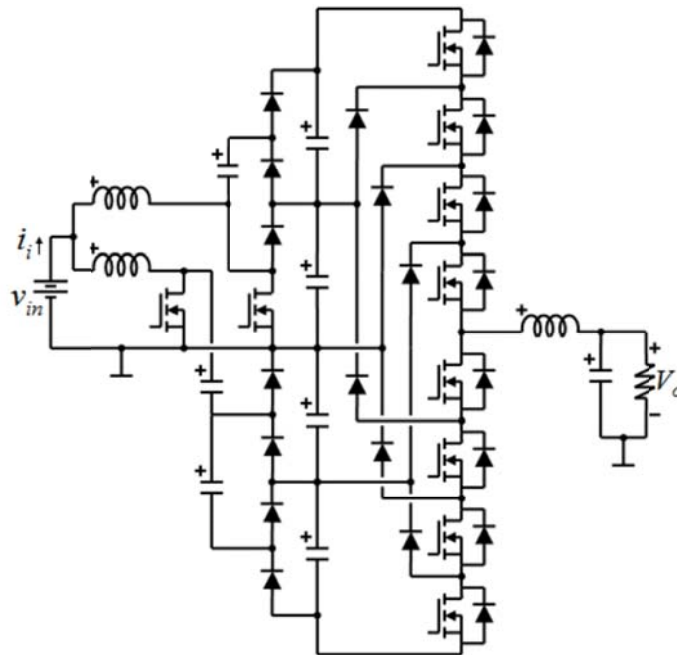


Figura 6. 2 Topología con balance de voltaje del convertidor intercalado con cancelación de rizo de corriente.

6.3. PUBLICACIONES REALIZADAS.

Durante los estudios de maestría que realice, tuve la oportunidad de participar en la publicación de los artículos siguientes, algunos de ellos tiene que ver con tópicos relacionados con este tema de tesis.

6.3.1 Congresos.

Rosas-Caro, J.C.; Mayo-Maldonado, J.C.; **Valdez-Reséndiz, J.E.**; Salas-Cabrera, R.; Gonzalez-Rodriguez, A.; Salas-Cabrera, E.N.; Cisneros-Villegas, H.; Gonzalez-Hernandez, J.G.; "Multiplier SEPIC converter," Electrical Communications and Computers (CONIELECOMP), 2011 21st International Conference on, vol., no., pp.232-238, Feb. 28 2011-March 2 2011

Rosas-Caro, J.C.; **Valdez-Reséndiz, J.E.**; Mayo-Maldonado, J.C.; Salas-Cabrera, R.; Ramírez-Arredondo, J.; Salome-Baylon, J.; *"Interleaved Power Converter with Current Ripple Cancelation at a Selectable Duty Cycle"* Accepted to IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Phoenix, Arizona USA. September 17-22, 2011.

Mayo-Maldonado, J.C.; **Valdez-Reséndiz, J.E.**; Rosas-Caro, J.C.; Salas-Cabrera, R.; Salas Cabrera, J.E.; Cisneros-Villegas, H.; *"A Contribution to the Dynamic Modeling of Switched Capacitor Converters"* Accepted to IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Phoenix, Arizona USA. September 17-22, 2011.

Rosas-Caro, J.C.; Mayo-Maldonado, J.C. ; **Valdez- Reséndiz, J.E.**; Salas-Cabrera, R.; González Rodríguez, A.; Castillo, Gutiérrez, R.; Salas Cabrera, EN.; *"Design-Oriented Analysis and Modeling of a DC- DC CSC Converter"* Accepted to 2011 World Congress on Engineering and Computer Science WCECS 2011, San Francisco, California.

6.3.2 Capítulos en Libros.

Rosas-Caro, J.C.; Mayo-Maldonado, J.C.; Vázquez Bautista, R.F.; Valderrábano González, A.; Salas-Cabrera, R.; **Valdez-Reséndiz, J.E.**; *"Hybrid Voltage-Multipliers Based Switching Power Converters"*. American Institute of Physics (AIP). IAENG Transactions on Engineering Technologies Volume 6 - Special Edition of the World Congress on Engineering and Computer Science.