



**INSTITUTO POTOSINO DE INVESTIGACIÓN  
CIENTÍFICA Y TECNOLÓGICA, A.C.**

**POSGRADO EN CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS**

**Reguladores de voltaje basados en convertidores  
con capacitores conmutados**

Tesis que presenta  
**Ricardo Mota Varona**

Para obtener el grado de  
**Doctor en Control y Sistemas Dinámicos**


Director de la Tesis:  
Dr. Jesús Leyva Ramos

San Luis Potosí, S.L.P., a 21 de marzo de 2019

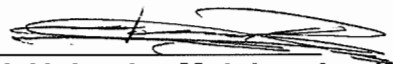


## Constancia de aprobación de la tesis


La tesis "**Reguladores de voltaje basados en convertidores con capacitores conmutados**" presentada para obtener el Grado de Doctor en Control y Sistemas Dinámicos, fue elaborada por **Ricardo Mota Varona** y aprobada el **veintiuno de marzo del dos mil diecinueve** por los suscritos, designados por el Colegio de Profesores de la División de Matemáticas Aplicadas del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.




**Dr. Jesús Leyva Ramos** Secretario  
Director de la tesis



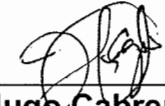
**Dr. Daniel Alejandro Melchor Aguilar**  
Jurado en el Examen



**Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña**  
Jurado en el Examen



**Dr. Diego Langarica Córdoba**  
Jurado en el Examen



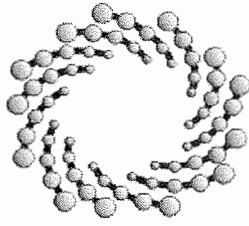
**Dr. Hugo Cabrera Ibarra**  
Jurado en el Examen



## Créditos Institucionales

Esta tesis fue elaborada en el Laboratorio de ***Procesamiento Eficiente de Energía*** de la División de Matemáticas Aplicadas del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., bajo la dirección del Dr. Jesús Leyva Ramos.

Durante la realización del trabajo el autor recibió una beca académica del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología con número de registro 446242



**IPICYT**

# Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C.

## Acta de Examen de Grado

El Secretario Académico del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., certifica que en el Acta 011 del Libro Primero de Actas de Exámenes de Grado del Programa de Doctorado en Control y Sistemas Dinámicos está asentado lo siguiente:

En la ciudad de San Luis Potosí a los 21 días del mes de marzo del año 2019, se reunió a las 12:05 horas en las instalaciones del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., el Jurado integrado por:

<b>Dr. Daniel Alejandro Melchor Aguilar</b>	<b>Presidente</b>	<b>IPICYT</b>
<b>Dr. Jesús Leyva Ramos</b>	<b>Secretario</b>	<b>IPICYT</b>
<b>Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña</b>	<b>Sinodal externo</b>	<b>UASLP</b>
<b>Dr. Diego Langarica Córdoba</b>	<b>Sinodal externo</b>	<b>UASLP</b>
<b>Dr. Hugo Cabrera Ibarra</b>	<b>Sinodal</b>	<b>IPICYT</b>

a fin de efectuar el examen, que para obtener el Grado de:

**DOCTOR EN CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS**

sustentó el C.

**Ricardo Mota Varona**

sobre la Tesis intitulada:

*Reguladores de voltaje basados en convertidores con capacitores conmutados*

que se desarrolló bajo la dirección de

**Dr. Jesús Leyva Ramos**

El Jurado, después de deliberar, determinó

**APROBARLO**

Dándose por terminado el acto a las 14:00 horas, procediendo a la firma del Acta los integrantes del Jurado. Dando fe el Secretario Académico del Instituto.

A petición del interesado y para los fines que al mismo convengan, se extiende el presente documento en la ciudad de San Luis Potosí, S.L.P., México, a los 21 días del mes de marzo de 2019.

**Dr. Marcial Bonilla Marín**  
Secretario Académico

**Mtra. Ivonne Lizette Cuevas Vélez**  
Jefa del Departamento de Posgrado



A mis padres Ricardo Mota Néquiz y María Luisa Varona Rivera por darme el precioso regalo de la vida y guiarme en este largo camino recorrido.

A mis hermanas, sobrinos y amigos especiales que siempre me han demostrado su amor y apoyo.

## **Agradecimientos**

Al Dr. Jesús Leyva Ramos por ser mi director de tesis y compartir sus conocimientos, además de brindarme su amistad y guía en estos años.

A la Dra. Ma. Guadalupe Ortíz López por su gran apoyo y por brindarme su amistad sincera.

Al Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica A. C. por brindarme la oportunidad de realizar mi estancia doctoral.

Al colegio de profesores del departamento de Matemáticas Aplicadas por sus conocimientos compartidos y por su dedicación en su labor docente.

A los miembros del Comité Tutorial que con sus críticas y sugerencias enriquecieron mi trabajo doctoral.

Al Dr. Daniel Alejandro Melchor Aguilar, al Dr. Hugo Cabrera Ibarra, al Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña y al Dr. Diego Langarica Córdoba por aceptar ser parte del Jurado.

Al grupo de trabajo de Electrónica de Potencia formado por el M. en C. Luis Humberto Díaz Saldierna y mis compañeros Antonio, Carlos, Yus y Frank.

Al personal administrativo del IPICyT, en especial al Departamento de Posgrado y de Biblioteca por su apoyo y buena disposición en el trato con los alumnos.

A mis compañeros del posgrado en Control de Sistemas Dinámicos, en especial a Luís, Ivonne, Daniel, Adrián, Max, Eli, Cristina, Aurelio, Moisés y Efrén por su amistad y los buenos momentos compartidos.

# Contenido

Constancia de aprobación de la tesis.....	ii
Créditos Institucionales .....	iii
Acta de examen profesional .....	iv
Agradecimientos.....	vi
Contenido .....	vii
Lista de figuras .....	xi
Abreviaturas y simbología .....	xiii
Resumen .....	xvi
Abstract .....	xvii
CAPÍTULO 1.....	1
INTRODUCCIÓN .....	1
1.1. ANTECEDENTES .....	1
1.2. CONVERTIDORES DE CD-CD CONMUTADOS .....	2
1.3. CONVERTIDORES ELEVADORES CON ALTA GANANCIA DE VOLTAJE.....	4
1.4. ESTADO DEL ARTE .....	5
1.5. PROPUESTA DE TESIS .....	9

1.5.1	Planteamiento del problema .....	9
1.5.2	Objetivo general .....	10
1.5.3	Objetivos particulares .....	10
1.5.4	Presentación del trabajo .....	11
CAPÍTULO 2.....		12
CONVERTIDOR ELEVADOR CD-CD CON CELDA MULTIPLICADORA DE VOLTAJE.....		12
2.1.	ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR EN MODO CONTINUO DE CONDUCCIÓN .....	13
2.2	MODELO BILINEAL CONMUTADO.....	15
2.2.	OBTENCIÓN DE LOS MODELOS EN EL ESPACIO DE ESTADOS .....	17
2.3.	CONDICIONES DE OPERACIÓN EN ESTADO ESTABLE .....	23
CAPÍTULO 3.....		28
CONVERTIDOR CUADRÁTICO CD-CD CON CELDA MULTIPLICADORA DE VOLTAJE.....		28
3.1.	ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR EN MODO CONTINUO DE CONDUCCIÓN .....	29
3.2.	OBTENCIÓN DE LOS MODELOS EN EL ESPACIO DE ESTADOS .....	31
3.3.	CONDICIONES DE OPERACIÓN EN ESTADO ESTABLE .....	34
CAPÍTULO 4 .....		39



DISEÑO DE CONTROLADORES PARA REGULADORES CONMUTADOS ...	39
4.1 ESQUEMAS DE CONTROL EN REGULADORES CONMUTADOS .....	40
4.2 CONTROL EN MODO-CORRIENTE PROMEDIO.....	42
4.3 DISEÑO DEL LAZO DE CORRIENTE .....	43
4.4 DISEÑO DEL LAZO DE VOLTAJE .....	45
CAPÍTULO 5 .....	48
RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	48
5.1. REGULADOR CONMUTADO CON UN CONVERTIDOR ELEVADOR Y UNA CELDA MULTIPLICADORA DE VOLTAJE .....	48
5.1.1 Pruebas en lazo abierto.....	53
5.1.2 Pruebas en lazo cerrado .....	56
5.2. REGULADOR CONMUTADO BASADO EN EL CONVERTIDOR CUADRÁTICO CON CELDA MULTIPLICADORA DE VOLTAJE .....	60
5.2.1 Pruebas en lazo abierto .....	64
5.2.2 Prueba en lazo cerrado .....	66
CAPÍTULO 6 .....	70
CONCLUSIONES.....	70
6.1 CONCLUSIONES.....	70
6.2 ARTÍCULOS REALIZADOS.....	71
6.3. TRABAJO FUTURO .....	72

REFERENCIAS..... 73

## Lista de figuras

Figura 1.1 Diagrama de un convertidor CD-CD.....	3
Figura 2.1. Diagrama eléctrico del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje.....	13
Figura 2.2. Modos de operación del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje.....	14
Figura 2.3. Generación de la función de conmutación.....	19
Figura 2.4 Estudio comparativo de la ganancia de voltaje de convertidores elevadores en función del ciclo de trabajo.....	24
Figura 3.1. Diagrama eléctrico del convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje.....	29
Figura 3.2. Modos de operación del convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje.....	30
Figura 3.3. Estudio comparativo de la ganancia de voltaje de un convertidor elevador cuadrático convencional y el convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje.....	35
Figura 4.1. Diagrama de bloques de un esquema de control en modo-voltaje.....	40
Figura 4.2. Diagrama de bloques de un esquema de control en modo-corriente.....	41
Figura 4.3. Diagrama de bloques del esquema de control modo-corriente promedio.....	43
Figura 4.4. Implementación de las funciones de transferencia del controlador de alta ganancia y el filtro pasa-bajas.....	44
Figura 4.5. Implementación de las funciones de transferencia del controlador PI.....	46
Figura 5.1. Diagrama esquemático del regulador conmutado basado en el convertidor CD-CD elevador con una celda multiplicadora de voltaje.....	52
Figura 5.2. Prototipo experimental del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje.....	53

Figura 5.3. Comparación entre la respuesta en frecuencia teórica y experimental de las funciones de transferencia.....	54
Figura 5.4. Efecto multiplicador de voltaje: $v_{mult}$ .....	55
Figura 5.5. Corriente en los inductores.....	56
Figura 5.6. respuesta en el tiempo del convertidor sin controlador a cambios de carga.....	56
Figura 5.7. Respuesta experimental de la ganancia de lazo de voltaje a carga nominal.....	57
Figura 5.8. Respuesta en el tiempo del convertidor con controlador ante cambios de carga.....	58
Figura 5.9. Respuesta en el tiempo del convertidor con controlador ante cambios en el voltaje de entrada.....	59
Figura 5.10. Eficiencia del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje.....	59
Figura 5.11. Diagrama esquemático del regulador conmutado basado en el convertidor CD-CD elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje.....	64
Figura 5.12. Efecto multiplicador de voltaje $v_{mult}$ .....	65
Figura 5.13. Corriente en los inductores.....	65
Figura 5.14. respuesta en el tiempo del convertidor con controlador a cambios de carga.....	66
Figura 5.15. Respuesta experimental de la ganancia de lazo de voltaje a carga nominal.....	67
Figura 5.16. Respuesta en el tiempo del convertidor con controlador ante cambios de carga.....	68
Figura 5.17. Eficiencia del convertidor cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje.....	68

## Abreviaturas y simbología

$CD$	Corriente directa
$CA$	Corriente alterna
$CD-CD$	Corriente directa – corriente directa
$E$	Voltaje de entrada
$I_{in}$	Corriente de entrada
$V_O$	Voltaje de salida
$I_O$	Corriente de salida
$EMI$	Interferencia electromagnética
$CMV$	Celda multiplicadora de voltaje
$PI$	Proporcional-Integral
$L_n$	N-ésimo inductor
$C_n$	N-ésimo capacitor
$D_n$	N-ésimo diodo
$C_S$	Capacitor conmutado
$C_O$	Capacitor de salida
$L_O$	Inductor de salida
$R$	Resistencia de carga
$S$	Interrupción activa MOSFET
$U$	Ciclo de trabajo nominal
$v_{mult}$	Voltaje de salida de una celda multiplicadora de voltaje
$I_{L_n}$	Valor en estado estable de la corriente en el n-ésimo inductor
$V_{C_n}$	Valor en estado estable del voltaje en el n-ésimo capacitor
$V_O$	Voltaje de salida en estado estable
$\tilde{i}_{L_n}$	Valor a pequeña señal de la corriente en el n-ésimo inductor
$\tilde{v}_{C_n}$	Valor a pequeña señal del voltaje en el n-ésimo capacitor
$LC$	Inductor-capacitor
$PWM$	Modulación por ancho de pulso

$MCC$	Modo continuo de conducción
$LVK$	Ley de voltajes de Kirchhoff
$LCK$	Ley de corrientes de Kirchhoff
$q(t)$	Función de conmutación
$\dot{x}(t)$	Representa la razón de cambio de una variable respecto al tiempo $dx/dt$
$\bar{x}(t)$	Representa el valor promedio de $x$
$\dot{\bar{x}}(t)$	Representa la razón de cambio del valor promedio de una variable respecto al tiempo $d\bar{x}/dt$
$\tilde{x}(t)$	Valor a pequeña señal de $x$
$\dot{\tilde{x}}(t)$	Representa la razón de cambio del valor a pequeña señal de una variable respecto al tiempo $d\tilde{x}/dt$
$\Delta i_L$	Rizo o variación de la corriente en un inductor alrededor de su valor promedio
$\Delta v_C$	Rizo o variación del voltaje en un capacitor alrededor de su valor promedio
$\varepsilon_{i_L}$	Relación del rizo de corriente en un inductor respecto a su valor en estado estable
$\varepsilon_{v_C}$	Relación del rizo de voltaje en un capacitor respecto a su valor en estado estable
$V_{DSOFF}$	Voltaje de estrés en un MOSFET
$V_{DSTRESS}$	Voltaje de estrés en un diodo
$k_v$	Ganancia proporcional de la señal de error de voltaje
$k_i$	Ganancia proporcional de la señal de error de corriente
$e(t)$	Señal de error
$V_{REF}$	Voltaje de referencia
$N$	Ganancia de lazo de corriente
$H$	Ganancia de lazo de voltaje
$v_o$	Voltaje de salida

$u(t)$	Señal de control
$K(S)$	Función de transferencia del controlador PI
$G(S)$	Función de transferencia del compensador de alta ganancia
$F(S)$	Función de transferencia del filtro pasa-bajas
$V_p$	Amplitud de la señal diente de sierra
$G_p$	Ganancia del compensador de alta ganancia
$\omega_z$	Valor en radianes del cero del compensador de alta ganancia
$\omega_p$	Valor en radianes del polo del filtro pasa-bajas
$i_{REF}$	Referencia virtual de corriente
$K_p$	Ganancia proporcional del controlador PI
$T_i$	Tiempo de integración
$\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$	Función de transferencia de la corriente del primer inductor respecto al ciclo de trabajo
$\tilde{v}_O(s)/\tilde{u}(s)$	Función de transferencia del voltaje de salida respecto al ciclo de trabajo

## Resumen

En los últimos años, los nuevos desarrollos tecnológicos demandan sistemas de procesamiento de energía con alta eficiencia y, para aplicaciones que realizan conversión de la energía proveniente de fuentes renovables, una mayor relación de conversión entre los voltajes de entrada y salida. Convertidores conmutados de CD-CD son comúnmente utilizados para elevar el nivel de voltaje en aplicaciones tan diversas como sistemas de energías renovables, sistemas de transporte, sistemas industriales y equipos médicos entre otros. Algunas características deseables en convertidores conmutados de CD-CD son una alta ganancia de voltaje, corrientes de entrada y salida del convertidor no-pulsantes y voltaje de estrés reducido en los dispositivos de conmutación. En este trabajo de tesis, se proponen dos topologías de convertidores elevadores con una alta ganancia de voltaje; la primera de ellas se logra al unir un convertidor elevador convencional con una celda multiplicadora de voltaje y la segunda al unir un convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje. Para ambos convertidores se analizan las condiciones en estado estable y se obtienen todas las expresiones que permiten realizar un diseño apropiado de los convertidores. También se obtienen los modelos en el espacio de estados bilineal conmutado, no lineal promediado y el modelo a pequeña señal. Posteriormente, se obtienen las funciones de transferencia de la corriente en el primer inductor respecto al ciclo de trabajo y la de voltaje de salida respecto al ciclo de trabajo. La respuesta en frecuencia teórica y experimental se comparan para verificar la validez de los modelos. Adicionalmente se diseñan controladores en modo-corriente promedio para construir reguladores conmutados. Se construyeron dos prototipos de 300 W en el laboratorio de procesamiento eficiente de energía, el primero de ellos con un voltaje de entrada de 24 V y un voltaje de salida de 200 V; el segundo con un voltaje de entrada de 24 V y un voltaje de salida de 220 V. Por último, se obtuvieron la respuesta en frecuencia de los lazos de voltaje de manera experimental para garantizar estabilidad y robustez. Por último, se realizaron pruebas con cambios abruptos de carga y se obtuvieron pruebas de eficiencia de conversión; en el primero de los prototipos se obtuvo el 97% de eficiencia, mientras que en el segundo un 82% de eficiencia, ambos a plena carga.

**PALABRAS CLAVE:** convertidores conmutados CD-CD, celda multiplicadora de voltaje, alta ganancia de voltaje, regulador conmutado, control en modo-corriente promedio, capacitores conmutados, convertidor elevador cuadrático.



## Abstract

In recent years, new technological developments require the processing of energy with high efficiency and a wider conversion rate between the input and the output voltages. A common solution is to use switch-mode DC-DC step-up converters for applications such as renewable energy systems, transportation systems, industrial systems and medical equipment among others. Some of the desirable characteristics of the switch-mode DC-DC converters for the above applications are a high gain voltage, non-pulsating input-output currents and a reduce voltage stress in the switching devices. In this doctoral dissertation, two topologies for high gain switching converters are studied; the first one combines a conventional boost converter with a voltage-multiplying cell and the second one combines a quadratic boost converter with a voltage-multiplying cell. The mathematical expressions for the proper design of both converters are given. The corresponding switching bilinear, nonlinear average and linear average models are developed. Furthermore, the corresponding transfer functions for the first inductor current to the duty cycle and output voltage to the duty cycle are also developed. The models are validated by experimental frequency responses of each converter. Later a methodology for the design of the corresponding controllers using average current-mode control is given. In the laboratory, two prototypes were built with a power of 300 W; the first one with an input voltage of 24 V and an output voltage of 200 V, the second one with an input voltage of 24 V and an output voltage of 220 V. The corresponding frequency responses for the voltage loop gains are obtained to show the stability and robustness of the voltage regulator. Experimental test for step changes of load and efficiency are given where the first prototype exhibits an efficiency of 97%, meanwhile for the second one exhibits an efficiency of 82% at full load.

**Keywords:** switch-mode DC-DC converter, voltage multiplying cell, high-voltage gain, switching regulator, average current-mode control, switched capacitors, quadratic boost converter.

---

# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUCCIÓN

### 1.1. ANTECEDENTES

Los antecedentes de lo que hoy conocemos como electrónica de potencia se remontan a finales del siglo XIX con la llamada “guerra de las corrientes”, una competencia económica y tecnológica producida alrededor de 1880 entre Thomas Alba Edison y Nikola Tesla para controlar el naciente mercado de la generación y distribución de la energía eléctrica. T. A. Edison promovía el uso de la corriente continua o directa (*CD*), mientras que N. Tesla defendía el uso de la corriente alterna (*CA*); esta discusión la ganó N. Tesla, lo cual convirtió a la *CA* en el estándar en generación y distribución de la energía eléctrica hasta nuestros días.

Si bien muchas aplicaciones de la energía eléctrica son adecuadas para el uso de *CA*, existen múltiples usos donde la *CD* es indispensable, tales como el proceso de electrólisis, la carga de baterías, los dispositivos de procesamiento y transmisión de datos, los sistemas de cómputo, múltiples tipos de sistemas electrónicos, así como motores de *CD* entre otros. Por esta razón es necesario de alguna forma, convertir la *CA* en *CD* y viceversa, y además debe existir la posibilidad de variar fácilmente los niveles de voltaje entre la entrada y salida de los dispositivos diseñados para tal fin.

Las primeras referencias de sistemas convertidores de energía eléctrica basaron su funcionamiento en dispositivos de efecto termoiónico, o efecto Edison, tales como diodos y triodos. Posteriormente en la década de los años cincuenta del siglo pasado, dichos dispositivos fueron reemplazados por una nueva tecnología denominada de estado sólido, la cual está basada en semiconductores.

El desarrollo del primer transistor en los laboratorios Bell en 1947 marcó el inicio de una nueva revolución tecnológica cuyos frutos son visibles en la actualidad, ya que el más simple teléfono inteligente de hoy en día supera en todos los aspectos a la primera computadora de la década de los años cuarenta del siglo pasado. Otra revolución menos obvia, pero igualmente importante, se dio con el desarrollo de los semiconductores para aplicaciones en electrónica de potencia, los cuales permiten procesar la energía eléctrica con una eficiencia que hace apenas unas cuantas décadas no era posibles. Sin esta capacidad de procesamiento y suministro de energía eléctrica para alimentar los circuitos microprocesadores altamente integrados o para cargar las baterías de los dispositivos de procesamiento de datos y comunicaciones, el desarrollo de estos sistemas quedaría limitado considerablemente [1].

## **1.2. CONVERTIDORES DE CD-CD CONMUTADOS**

La razón principal por la que la CA se adoptó como el estándar de distribución eléctrica es la facilidad para obtener diferentes niveles de voltaje utilizando simplemente un transformador. Esta dificultad para variar los niveles de voltaje de *CD* fue el mayor problema al que se enfrentó T. A. Edison al darse el nacimiento de los sistemas de generación y distribución eléctrica.

El transformador es un dispositivo electromagnético que puede modelarse como una red de dos puertos ideal con una ganancia entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida, y que tiene como restricción que solo pueden operar con corriente alterna. Un transformador de *CD* debería ser un dispositivo que, como contraparte del transformador de *CA*, sea capaz de transferir energía entre circuitos a diferentes niveles de voltaje o corriente.

En electrónica de potencia, un transformador de *CD* es realizado con un convertidor *CD-CD* [2]. Con la llegada de los dispositivos semiconductores en la década de los años cincuenta del siglo pasado se hizo posible la implementación de los convertidores *CD-CD* conmutados, ya que los interruptores basados en semiconductores pueden activarse y desactivarse rápidamente y son más duraderos que otros interruptores como las válvulas de vacío o los relevadores

electromecánicos. El inicio del desarrollo de los convertidores *CD-CD* conmutados se dio en la década de los años sesenta cuando los dispositivos semiconductores fueron accesibles y la industria aeroespacial se propuso la construcción de fuentes de alimentación más eficientes, ligeras y de dimensiones reducidas.

Básicamente un convertidor *CD-CD* es un sistema electrónico que tiene como única fuente de energía un voltaje de *CD* constante  $E$  o una corriente de *CD* constante  $I_{in}$  y que suministra un voltaje  $V_o$  o una corriente  $I_o$  de *CD* constante a la salida. El diagrama de un convertidor *CD-CD* se muestra en la figura 1.1.

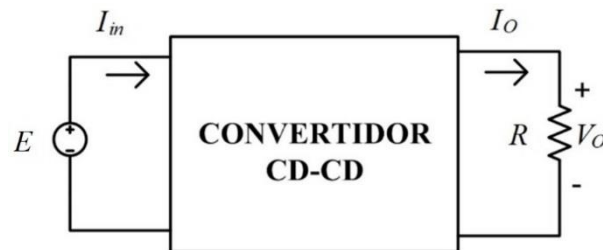


Figura 1.1 Diagrama de un convertidor *CD-CD*

Dado que se pretende que un convertidor *CD-CD* sea el equivalente a un transformador de *CD* es deseable que tenga las siguientes características: (i) Eficiencia cercana al 100%, (ii) corriente de entrada no pulsante y (iii) corriente de salida no pulsante.

Para aumentar la eficiencia de los convertidores es necesario evitar pérdidas de energía, principalmente en los dispositivos de conmutación; esto se logra reduciendo el estrés eléctrico en los interruptores activos, al llevarse a cabo una activación adecuada de los mismos y mediante el uso de redes snubber para disipar la energía de sobre impulso que se presenta al conmutar un dispositivo. Para obtener corrientes de entrada y salida no pulsantes se suele utilizar filtros de entrada y salida en los convertidores.

Los convertidores *CD-CD* se pueden clasificar en tres tipos:

(i) **Convertidor reductor.** Este convertidor entrega un voltaje de salida promedio menor o igual al voltaje de entrada.

(ii) **Convertidor elevador.** Este convertidor suministra un voltaje de salida promedio mayor o igual al voltaje de entrada.

(iii) **Convertidor elevador-reductor.** Este convertidor entrega un voltaje de salida promedio mayor o menor al voltaje de entrada.

La importancia de los convertidores de *CD-CD* radica en que múltiples sistemas de tipo eléctrico-electrónico requieren de diferentes niveles de voltaje para la operación de las diversas secciones que los integran. Es más conveniente obtener los voltajes necesarios a partir de una fuente de alimentación única con un voltaje fijo, tal como una batería, que tener varias fuentes de alimentación, una por cada nivel de voltaje deseado. Otra característica que hace tan popular el uso de los convertidores es su alta eficiencia de conversión de energía mayor al 90% obtenida con el uso de semiconductores de nueva generación y nuevas topologías.

### **1.3. CONVERTIDORES ELEVADORES CON ALTA GANANCIA DE VOLTAJE**

En las últimas décadas, los convertidores *CD-CD* elevadores han sido utilizados en diferentes aplicaciones tales como equipos de rayos X, fuentes de alto voltaje para crecimiento de cristales, sistemas fotovoltaicos y celdas de combustibles, lámparas de descarga de alta densidad en automóviles, sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS por sus siglas en inglés), sistemas de generación y distribución de alta tensión en corriente directa (HVDC por sus siglas en inglés) y muchas otras [3]-[8]. La primera solución a esta demanda es el uso de un convertidor elevador *CD-CD* convencional; su principal desventaja es que para obtener una ganancia de voltaje superior a 5 veces el voltaje de entrada se necesita operar el convertidor con un ciclo de trabajo relativamente alto, superior al 80%, lo que puede causar daño en los dispositivos de conmutación y dificulta la regulación del voltaje de salida, además de reducir la

eficiencia en la conversión de la energía. Otra posible solución es el uso de configuraciones que utilicen transformadores elevadores o conexiones de convertidores en cascada de dos o más etapas. El uso de transformadores tiene como desventaja la aparición de picos de voltaje en los dispositivos de conmutación que dañan a los mismos y adicionalmente la frecuencia de conmutación del convertidor se ve limitada. En el caso de la conexión de convertidores en cascada su principal desventaja radica en que la eficiencia total del sistema es pobre ya que es el resultado de la multiplicación de las eficiencias de las etapas individuales, cuyas pérdidas están determinadas por los dispositivos de conmutación.

#### **1.4. ESTADO DEL ARTE**

Para satisfacer las demandas de aplicaciones que requieren de amplio rango de conversión de voltaje de corriente directa, diversas configuraciones de convertidores *CD-CD* han sido propuestos en la literatura abierta, entre las que pueden citarse los convertidores en cascada, convertidores multinivel, convertidores multifase entrelazados. Igualmente ha sido planteado el uso de circuitos multiplicadores de voltaje como son celdas de capacitores/inductores conmutados e inductores acoplados entre otros [9].

Entre las configuraciones interesantes que se proponen como solución al problema de proporcionar amplio rango de conversión se encuentran aquellas en las que combinan los convertidores *CD-CD* convencionales (elevador, reductor y elevador-reductor) con redes de diodo-capacitor y diodo-inductor, conocidas como capacitores conmutados e inductores conmutados. La estructura de capacitores conmutados se presenta como una configuración que permite obtener una alta eficiencia, una baja interferencia electromagnética (EMI por sus siglas en inglés) y una buena elevación de voltaje [10]. El convertidor elevador convencional combinado con redes de capacitores conmutados e inductores conmutados es propuesto en [11] como una solución para aumentar el rango de conversión del voltaje de salida. Varios circuitos multiplicadores de voltaje basados en capacitores conmutados en arreglos Cockcroft-Walton y

Dickson en combinación con un convertidor elevador son mostrados en [12]. Una familia de convertidores *CD-CD* formada a partir del acoplamiento de inductores conmutados en convertidores convencionales se estudia en [13]. Otra familia de convertidores *CD-CD* conmutados convencionales en combinación con celdas multiplicadoras de voltaje del tipo Cockcroft–Walton para ampliar el rango de conversión de voltaje se presenta en [14]. El convertidor propuesto en [15] estudia la estructura de un convertidor elevador convencional con una celda multiplicadora de voltaje que aumenta la ganancia de voltaje de salida y, además, se obtiene una reducción significativa del voltaje de estrés en los dispositivos de conmutación. Un nuevo tipo de convertidor elevador para ser utilizado en aplicaciones de celdas de combustible basadas en inductores acoplados de tres devanados y capacitores conmutados es discutido en [16]. Una combinación de un convertidor elevador, inductores acoplados y estructuras multiplicadoras de voltaje con diodos y capacitores para obtener una ganancia de voltaje muy alta se propone en [17] como una posible solución para transferir la energía de un panel solar a la red de CA.

Otra opción propuesta en la literatura abierta para obtener un alto voltaje de salida en convertidores es el uso de las denominadas redes activas de inductores, las cuales están formadas por un conjunto de inductores y dos interruptores activos. Un convertidor híbrido de inductor conmutado que combina redes de inductores activas y pasivas se propone en [18] para obtener una alta ganancia de voltaje, un bajo estrés de voltaje y baja pérdidas de conducción en los dispositivos de conmutación. Un convertidor con una red de inductores activa y un multiplicador de voltaje con capacitores conmutados se analiza en [19]. El esquema propuesto produce alta ganancia de voltaje de salida, un estrés de bajo voltaje en los dispositivos de conmutación y un equilibrio de auto-voltaje en el capacitor de salida. Un esquema con inductores/capacitores conmutados que combina una red activa de inductores se muestra en [20]. Este convertidor proporciona una relación de conversión de voltaje alta con un bajo estrés de voltaje en los dispositivos de potencia. Las condiciones de funcionamiento en estado estable y el diseño de un convertidor, que incorpora una red activa de

inductores, un capacitor y un diodo conectados en paralelo a los dispositivos de conmutación, se discute en [21]. El circuito pasivo sin pérdidas formado por el capacitor- diodo sirve como protección contra picos de voltaje que se producen por la desmagnetización del inductor, equilibra el voltaje en los circuitos y suprime la resonancia sin deterioro de la alta ganancia de voltaje. Un análisis detallado de la topología convertidor elevador convencional y una celda multiplicadora de voltaje basada en capacitores conmutados se realiza en [22], en donde se obtienen modelos matemáticos y se propone un controlador en modo-corriente promedio de bajo costo y fácil implementación. Además, se utiliza la técnica de moldeo de ganancia de lazo y medición de la respuesta en frecuencia de lazo de voltaje para garantizar estabilidad robusta.

Un enfoque simple para aumentar la ganancia de voltaje la ofrece el convertidor en cascada, que consiste en dos o más convertidores CD-CD básicos conectados en cascada con el correspondiente aumento de pérdidas de potencia y voltaje de estrés en los dispositivos de conmutación [23, 24]. Un convertidor elevador en cascada que consta de dos convertidores elevadores que funcionan a diferentes frecuencias es propuesto en [25]. El voltaje de estrés en su primera etapa es relativamente bajo; por lo tanto, puede operar a altas frecuencias. Por otro lado, su segunda etapa puede operar a bajas frecuencias para reducir las pérdidas de conmutación; sin embargo, múltiples interruptores activos y diferentes frecuencias de operación pueden dificultar la implementación de un esquema de control para el convertidor en un regulador conmutado. Un convertidor elevador en cascada de conmutación suave basado en redes snubber activas con alta ganancia de conversión de voltaje se discute en [26]. Para las aplicaciones fotovoltaicas, se propone una topología basada en la integración de un convertidor elevador convencional y un convertidor Cúk en modo elevador de voltaje [27].

Un tipo muy interesante de convertidor en cascada es el cuadrático con un único interruptor activo, donde la relación de voltaje se da como una función cuadrática del ciclo de trabajo [28, 29]. Convertidores elevadores cuadráticos y cúbicos se estudian en [30, 31], que tienen un comportamiento dinámico de



cuarto y sexto orden respectivamente; los convertidores anteriores se usan en reguladores conmutados donde el procedimiento de ajuste de los controladores se da por aproximaciones sucesivas y con base en la experiencia. También se han propuesto esquemas modificados de convertidores cuadráticos que producen bajo estrés en los capacitores [32]. Un estudio comparativo entre convertidores elevadores cuadrático y cúbico muestra que el convertidor elevador cuadrático proporciona la mejor relación entre el rango de conversión y la eficiencia del convertidor. Posteriormente, se proponen dos circuitos electrónicos basados en control de modos deslizantes para regular el voltaje de salida en un convertidor cuadrático para ser utilizado en un panel fotovoltaico [33]. El uso de un convertidor elevador cuadrático con inductores semi-acoplados y totalmente acoplados como interfaz entre las celdas fotovoltaicas o de combustible y un micro inversor se propone en [34].

Para obtener mayores ganancias de voltaje, los convertidores cuadráticos se combinan con celdas multiplicadoras de voltaje en [35], donde se usa un convertidor elevador cuadrático en la primera etapa y un módulo de inductores acoplado con una conexión en serie de capacitores de salida en la segunda etapa. Las condiciones de operación en estado estable para un convertidor cuadrático que combina la técnica de inductores acoplados, una celda duplicadora de voltaje y una celda multiplicadora de voltaje de diodo-capacitor para lograr una alta ganancia de voltaje se dan en [36]. Un convertidor elevador cuadrático convencional se combina con inductores acoplados y una celda multiplicadora de voltaje en [37]. La celda multiplicadora se basa en tres capacitores y dos diodos para obtener una alta ganancia de voltaje; desafortunadamente, la topología anterior tiene cinco condiciones de operación diferentes en un período de conmutación. Cuando la topología anterior se utiliza en un regulador conmutado, el controlador será muy difícil de diseñar debido a su estructura compleja. Una estructura propuesta que combina un convertidor elevador cuadrático, una celda multiplicadora de voltaje y un filtro de salida para obtener una alta ganancia de voltaje es presentada en [38]. Un inconveniente de usar un convertidor elevador cuadrático es el voltaje de estrés en los

dispositivos de conmutación que es alto. La topología de convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje y filtros de entrada y de salida se analiza en [40], donde se obtienen modelos matemáticos y expresiones para el adecuado diseño del convertidor; para construir un regulador conmutado con el convertidor anterior se utilizar una estrategia de control en modo-corriente promedio y se presenta un método sencillo para encontrar una primera aproximación de los componentes para construir un controlador de bajo costo, ya que se puede implementar con un par de circuitos integrados analógicos y elementos pasivos. Este tipo de estructuras de convertidores son adecuadas para ser utilizadas como interfaz con fuentes de potencia baja a media, como en módulos fotovoltaicos o celdas de combustible [41]-[44]. Estas fuentes de energía renovable se construyen a partir de las conexiones en serie y paralelas de células básicas que operan a bajo voltaje de *CD*. Los módulos resultantes requieren, antes de ser conectados a la red, elevar y regular sus voltajes de salida. Además, requieren convertidores con bajo rizo tanto en la corriente de entrada como en la corriente de salida para preservar la vida útil de las fuentes y el equipo. Se han desarrollado modelos eléctricos para las fuentes de energía renovable en [45,46], las cuales tienen un comportamiento de respuesta lento con respecto a un convertidor conmutado a alta frecuencia.

## **1.5. PROPUESTA DE TESIS**

Como se muestra en la sección correspondiente al estado del arte, existe una gran cantidad de trabajo en el diseño de convertidores elevadores de *CD-CD* con un amplio rango de conversión. Por otro lado, los convertidores por si solos no pueden mantener regulado el voltaje que entregan y su nivel depende de varios factores, entre ellos los cambios de carga y las variaciones en el voltaje de entrada que provee la fuente de alimentación.

### **1.5.1 Planteamiento del problema**

Uno de los desafíos inherentes al desarrollo de nuevas aplicaciones que requieren elevar voltajes de *CD* entre dos niveles diferentes es el estudio de

nuevas configuraciones de convertidores elevadores con amplios rangos de conversión que tengan una alta eficiencia de conversión de energía y suavidad en sus corrientes de entrada y salida. Además, es necesario desarrollar modelos matemáticos simples que permitan estudiar su comportamiento dinámico, así como analizar y diseñar controladores bajo diferentes estrategias de control que permitan regular el voltaje de salida de los convertidores.

### **1.5.2 Objetivo general**

En el desarrollo de nuevos convertidores *CD-CD* con amplio rango de conversión, la comunidad de electrónica de potencia ha presentado diferentes configuraciones de convertidores, pero existe muy poco trabajo relacionado con los controladores que permitan regular su funcionamiento. Por esta razón, el objetivo general que ha regido el desarrollo del trabajo de investigación de esta tesis es:

Analizar, diseñar e implementar reguladores de voltaje utilizando convertidores de *CD-CD* con amplio rango de conversión, determinando su estabilidad y robustez usando técnicas de respuesta en frecuencia.

### **1.5.3 Objetivos particulares**

A continuación, se enlistan dichos los objetivos:

- 1) Estudiar configuraciones de convertidores elevadores de voltaje de *CD-CD* con celdas multiplicadoras de voltaje para obtener un amplio rango de conversión.
- 2) Obtener modelos matemáticos de los convertidores propuestos y validarlos con simulación y mediciones de respuesta en frecuencia experimental en prototipos.
- 3) Diseñar e implementar controladores en modo-corriente promedio que mejore el comportamiento dinámico del regulador.
- 4) Validar el funcionamiento del regulador y realizar mediciones de respuesta en frecuencia experimental en el lazo exterior de retroalimentación para determinar su estabilidad y robustez.

#### 1.5.4 Presentación del trabajo

En este trabajo se realiza el estudio completo del comportamiento dinámico de dos convertidores de *CD-CD* elevadores con una alta ganancia de voltaje los cuales incluyen en su estructura celdas multiplicadoras de voltaje basadas en la conmutación de capacitores. Basados en el estudio de su dinámica se diseñan e implementan controladores en modo-corriente promedio cuyo objetivo es mejorar la dinámica de los convertidores. El resto del trabajo está organizado de la siguiente manera. En los Capítulos 2 y 3 se presenta un análisis detallado de un convertidor de *CD-CD* elevador convencional conectado con una celda multiplicadora de voltaje (*CMV*) y de un convertidor de *CD-CD* cuadrático conectado con una *CMV*, respectivamente. En dicho análisis se estudian las condiciones en estado estable de los convertidores y se obtienen un conjunto de relaciones matemáticas que permiten diseñar los convertidores. También se obtienen los modelos que permiten estudiar la dinámica de los convertidores: bilineal conmutado, no lineal promediado y modelo a pequeña señal o lineal promediado. A partir del modelo a señal pequeña se obtienen las funciones de transferencia del voltaje de salida respecto a la señal de control  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  y la función de transferencia de la corriente de entrada respecto a la señal de control  $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$ , presentándose una breve discusión sobre las principales características dinámicas de las mismas. En el Capítulo 4 se muestra un procedimiento simplificado para el diseño de controladores en modo-corriente promedio cuyo objetivo es mejorar la respuesta dinámica de los reguladores. En dicho procedimiento se dan expresiones heurísticas basadas en aproximaciones tanto para la ganancia del lazo interior como exterior que permiten simplificar el procedimiento de sintonización del controlador. En el Capítulo 5 se muestran los resultados experimentales de la implementación de los reguladores conmutados y las mediciones que validan el trabajo teórico. Finalmente, en el Capítulo 6 se dan las conclusiones referentes al trabajo y el trabajo a futuro.

---

## CAPÍTULO 2

---

### CONVERTIDOR ELEVADOR CD-CD CON CELDA MULTIPLICADORA DE VOLTAJE

El primer esquema propuesto consiste en un convertidor elevador convencional adicionado con una celda multiplicadora de voltaje formada por dos capacitores y dos diodos, el cual se muestra en la Figura 2.1. Como puede observarse la celda multiplicadora está incorporada dentro de la estructura del convertidor elevador. Una segunda opción es colocar la celda entre la fuente de alimentación y el convertidor, pero se presentan dos inconvenientes. El primero, si el convertidor es alimentado por una línea de AC la baja frecuencia de alimentación de entre 50 y 60 Hz obliga al uso de capacitores de alto valor de capacitancia y el segundo, dado que la celda multiplicadora produce una corriente pulsante, se provoca una distorsión en la corriente de la línea de alimentación.

El convertidor analizado presenta las siguientes ventajas: suavidad en las corrientes de entrada y de salida, un rango de conversión máximo cercano a 9 veces el voltaje de entrada, una reducción significativa del valor del capacitor de salida y una reducción en el voltaje de estrés en los dispositivos de conmutación. El comportamiento dinámico del convertidor se analiza con base en el diagrama eléctrico mostrado en la Figura 2.1, donde  $E$  es el voltaje de entrada,  $V_O$  es el voltaje de salida,  $L_1$  y  $L_2$  son los inductores de entrada y salida, respectivamente,  $C_S$  son los capacitores conmutados,  $C_O$  es el capacitor de salida y  $R$  es la carga resistiva. El interruptor activo (MOSFET) es representado por  $S$ , los interruptores pasivos (diodos) son representados por  $D_1$  y  $D_2$ .

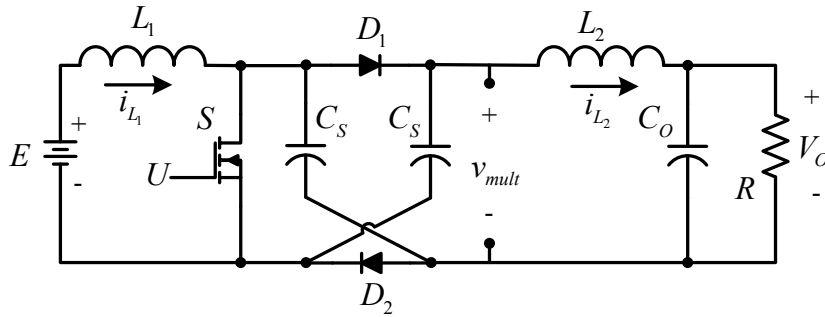


Figura 2.1. Diagrama eléctrico del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje

La corriente en los inductores de entrada y de salida se representa respectivamente por  $i_{L_1}$  e  $i_{L_2}$ , mientras que el efecto de multiplicación de voltaje dado por los capacitores conmutados se representa por  $v_{multi}$ ; dicho voltaje es aplicado al filtro  $LC$  de salida. El ciclo de trabajo nominal es representado por  $U$ .

En la literatura abierta de electrónica de potencia se suele representar el ciclo de trabajo nominal por la letra  $D$ , pero para evitar confusiones con respecto a la nomenclatura de los diodos y dado que esta señal en el caso de estudio es una entrada de control se usa la letra  $U$  para representarlo.

## 2.1. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR EN MODO CONTINUO DE CONDUCCIÓN

El comportamiento dinámico del convertidor se analiza con base a las trayectorias eléctricas que se forman cuando el interruptor activo  $S$  está encendido o apagado, según se muestra en las figuras 2.2 a) y b). Las relaciones matemáticas se derivan asumiendo que el convertidor opera en Modo Continuo de Conducción ( $MCC$ ), esto es, la corriente en los inductores siempre circula en el mismo sentido. Cuando el interruptor activo está encendido, como muestra la figura 2.2a), los inductores  $L_1$  y  $L_2$  almacenan energía en forma de campo magnético y aumentan el valor de corriente que circula a través de ellos. Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  quedan polarizados en forma inversa y no conducen corriente, así los capacitores  $C_s$  quedan conectados en serie. Esta conexión en

serie de los capacitores da como resultado que el voltaje aplicado al filtro de salida sea el doble del voltaje en  $C_S$ ; durante este mismo periodo de tiempo, los capacitores  $C_S$  y  $C_O$  entregan su carga almacenada al inductor  $L_2$  y la resistencia  $R$ , respectivamente, y reducen la diferencia de potencial en sus terminales.

Cuando el interruptor activo está apagado, como se ilustra en la Figura 2.2b), la energía almacenada en los inductores  $L_1$  y  $L_2$  es transferida a los capacitores  $C_S$  y  $C_O$ , respectivamente, para cargarlos. Durante este intervalo los diodos  $D_1$  y  $D_2$  quedan polarizados en directa, dando como resultado una conexión en paralelo de los capacitores  $C_S$ , al momento de cargarse.

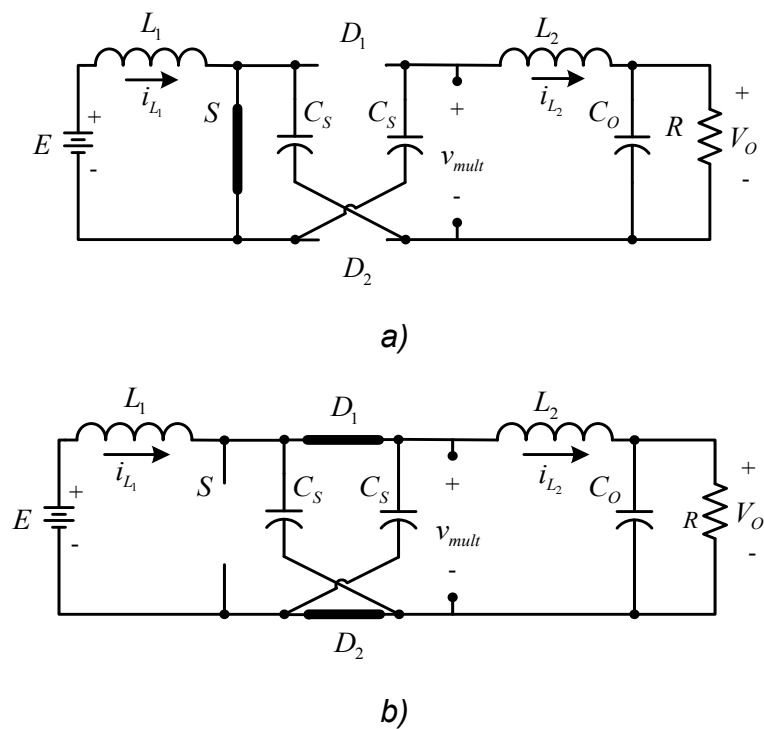


Figura 2.2. Modos de operación del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje para: a)  $S =$  encendido y b)  $S =$  apagado

La conexión serie-paralelo de los capacitores  $C_S$  da como resultado una mayor ganancia de voltaje  $V_O/E$  comparado con un convertidor elevador convencional. El filtro pasa-bajas de salida produce una corriente de carga y descarga del capacitor  $C_O$  con la que se alimenta a la carga y que es no pulsante; este comportamiento no pulsante de la corriente reduce el tamaño de dicho capacitor y alarga su vida útil.

## 2.2 MODELO BILINEAL CONMUTADO

Con el objetivo de analizar el comportamiento dinámico del convertidor y realizar posteriormente el diseño del sistema de control, el convertidor debe modelarse.

El comportamiento dinámico del convertidor se estudia aplicando las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff (*LVK* y *LCK*) a los circuitos mostrados en la figura 2.2. A partir del análisis de estos sistemas lineales a trozos y utilizando las ecuaciones diferenciales que describen la relación entre las variables de interés en los elementos activos se obtienen un conjunto de ecuaciones dinámicas que describen el comportamiento del convertidor.

Las variables físicas de los elementos activos que se modelan son el voltaje en los capacitores  $v_{C_s}(t)$  y  $v_{C_o}(t)$ , así como la corriente que fluye en los inductores  $i_{L_1}(t)$  e  $i_{L_2}(t)$ . Es importante mencionar que con el objetivo de representar con una sola variable el voltaje de los capacitores conmutados  $v_{C_s}$  se asume que los capacitores  $C_s$  tienen las mismas características y dado que todo el tiempo están conmutando entre una conexión en serie y en paralelo puede suponerse que la diferencia de potencial entre sus terminales y la corriente que circula a través de ello son iguales a través del tiempo.

Las expresiones que describen la relación entre el voltaje y la corriente en un capacitor y en un inductor son:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt}$$
$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

donde  $i_C$  y  $v_C$  representan la corriente y el voltaje a través del tiempo en un capacitor, mientras que  $i_L$  y  $v_L$  representan la corriente y el voltaje a través del tiempo de un inductor. Los voltajes de entrada y salida del convertidor son representados por  $E$  y  $V_O$ , respectivamente. Aplicando las *LVK* y *LCK* a los circuitos mostrados en la Figura 2.2 a) cuando  $S$  está apagado, se obtiene:



$$\begin{aligned}
\frac{di_{L_1}}{dt} &= \frac{e}{L_1} - \frac{v_{C_S}}{L_1} \\
\frac{di_{L_2}}{dt} &= \frac{v_{C_S}}{L_2} - \frac{v_O}{L_2} \\
\frac{dv_{C_S}}{dt} &= \frac{i_{L_1}}{2C_S} - \frac{i_{L_2}}{2C_S} \\
\frac{dv_O}{dt} &= \frac{i_{L_2}}{C_O} - \frac{v_O}{RC_O}
\end{aligned}
\tag{2.1}$$

y para el caso cuando  $S$  está encendido según la Figura 2.2 b) se obtiene:

$$\begin{aligned}
\frac{di_{L_1}}{dt} &= \frac{e}{L_1} \\
\frac{di_{L_2}}{dt} &= \frac{2v_{C_S}}{L_2} - \frac{v_O}{L_2} \\
\frac{dv_{C_S}}{dt} &= -\frac{i_{L_2}}{C_S} \\
\frac{dv_O}{dt} &= \frac{i_{L_2}}{C_O} - \frac{v_O}{RC_O}
\end{aligned}
\tag{2.2}$$

Una vez obtenidas las ecuaciones diferenciales para cada estado del interruptor, se define una función de conmutación binaria representada por la variable  $q$  que toma los valores 1 cuando el interruptor  $S$  está encendido y 0 cuando el interruptor  $S$  está apagado. El complemento de  $q$  es  $q' = 1 - q$ . En lugar de analizar por separado las 2 configuraciones del convertidor mostradas en la Figura 2.2 que se obtienen en un ciclo de conmutación, podemos multiplicar las expresiones (2.1) por  $q'$  y (2.2) por  $q$  para condensar estas en un solo modelo unificado y alimentado con la función de conmutación; dicho modelo se muestra a continuación y se denomina bilineal.

$$\begin{aligned}
\frac{di_{L_1}}{dt} &= \frac{e}{L_1} - \frac{v_{C_s}(1-q)}{L_1} \\
\frac{di_{L_2}}{dt} &= \frac{v_{C_s}(1+q)}{L_2} - \frac{v_o}{L_2} \\
\frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{i_{L_1}(1-q)}{2C_s} - \frac{i_{L_2}(1+q)}{2C_s} \\
\frac{dv_o}{dt} &= \frac{i_{L_2}}{C_o} - \frac{v_o}{RC_o}
\end{aligned} \tag{2.3}$$

La forma bilineal es el modelo que describe exactamente el comportamiento del convertidor conmutado, si se asumen componentes sin pérdidas y que el convertidor opera en *MCC*, ya que permite incluir los efectos de alta frecuencia, analizar los efectos transitorios en el encendido y apagado de la fuente y permite realizar un mejor análisis de robustez a variación de parámetros.

## 2.2. OBTENCIÓN DE LOS MODELOS EN EL ESPACIO DE ESTADOS

Desde el punto de vista de la teoría de control clásica, el convertidor estudiado no se puede analizar ya que no es lineal. Desde el enfoque de la teoría moderna de control, la representación en variables de estado es adecuada para sistemas lineales o no lineales y con entradas y salidas múltiples. Para determinar el comportamiento del sistema en cualquier  $t \geq t_0$  se definen un conjunto de variables de estado y las entradas y salidas del sistema. Como variables de estado se eligen las magnitudes físicas que reflejan la variación de la acumulación de energía. En el caso particular de los convertidores conmutados, estas son la corriente que pasa por los inductores y el voltaje en los capacitores. Como entrada se tienen la señal de control PWM. La representación en el espacio de estados del convertidor depende del valor de  $q$ ; si  $q = 1$  se describe el circuito lineal con las expresiones (2.2), y cuando  $q = 0$ , el circuito lineal que se describe con (2.1). El modelo bilineal conmutado (2.3) al representarse en el espacio de estados queda de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_S} \\ \dot{v}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-q}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1+q}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1-q}{2C_S} & -\frac{1+q}{2C_S} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_O} & 0 & -\frac{1}{RC_O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_S} \\ v_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (2.4)$$

Una vez obtenido este modelo, es posible calcular el modelo en variables de estado promedio. La técnica de modelado promedio es una de las herramientas más importantes para el análisis de convertidores en electrónica de potencia [47-48]. El comportamiento promedio de una configuración proporciona información sobre el funcionamiento de un convertidor tanto en *CD* como en baja frecuencia, ignorando el rizo, conmutación y cualquier otro efecto rápido. No obstante que el rizo no está presente en la salida promediada, este promedio es muy útil para determinar respuesta transitoria y regulación en estado estable. Este modelo adicionalmente permite el seguimiento de cambios a gran escala en los voltajes y corrientes de la fuente y la carga, cambios en las entradas de control y estudios de robustez ante variación de parámetros de los componentes. Una vez concluido el proceso de modelado, es posible considerar el efecto del rizo.

El principal objetivo de la técnica de promediado de las variables de estado es encontrar un modelo aproximado que permita analizar el comportamiento promedio local de las variables del circuito, aún durante un transitorio, el cual es una condición con características no periódicas [47].

Para calcular el promedio de las variables de estado durante un ciclo conmutación, se utiliza la definición del promedio local de una variable dado por:

$$\bar{x} = \frac{1}{T_S} \int_{t_i}^{t_i+T_S} x(t) dt \quad (2.5)$$

donde  $T_s$  es un valor fijo que representa el periodo de la función  $x(\tau)$  y  $t_i$  representa el tiempo en el cual el proceso de promediado comienza. En el caso de los convertidores conmutados, el valor de  $T_s$  es igual al inverso de la frecuencia de conmutación del convertidor y  $t_i$  coincide con el inicio de periodo de conmutación. Como ya se mencionó, la función  $q(t)$  toma el valor binario 1 cuando el interruptor se encuentra encendido, el cual coincide con el periodo de tiempo comprendido entre  $t_i$  y  $t_i + uT_s$ , y el valor binario 0 cuando el interruptor se encuentra apagado en el periodo de tiempo comprendido entre  $t_i + uT_s$  y  $t_i + T_s$ , tal como muestra la Figura 2.3.

Por lo tanto, el valor promedio de la función de conmutación es equivalente al valor promedio del ciclo de trabajo, según se muestra a continuación:

$$\bar{q} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_{t_i}^{t_i + uT_s} (1) dt + \int_{t_i + uT_s}^{t_i + T_s} (0) dt \right] = \bar{u} \quad (2.6)$$

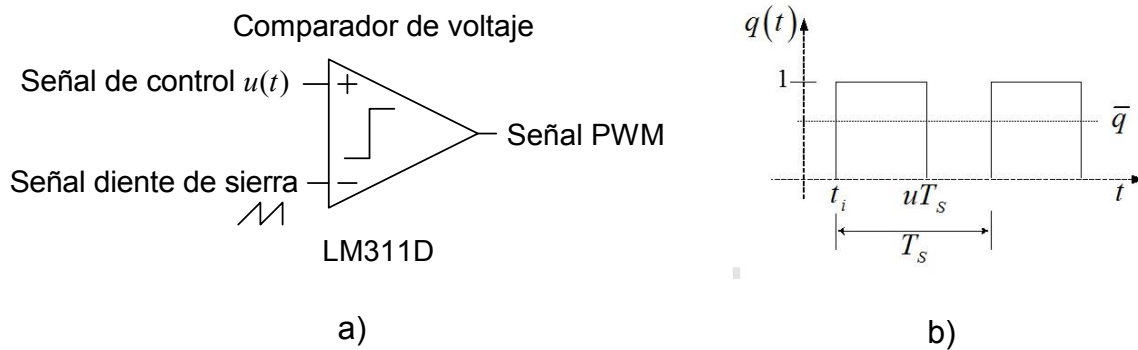


Figura 2.3 Generación de la función de conmutación: a) circuito PWM y b) valor promedio  $\bar{q}$ .

El modelo en variables de estado promedio del convertidor se obtiene a partir de (2.4), usando el promedio del ciclo de trabajo en lugar de la función de conmutación y reemplazando las variables de estado por su valor promedio local, ya que en funciones periódicas y una vez que el convertidor funciona en estado estable, el promedio local coincide con el valor promedio clásico [47]. El modelo en variables de estado promedio del convertidor es:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_{L_1} \\ \dot{\bar{i}}_{L_2} \\ \dot{\bar{v}}_{C_s} \\ \dot{\bar{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-\bar{u}}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1+\bar{u}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1-\bar{u}}{2C_s} & -\frac{1+\bar{u}}{2C_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L_1} \\ \bar{i}_{L_2} \\ \bar{v}_{C_s} \\ \bar{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{e} \quad (2.7)$$

donde el símbolo " $\bar{\quad}$ " representa el valor promedio de las variables de estado.

Posteriormente, a partir del modelo promediado se obtiene un modelo linealizado. Este tipo de modelo permite utilizar las herramientas de análisis de los sistemas lineales como la transformada de Laplace y las representaciones en el dominio de la frecuencia. Igualmente, es posible utilizar conceptos de diseño bien definidos tales como los márgenes de ganancia y fase o las interpretaciones bien establecidas de los polos y ceros de las funciones de transferencia. El proceso de linealización es una expansión multivariable de la serie de Taylor alrededor de un punto de operación o equilibrio. Por lo anterior, un modelo linealizado describe el comportamiento de un sistema ante pequeñas perturbaciones alrededor de un punto de operación.

El modelo linealizado en el caso de convertidores conmutados *CD-CD* se conoce como modelo de señal pequeña y sirve para representar al sistema dentro de un rango limitado de operación, pero permite conocer a fondo las propiedades dinámicas de las variables del convertidor. El rango de frecuencias en que es válido este modelo en el caso de los convertidores conmutados se ubica por abajo de la mitad de la frecuencia de conmutación del convertidor y, por lo tanto, no es válido para predecir oscilaciones sub-armónicas debidas a inestabilidades del rizo de voltaje y corriente.

Para linealizar (2.7) cada una de las variables de estado promedio se divide en dos partes, una de ellas es el valor en estado estable, punto de equilibrio o *CD* que se representa con letras mayúsculas y la otra es la variación del estado

cerca del punto de equilibrio o  $CA$  y se denota con el símbolo " $\tilde{\cdot}$ ". Las siguientes sustituciones se hacen en (2.7):

$$\begin{aligned}
 \text{Señal de control} & \quad \bar{u} = U + \tilde{u} \\
 \text{Corriente del inductor de entrada} & \quad \bar{i}_{L_1} = I_{L_1} + \tilde{i}_{L_1} \\
 \text{Corriente del inductor de salida} & \quad \bar{i}_{L_2} = I_{L_2} + \tilde{i}_{L_2} \\
 \text{Voltaje del capacitor conmutado} & \quad \bar{v}_{C_s} = V_{C_s} + \tilde{v}_{C_s} \\
 \text{Voltaje del capacitor de salida} & \quad \bar{v}_O = V_O + \tilde{v}_O \\
 \text{Voltaje de entrada} & \quad \bar{e} = E + \tilde{e}
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Usando estas representaciones se deriva el modelo a pequeña señal siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_s} \\ \dot{\tilde{v}}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-U}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1+U}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1-U}{2C_s} & -\frac{1+U}{2C_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_s} \\ \tilde{v}_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-U)L_1} \\ \frac{E}{(1-U)L_2} \\ \frac{E(1+U)}{RC_s(1-U)^2} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u} \tag{2.9}$$

Con el propósito de control es importante analizar el comportamiento dinámico del convertidor desde el punto de vista del desempeño e implementación. Este análisis se basa principalmente en el estudio de las funciones de transferencia de las variables de estado seleccionadas con respecto al ciclo de trabajo, las cuales son obtenidas del modelo lineal representado en el espacio de estados (2.9) aplicando la transformada de Laplace.

Para el convertidor propuesto, basado en el criterio de cuáles son las señales más adecuadas para detectar y posteriormente retroalimentar al sistema se seleccionaron para su estudio la corriente del inductor de entrada  $\tilde{i}_{L_1}$  que permite

de forma inmediata detectar cambios abruptos en la corriente de entra y el voltaje de salida del convertidor  $\tilde{v}_o$  pues se pretende mantenerlo regulado y es la variable controlada.

La función de transferencia de la corriente del inductor de entrada con respecto al ciclo de trabajo está dada por:

$$\frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^4 + a_3s^3 + a_0s^2 + a_1s + a_0}, \quad (2.10)$$

donde:

$$\begin{aligned} a_3 &= \frac{1}{RC_o}; & a_2 &= \frac{1}{C_oL_2} + \frac{(1+U)^2}{2C_sL_2} + \frac{(1-U)^2}{2C_sL_1}; & a_1 &= \frac{(1+U)^2}{2C_sC_oL_2R} + \frac{(1-U)^2}{2RC_sC_oL_1}; \\ a_0 &= \frac{(1-U)^2}{2C_sC_oL_1L_2}; & b_3 &= \frac{E}{L_1(1-U)}; & b_2 &= \frac{E(1+U)}{RL_1(1-U)} \left[ \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_o(1+U)} \right]; \\ b_1 &= \frac{E(1+U)}{L_1(1-U)} \left[ \frac{1}{R^2C_sC_o} + \frac{1}{C_sL_2} + \frac{1}{C_oL_2(1+U)} \right]; & b_0 &= \frac{2E(1+U)}{RL_1L_2C_sC_o(1-U)}, \end{aligned}$$

mientras que la función de transferencia del voltaje de salida con respecto a la corriente del inductor de entrada está dada por:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{L_1}(s)} = \frac{c_2s^2 + c_1s + c_0}{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}, \quad (2.11)$$

donde:

$$c_2 = \frac{E}{L_2C_o(1-U)}; \quad c_1 = -\frac{E(1+U)^2}{RL_2C_sC_o(1-U)^2}; \quad c_0 = \frac{E}{C_sC_oL_1L_2}.$$

La función de transferencia del voltaje de salida con respecto al ciclo de trabajo se obtiene combinando (2.10) y (2.11), dando como resultado:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{c_2s^2 + c_1s + c_0}{s^4 + a_3s^3 + a_0s^2 + a_1s + a_0}. \quad (2.12)$$

La función de transferencia  $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$  tiene tanto sus polos como sus ceros del lado izquierdo del plano complejo, por lo tanto, es estable y de fase mínima, mientras  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  es estable y de fase no mínima, esto es, que tiene todos sus polos del lado izquierdo y algunos ceros localizados en la parte derecha del plano complejo.

Por esta razón, si solamente se retroalimenta el voltaje de entrada se puede llegar a la inestabilidad del regulador conmutado [49].

### 2.3. CONDICIONES DE OPERACIÓN EN ESTADO ESTABLE

Para obtener las relaciones matemáticas que nos permiten calcular los valores en estado estable de las variables de estado o puntos de equilibrio o de operación de (2.7), el vector de las derivadas de las variables de estado se iguala a cero, dando como resultado:

$$\frac{E}{L_1} - \frac{V_{C_s}(1-U)}{L_1} = 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{V_{C_s}(1+U)}{L_2} - \frac{V_o}{L_2} = 0 \quad (2.14)$$

$$\frac{I_{L_1}(1-U)}{2C_s} - \frac{I_{L_2}(1+U)}{2C_s} = 0 \quad (2.15)$$

$$\frac{I_{L_2}}{C_o} - \frac{V_o}{RC_o} = 0 \quad (2.16)$$

Para obtener la relación de la ganancia de voltaje se combinan (2.13) y (2.14), a partir de las cuales resulta en:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{(1+U)}{(1-U)} \quad (2.17)$$

A partir del resultado de (2.17) se realiza el análisis comparativo del voltaje de salida del convertidor elevador con la celda multiplicadora de voltaje contra el voltaje de salida del convertidor elevador convencional el cual está dado por  $V_o / E = 1 / (1-U)$ . Se encuentra que, para un mismo valor de ciclo de trabajo y voltaje de entrada, el voltaje de salida del convertidor que incluye la celda multiplicadora siempre tendrá un valor superior. Este comportamiento se muestra en la Figura 2.4.

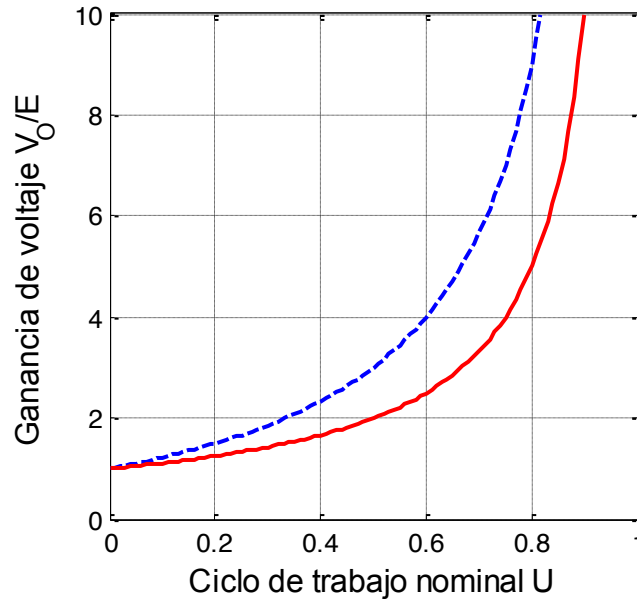
Combinando adecuadamente las expresiones (2.13)-(2.16) es posible encontrar las relaciones para calcular los valores en estado estable o de  $CD$  de las variables de estado:



$$I_{L_1} = \frac{E(1+U)^2}{R(1-U)^2}, \quad (2.18)$$

$$I_{L_2} = \frac{E(1+U)}{R(1-U)}, \quad (2.19)$$

$$V_{C_s} = \frac{V_o}{(1+U)}, \quad (2.20)$$



*Figura 2.4. Estudio comparativo de la ganancia de voltaje de convertidores elevadores en función del ciclo de trabajo: elevador convencional (línea continua); y elevador convencional con celda multiplicadora de voltaje (línea punteada).*

El cálculo de los rizados de voltaje en los capacitores  $\Delta v_c$  y de corriente en los inductores  $\Delta i_L$  es importante para el diseño adecuado de los convertidores conmutados, ya que para dicho diseño se deben cumplir especificaciones determinadas. Las relaciones matemáticas para calcular los rizados de corriente en los inductores y los rizados de voltaje en los capacitores son:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{EU}{f_s L_1}, \quad (2.21)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{EU}{f_s L_2}, \quad (2.22)$$

$$\Delta v_{C_s} = \frac{EU(1+U)}{C_s f_s R(1-U)}, \quad (2.23)$$

$$\Delta v_{C_o} = \frac{EU}{8f_s^2 L_2 C_o}. \quad (2.24)$$

La relación entre el rizo de corriente respecto a su valor en estado estable está dada por  $\varepsilon_{i_L} = (\Delta i_L / 2) / I_L$ , mientras que la relación entre el rizo de voltaje respecto a su valor en estado estable está dada por  $\varepsilon_{v_C} = (\Delta v_C / 2) / V_C$ . Se sugiere que para el correcto funcionamiento de los convertidores conmutados estos valores de rizo se deben establecer en un rango del 10%-20% para la corriente y cercano al 1% para el voltaje [50].

Como se mencionó al inicio del presente capítulo, el estudio del convertidor se limita al *MCC*; para garantizar esta característica, los valores de los inductores deben satisfacer las siguientes condiciones:

$$L_1 > \frac{RU(1-U)^2}{f_s(1+U)^2}, \quad (2.25)$$

$$L_2 > \frac{RU^2(1-U)}{f_s(1+U)}, \quad (2.26)$$

donde  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del convertidor. Analizando estas expresiones se determina que los inductores satisfacen la desigualdad  $L_1 < L_2$ , por lo tanto, el máximo valor de la resistencia de carga que garantiza el *MCC* está dado por:

$$R < \frac{L_1 f_s (1+U)^2}{U(1-U)^2}. \quad (2.27)$$

Las celdas multiplicadoras de voltaje son circuitos de bajo costo y simples que aumentan el rango de conversión de voltaje. Al colocar una celda de este tipo

después del dispositivo de conmutación principal se reduce el voltaje entre las terminales drenaje y fuente del MOSFET cuando este no conduce corriente, que se conoce como voltaje de estrés. Para calcular el voltaje de estrés en los dispositivos de conmutación se tienen las siguientes expresiones:

$$V_{DS_{OFF}} = \frac{E}{(1-U)}, \quad (2.28)$$

$$V_{D_1_{STRESS}} = V_{D_2_{STRESS}} = \frac{E}{(1-U)}. \quad (2.29)$$

donde  $V_{DS_{OFF}}$  es el voltaje de estrés en el MOSFET, mientras que  $V_{D_{XSTRESS}}$  es el voltaje de estrés en los diodos  $D_1$  y  $D_2$ , conocido como voltaje de pico inverso. Las expresiones (2.28) y (2.29) sirven también para calcular el voltaje de estrés en los dispositivos de conmutación de un convertidor elevador convencional. Como ya se mencionó anteriormente, para obtener una ganancia de voltaje similar en ambos convertidores comparados el ciclo de trabajo requerido por el convertidor elevador con celda multiplicadora de voltaje es menor que el requerido por un convertidor elevador convencional; por lo tanto, se concluye que el voltaje de estrés tanto en el interruptor activo como en los interruptores pasivos tiene también un valor menor que aquel que se presenta en un convertidor elevador convencional.

Se pueden resaltar las ventajas del convertidor elevador de voltaje con una celda multiplicadora de voltaje comparado con un convertidor elevador convencional, las cuales son: ampliación del rango de conversión, reducción del voltaje de estrés en los dispositivos de conmutación, suavidad en los rizados de corriente de entrada y de salida y la reducción en el tamaño del capacitor de salida. El hecho de colocar el filtro de salida evita que la corriente del capacitor cambie en forma abrupta, y esto reduce su tamaño y alarga su tiempo de vida. adicionalmente se derivaron expresiones para el cálculo de cada uno de los elementos del convertidor, así como para calcular los valores de las variables de estado en estado estacionario y condiciones que garantizan el modo de conducción continua.

En la práctica, los rangos mínimos y máximos de ciclo de trabajo en los que un convertidor puede trabajar están limitados por las características de operación de los elementos activos y pasivos de conmutación. Adicionalmente, cuando el ciclo de trabajo es muy cercano a 0 o a 1, existe un gran deterioro de las señales del voltaje de salida y corriente del inductor, y esto se ve reflejado en la señal de control. Por estas razones el ciclo de trabajo al que se opera un convertidor varía usualmente entre valores del 0.2 al 0.8. Analizando la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada del convertidor elevador con celda multiplicadora dada por  $V_o / E = (1+U) / (1-U)$ , se encuentra que la relación máxima de conversión de voltaje será aproximadamente de 9 veces, la cual en algunas aplicaciones no es suficiente. Con la finalidad de aumentar más el rango de conversión se realizó el análisis de un convertidor elevador cuadrático adicionado con una celda multiplicadora de voltaje, trabajo que se presenta a continuación.

---

## CAPÍTULO 3

---

### CONVERTIDOR CUADRÁTICO CD-CD CON CELDA MULTIPLICADORA DE VOLTAJE

Como ya se mencionó anteriormente, en la actualidad múltiples aplicaciones requieren de convertidores elevadores *CD-CD* con un rango de conversión de voltaje muy alto que permita obtener un valor alto de voltaje a la salida. El convertidor elevador con celda multiplicadora de voltaje estudiado en el capítulo anterior permite parcialmente cubrir este tipo de demanda.

Un esquema que permite ampliar el rango de conversión, sin necesidad de cambios drásticos en el ciclo de trabajo, es el convertidor cuadrático elevador. Por tanto, una segunda propuesta de esta tesis es la combinación de dicho convertidor con una celda multiplicadora de voltaje, que permitirá ampliar aún más el rango de conversión entre el voltaje de entrada y la salida, reducir el voltaje de estrés en los elementos de conmutación y obtener una corriente de salida no pulsante.

El diagrama eléctrico del convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje se ilustra en la Figura 3.1, donde  $E$  es el voltaje de entrada,  $V_O$  es el voltaje de salida,  $L_1$ ,  $L_2$  y  $L_O$  son los inductores de entrada, intermedio y de salida, respectivamente,  $C_1$  es el capacitor del convertidor elevador cuadrático,  $C_S$  son los capacitores conmutados,  $C_O$  es el capacitor de salida y  $R$  es la carga resistiva.

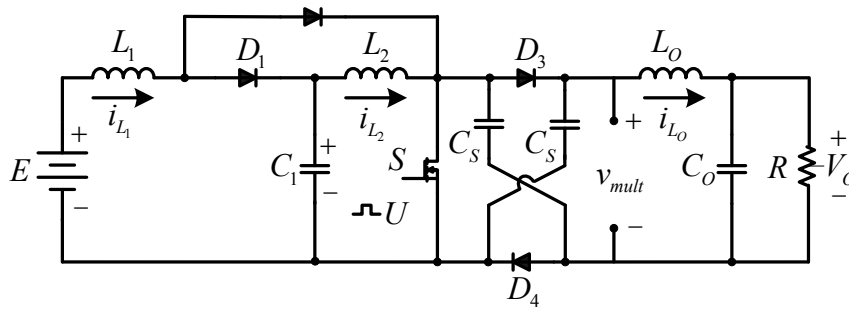


Figura 3.1. Diagrama eléctrico del convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje

El interruptor activo (MOSFET) es representado por  $S$ , los interruptores pasivos (diodos) son representados por  $D_1$  a  $D_4$ , mientras el ciclo de trabajo nominal es representado por  $U$ . La corriente en los inductores se representa respectivamente por  $i_{L_1}$ ,  $i_{L_2}$  e  $i_{L_0}$  mientras que el efecto de multiplicación de voltaje dado por los capacitores conmutados se representa por  $v_{mult}$ ; dicho voltaje es aplicado al filtro  $LC$  de salida.

### 3.1. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR EN MODO CONTINUO DE CONDUCCIÓN

El comportamiento dinámico del convertidor se analiza con base a las trayectorias eléctricas que se forman cuando el interruptor activo  $S$  está encendido o apagado, según se muestra en las figuras 3.2 a) y b). Las relaciones matemáticas se derivan asumiendo que el convertidor opera en *MCC*.

Cuando el interruptor activo está encendido, según muestra la Figura 3.2a), los inductores  $L_1$ ,  $L_2$  y  $L_0$  almacenan energía en forma de campo magnético y la corriente que circula a través de ellos aumenta. Los diodos  $D_1$ ,  $D_3$  y  $D_4$  quedan polarizados en forma inversa y no conducen corriente eléctrica, mientras que el diodo  $D_2$  queda polarizado en forma directa, dando como resultado que el inductor  $L_1$  quede conectado directamente a la fuente de voltaje. En esta condición de operación los capacitores  $C_S$  quedan conectados en serie, con lo cual el voltaje aplicado al filtro de salida es el doble del voltaje en  $C_S$ ; durante

este mismo intervalo los capacitores  $C_1$ ,  $C_S$  y  $C_O$  entregan su carga almacenada en forma de carga eléctrica a los inductores  $L_2$ ,  $L_O$  y la resistencia  $R$ , respectivamente.

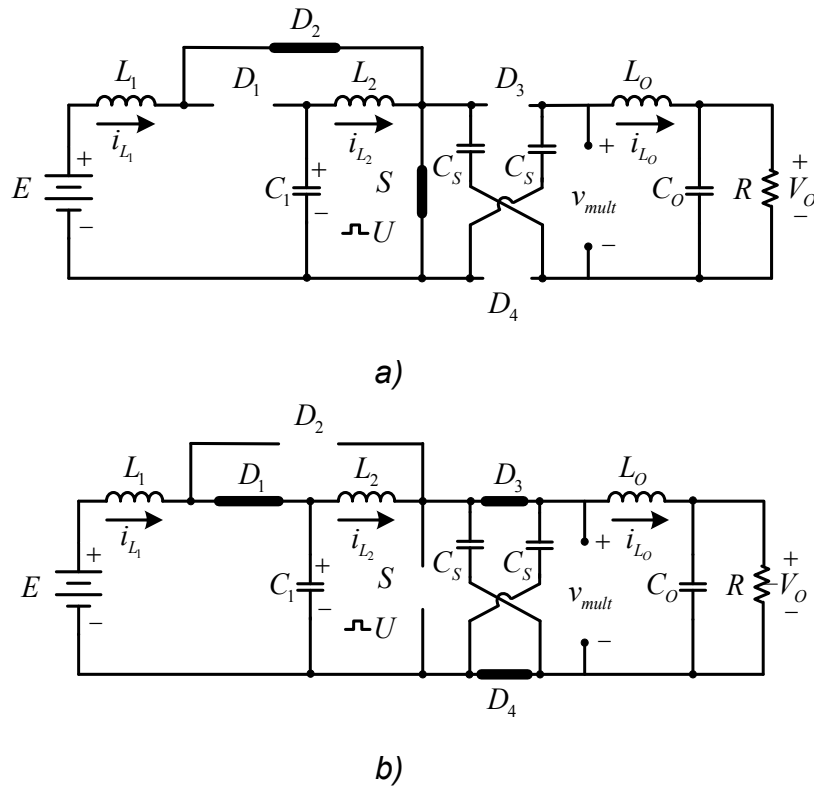


Figura 3.2. Modos de operación del convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje para: a)  $S =$  encendido y b)  $S =$  apagado

Cuando el interruptor activo está apagado, según muestra la Figura. 3.2b), la energía almacenada en los inductores  $L_1$ ,  $L_2$  y  $L_O$  es transferida a los capacitores  $C_1$ ,  $C_S$  y  $C_O$ , respectivamente para cargarlos; en esta condición los diodos  $D_1$ ,  $D_3$  y  $D_4$  quedan polarizados en directa. Como puede observarse en la Figura 3.2, cuando  $D_3$  y  $D_4$  conducen corriente los capacitores  $C_S$  quedan conectados en paralelo mientras se cargan, por esa razón y dado que ambos capacitores tienen el mismo valor de capacitancia, la diferencia de potencial en ellos es igual. La conexión serie-paralelo de los capacitores  $C_S$  da como resultado una mayor ganancia de voltaje  $V_O/E$  comparado con un convertidor elevador convencional.

El filtro pasa-bajas de salida produce una corriente de carga y descarga del capacitor  $C_O$  que es no pulsante, con lo cual se reduce el tamaño de dicho

capacitor y se alarga la vida útil del mismo. Adicionalmente garantiza la alimentación de una corriente no pulsante a la carga.

### 3.2. OBTENCIÓN DE LOS MODELOS EN EL ESPACIO DE ESTADOS

Con el objetivo de analizar el comportamiento dinámico del convertidor y realizar posteriormente el diseño del sistema de control, el convertidor debe modelarse.

El comportamiento dinámico del convertidor se estudia aplicando las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff (*LVK* y *LCK*) a los circuitos mostrados en la Figura 3.2. Las variables físicas de los elementos activos que se modelan son el voltaje en los capacitores  $v_{C_1}$ ,  $v_{C_s}$  y  $v_{C_o}$ , así como la corriente que fluye en los inductores  $i_{L_1}$ ,  $i_{L_2}$  e  $i_{L_o}$ .

Inicialmente se obtiene el modelo conmutado por medio del análisis de las trayectorias eléctricas para los dos casos posibles. Aplicando las *LVK* y *LCK* a los circuitos mostrados en la Figura 2.2 a) cuando *S* está apagado, se obtiene:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L_1}}{dt} &= \frac{e}{L_1} - \frac{v_{C_1}}{L_1} \\
 \frac{di_{L_2}}{dt} &= \frac{v_{C_1}}{L_2} - \frac{v_{C_s}}{L_2} \\
 \frac{di_{L_o}}{dt} &= \frac{v_{C_s}}{L_o} - \frac{v_{C_o}}{L_o} \\
 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= \frac{i_{L_1}}{C_1} - \frac{i_{L_2}}{C_1} \\
 \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{i_{L_2}}{2C_s} - \frac{i_{L_o}}{2C_s} \\
 \frac{dv_{C_o}}{dt} &= \frac{i_{L_o}}{C_o} - \frac{v_{C_o}}{RC_o}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Posteriormente, se aplican las *LVK* y *LCK* a los circuitos mostrados en la Figura 3.2 b), cuando *S* está encendido, obteniéndose:



$$\begin{aligned}
\frac{di_{L_1}}{dt} &= \frac{e}{L_1} \\
\frac{di_{L_2}}{dt} &= \frac{v_{C_1}}{L_2} \\
\frac{di_{L_o}}{dt} &= \frac{2v_{C_s}}{L_o} - \frac{v_{C_o}}{L_o} \\
\frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{i_{L_2}}{C_1} \\
\frac{dv_{C_s}}{dt} &= -\frac{i_{L_o}}{C_s} \\
\frac{dv_{C_o}}{dt} &= \frac{i_{L_o}}{C_o} - \frac{v_{C_o}}{RC_o}
\end{aligned} \tag{3.2}$$

De la combinación de los sistemas de ecuaciones (3.1) y (3.2) por medio de la función conmutación  $q(t)$ , se encuentra el modelo conmutado en el espacio de estados dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{i}_{L_o} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_s} \\ \dot{v}_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1-q}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1-q}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1+q}{L_o} & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1-q}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-q}{2C_s} & -\frac{1+q}{2C_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ i_{L_o} \\ v_{C_1} \\ v_{C_s} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \tag{3.3}$$

Al utilizar el valor promedio de las variables de estado y el valor promedio de la función de conmutación denotado por  $\bar{u}$ , se deriva el modelo en variables de estado promedio:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_{L_1} \\ \dot{\bar{i}}_{L_2} \\ \dot{\bar{i}}_{L_o} \\ \dot{\bar{v}}_{C_1} \\ \dot{\bar{v}}_{C_s} \\ \dot{\bar{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1-\bar{u}}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1-\bar{u}}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1+\bar{u}}{L_o} & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1-\bar{u}}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-\bar{u}}{2C_s} & -\frac{1+\bar{u}}{2C_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L_1} \\ \bar{i}_{L_2} \\ \bar{i}_{L_o} \\ \bar{v}_{C_1} \\ \bar{v}_{C_s} \\ \bar{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{e} \quad (3.4)$$

Posteriormente aplicando el proceso de linealización descrito en el capítulo anterior se encuentra el modelo en variables de estado promedio lineal o de pequeña señal, dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_o} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_s} \\ \dot{\tilde{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1-U}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1-U}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1+U}{L_o} & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1-U}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-U}{2C_s} & -\frac{1+U}{2C_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{i}_{L_o} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_s} \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-U)L_1} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{E}{(1-U)^2L_2} & 0 \\ \frac{E}{(1-U)^2L_o} & 0 \\ -\frac{(1+U)^2E}{(1-U)^4RC_1} & 0 \\ -\frac{(1+U)E}{(1-U)^3RC_s} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Con el propósito de control es importante analizar el comportamiento dinámico del convertidor desde el punto de vista del desempeño e implementación. Este análisis se basa principalmente en el estudio de las funciones de transferencia de las variables de estado seleccionadas con respecto al ciclo de trabajo; sin embargo, en el caso del convertidor propuesto por ser de sexto orden dichas funciones no se calcularon de manera simbólica, por ser excesivamente extensas. Su cálculo numérico y una breve discusión

sobre sus características se presentan en la sección de resultados experimentales.

### 3.3. CONDICIONES DE OPERACIÓN EN ESTADO ESTABLE

Para obtener las relaciones matemáticas que nos permiten calcular los valores nominales de las variables de estado basta con igualar a cero el vector de las derivadas de las variables de estado de (3.4), dando como resultado:

$$\frac{E}{L_1} - \frac{V_{C_1}(1-U)}{L_1} = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{V_{C_1}}{L_2} - \frac{V_{C_s}(1-U)}{L_2} = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{V_{C_s}(1+U)}{L_o} - \frac{V_{C_o}}{L_o} = 0 \quad (3.8)$$

$$\frac{I_{L_1}(1-U)}{C_1} - \frac{I_{L_2}}{C_1} = 0 \quad (3.9)$$

$$\frac{I_{L_2}(1-U)}{2C_s} - \frac{I_{L_o}(1+U)}{2C_s} = 0 \quad (3.10)$$

$$\frac{I_{L_o}}{C_o} - \frac{V_{C_o}}{RC_o} = 0 \quad (3.11)$$

Para obtener la relación de la ganancia de voltaje se combinan (3.6), (3.7) y (3.8) para obtener:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{(1+U)}{(1-U)^2} \quad (3.12)$$

A partir del resultado de (3.12) es posible realizar un análisis comparativo del voltaje de salida del convertidor elevador cuadrático con la celda multiplicadora contra el voltaje de salida del convertidor elevador cuadrático convencional, el cual está dado por  $V_o / E = 1 / (1-U)^2$ . Se encuentra que, para un mismo valor de ciclo de trabajo y voltaje de entrada, el voltaje de salida del convertidor cuadrático con la celda multiplicadora siempre tendrá un valor superior, según muestra la Figura 3.3

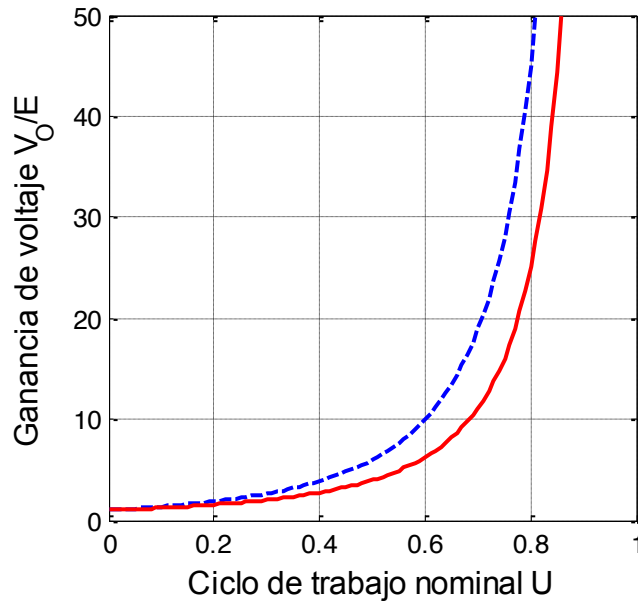


Figura 3.3. Estudio comparativo de la ganancia de voltaje de convertidores elevadores en función del ciclo de trabajo: elevador cuadrático convencional (línea continua), y cuadrático con celda multiplicadora de voltaje (línea punteada)

Combinando adecuadamente las ecuaciones (3.6)-(3.11) se obtienen las expresiones para calcular los valores en estado estable o de *CD* de las variables de estado:

$$I_{L_1} = \frac{E(1+U)^2}{R(1-U)^4}, \quad (3.13)$$

$$I_{L_2} = \frac{E(1+U)^2}{R(1-U)^3}, \quad (3.14)$$

$$I_{L_o} = \frac{V_{in}(1+U)}{R(1-U)^2}, \quad (3.15)$$

$$V_{C_1} = \frac{E}{(1-U)}, \quad (3.16)$$

$$V_{C_s} = \frac{E}{(1-U)^2}, \quad (3.17)$$

El cálculo de los rizados de voltaje en los capacitores y de corriente en los inductores es importante para el diseño correcto de los convertidores conmutados, ya que para dicho diseño se deben cumplir ciertas especificaciones. Las fórmulas para calcular los rizados de voltaje en los inductores y los rizados de voltaje en los capacitores son:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{EU}{f_s L_1}, \quad (3.18)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{EU}{f_s L_2 (1-U)}, \quad (3.19)$$

$$\Delta i_{L_o} = \frac{EU}{f_s L_o (1-U)}, \quad (3.20)$$

$$\Delta v_{C_1} = \frac{EU (1+U)^2}{RC_1 f_s (1-U)^3}, \quad (3.21)$$

$$\Delta v_{C_s} = \frac{EU(1+U)}{RC_s f_s (1-U)^2}, \quad (3.22)$$

$$\Delta v_{C_o} = \frac{EU}{8f_s^2 L_o C_o (1-U)}. \quad (3.23)$$

La relación entre el rizo de corriente en un inductor respecto a su valor nominal está dada por  $\varepsilon_{i_L} = (\Delta i_L / 2) / I_L$ , mientras que la relación entre el rizo de voltaje en un capacitor respecto a su valor nominal está dada por  $\varepsilon_{v_C} = (\Delta v_C / 2) / V_C$ . Los valores de dichos rizados siguen los criterios dados en la sección 2.3.

El estudio del convertidor se limita al *MCC*; para garantizar esto, los valores de los inductores deben satisfacer las siguientes condiciones:

$$L_1 > \frac{RU(1-U)^4}{2f_s(1+U)^2}, \quad (3.24)$$

$$L_2 > \frac{RU(1-U)^2}{2f_s(1+U)^2}, \quad (3.25)$$

$$L_o > \frac{RU(1-U)}{2f_s(1+U)}, \quad (3.26)$$

donde  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del convertidor. Analizando estas expresiones se determina que los inductores satisfacen la siguiente desigualdad  $L_1 < L_2 < L_0$ ; por lo tanto, el máximo valor de la resistencia de carga que garantiza el MCC está dado por:

$$R < \frac{2L_1 f_s (1+U)^2}{U(1-U)^4}. \quad (3.27)$$

Al igual que el convertidor estudiado en el capítulo anterior, es importante conocer el valor del voltaje de estrés en los dispositivos de conmutación para elegir los componentes adecuados y prevenir daños a los mismo. Para calcular el voltaje de estrés en los dispositivos de conmutación se tienen las siguientes expresiones:

$$V_{DS_{OFF}} = \frac{V_o}{(1+U)} \quad (3.28)$$

$$V_{D_{1STRESS}} = \frac{(1-U)V_o}{(1+U)} \quad (3.29)$$

$$V_{D_{2STRESS}} = \frac{UV_o}{(1+U)} \quad (3.30)$$

$$V_{D_{3STRESS}} = \frac{V_o}{(1+U)} \quad (3.31)$$

$$V_{D_{4STRESS}} = \frac{V_o}{(1+U)} \quad (3.32)$$

donde  $V_{DS_{OFF}}$  es el voltaje de estrés en el MOSFET, esto es, el voltaje entre drenaje y fuente cuando el MOSFET no está conduciendo corriente, mientras que  $V_{D_{xSTRESS}}$  representa el voltaje de estrés en los diodos  $D_1$  a  $D_4$  o voltaje de pico inverso del diodo.

Del análisis de las expresiones (3.28) a (3.32), se concluye que al igual que en el convertidor elevador con celda multiplicadora analizado en el capítulo anterior, los voltajes de estrés de los dispositivos activo y pasivos del convertidor ahora en estudio son menores que aquellos que presenta el convertidor cuadrático convencional.

En resumen, las ventajas del convertidor con estructura elevador cuadrático con celda multiplicadora de voltaje son un aumento en la ganancia de voltaje, reducción del voltaje de estrés, suavidad en las corrientes de entrada y salida y una significativa reducción en el tamaño del capacitor de salida. La ganancia de voltaje de esta nueva topología es  $V_o = E(1+U)/(1-U)^2$ , y si tomamos en cuenta que el ciclo de trabajo se puede operar cercano al 80%, teóricamente se obtendría una ganancia de 45 veces el voltaje de entrada. Por último, se derivaron expresiones para el cálculo de cada uno de los elementos del convertidor, así como para calcular los valores de las variables de estado en estado estacionario y condiciones que garantizan el modo de conducción continua.

---

# CAPÍTULO 4

---

## DISEÑO DE CONTROLADORES PARA REGULADORES CONMUTADOS

La electrónica de potencia hace énfasis en el control de la conversión de la potencia eléctrica a través del uso de dispositivos electrónicos de estado sólido. Uno de los más significativos avances en los convertidores de voltaje conmutados es el uso de controladores que mejoran la respuesta dinámica de los convertidores de voltaje.

Dada la diversidad de aplicaciones en que son utilizados los convertidores de voltaje de  $CD-CD$  con amplio rango de conversión, la carga que demanda energía a dichos convertidores suele ser variable y la fuente de energía que alimenta al convertidor también puede tener variaciones en su nivel de voltaje o corriente. Esta dinámica propia de las cargas y las fuentes de alimentación provocan variaciones en el voltaje de salida del convertidor que en muchos casos son inadmisibles. Para corregir estas variaciones del voltaje de salida es necesario diseñar un controlador que garantice que, no importando la dinámica de las cargas o las fuentes dentro de un cierto rango, el voltaje de salida del regulador permanezca constante.

Si se aplica la teoría de control retroalimentado en los convertidores de voltaje de  $CD-CD$ , el voltaje de salida y otros voltajes y corrientes internos son medidos y las señales obtenidas son procesadas y retroalimentadas para ajustar la operación del convertidor y obtener un voltaje de salida regulado. El control retroalimentado es esencial en sistemas electrónicos de potencia de alto desempeño.



#### 4.1 ESQUEMAS DE CONTROL EN REGULADORES CONMUTADOS

Existen dos esquemas de control en la literatura que son ampliamente utilizados en la construcción de reguladores del voltaje conmutados:

- (i) Control en modo-voltaje
- (ii) Control en modo-corriente.

En un esquema de control en modo-voltaje, el voltaje de salida del convertidor se mide, acondiciona a niveles adecuados y se utiliza como señal de retroalimentación. Un voltaje de control  $v_c(t) = k_v(V_{REF} - Hv_o)$  se obtiene y se compara con una señal diente de sierra para obtener la señal *PWM* de control del MOSFET cuyo ciclo de trabajo es proporcional a la señal de error, donde  $H$  es la ganancia del lazo de retroalimentación y  $V_{REF}$  es un valor de voltaje preestablecido proporcional al voltaje de salida deseado. El diagrama a bloques de un controlador en modo-voltaje aplicado a un convertidor *CD-CD* se ilustra en la Figura 4.1. El esquema de control en modo-voltaje es ampliamente utilizado ya que es muy fácil de implementar debido a que los convertidores de *CD-CD* tienden a comportarse como un sistema dinámico de segundo orden y el análisis de dichos sistemas está ampliamente desarrollado.

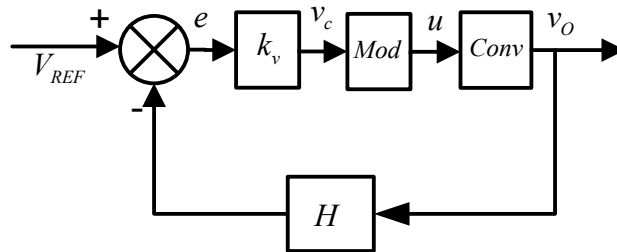


Figura 4.1. Diagrama de bloques de un esquema de control en modo-voltaje

El control en modo-voltaje tiene algunas desventajas. Dado que el voltaje de entrada  $E$  es un parámetro significativo en la ganancia de lazo, cualquier cambio en él afecta el voltaje de salida del convertidor. Una perturbación en la fuente de voltaje de entrada es difícil de corregir con esta estrategia de control, ya que

la perturbación es medida a la salida del convertidor y se ve afectada en fase por el filtro de salida de los convertidores *CD-CD*.

En el caso del control en modo-corriente es posible mejorar el desempeño de un control en modo-voltaje. En los convertidores *CD-CD* se puede medir la corriente del inductor de entrada y utilizarla como señal de retroalimentación, con lo cual se obtiene información del estado de la fuente de alimentación sin un retardo adicional generado por el filtro de salida. La corriente del inductor de entrada se puede utilizar para obtener una señal de voltaje de control  $v_c(t) = k_v(V_{REF} - Hv_O) + k_i(I_{REF} - Ni_L)$ , donde  $N$  es la ganancia de lazo de corriente e  $I_{REF}$  es un valor de referencia de corriente. El problema de utilizar la corriente del inductor de entrada de esta forma es que una corriente de referencia fija  $I_{REF}$  no está disponible, dado que es producto de una carga variable. Para solucionar este inconveniente se utiliza un esquema de control con dos lazos de retroalimentación como se muestra en la Figura 4.2.

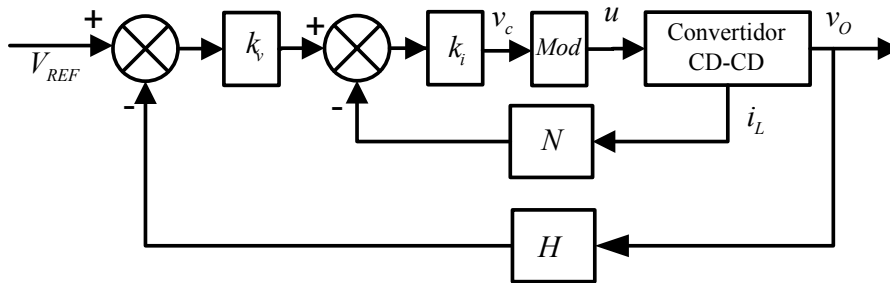


Figura 4.2. Diagrama de bloques de un esquema de control en modo-corriente

La razón por la cual se utiliza un arreglo con dos lazos de retroalimentación es que, cuando el voltaje de salida es bajo, el convertidor incrementa la corriente de entrada hasta alcanzar el voltaje de salida deseado; por lo tanto, la señal de error de voltaje se utiliza como una corriente de referencia virtual. Como se mencionó anteriormente, la señal de corriente de entrada tiene menos retardo que la señal del voltaje de salida, pues la corriente de entrada no pasa por el filtro pasa-bajas de salida, causante de dicho retardo. Así un controlador con dos lazos de retroalimentación tiene una respuesta dinámica más rápida que un sistema con un solo lazo. El lazo interior o lazo de corriente es diseñado para obtener una respuesta transitoria rápida, mientras el lazo externo o de voltaje

es diseñado para obtener un error en estado estable del voltaje de salida despreciable. En resumen, un control en modo-corriente tiene varias ventajas respecto a un control en modo-voltaje: a) Una respuesta transitoria más rápida, b) el diseño de los compensadores de lazo de control es más fácil, y c) proporciona protección contra sobre-corriente dentro de un ciclo de conmutación. Por estas ventajas se prefiere el control en modo-corriente.

Para propósitos de control es importante elegir apropiadamente las variables que se van a utilizar para modelar el convertidor con la finalidad de obtener un buen desempeño del sistema, así como una fácil implementación. En los convertidores de  $CD-CD$  se eligen la corriente de los inductores y el voltaje de los capacitores como variables de estado y pueden ser utilizadas como señales de retroalimentación; sin embargo, en el caso del control en modo-corriente se utilizan generalmente la corriente del primer inductor o del interruptor activo y el voltaje del capacitor de salida.

#### **4.2 CONTROL EN MODO-CORRIENTE PROMEDIO**

En este tipo de técnica, para facilitar la implementación del controlador, la señal de corriente del primer inductor es acondicionada por un filtro  $RC$  y, dado que a la salida del convertidor generalmente lleva un filtro  $LC$ , el voltaje de salida también está filtrado. Debido a que se trabaja con el valor promedio de las señales de corriente y de voltaje, esta es la razón por la que este esquema se denomina control en modo-corriente promedio.

El esquema de control en modo-corriente promedio [51] es mostrado en la Figura 4.3, donde  $K(s)$  representa la función de transferencia del controlador  $PI$ ,  $G(s)$  es un compensador de alta ganancia,  $F(s)$  es un filtro pasa-bajas y  $V_p$  es el valor pico de la rampa utilizada para generar la señal de control.

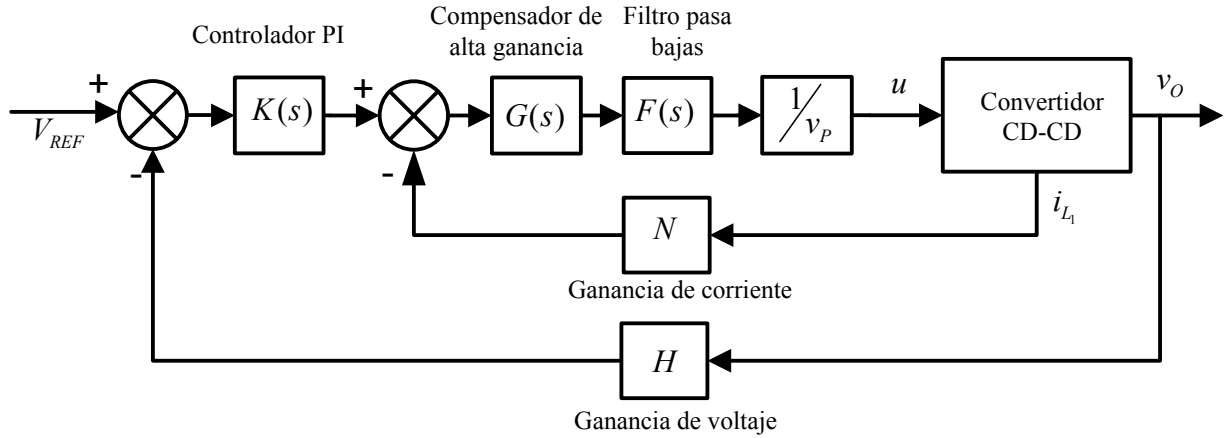


Figura 4.3. Diagrama de bloques del esquema de control en modo-corriente promedio

El controlador se debe diseñar de tal manera que los dos lazos sean estables con un amplio ancho de banda. El diseño de los lazos se basa en el criterio de moldeo de la ganancia de lazo, el cual establece que: a) para lograr estabilidad relativa, la pendiente de la ganancia de lazo en o cerca del cruce por cero no debe ser mayor de -20 dB/dec; b) para minimizar el error en estado estable la ganancia a bajas frecuencias debe ser alta y c) para lograr estabilidad robusta, los márgenes de ganancia y fase deben ser adecuados.

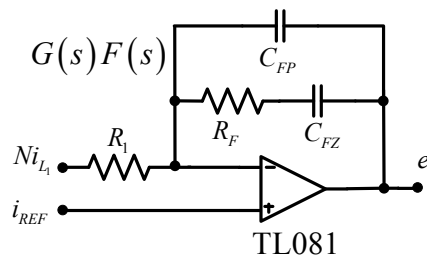
### 4.3 DISEÑO DEL LAZO DE CORRIENTE

Los polos y los ceros del controlador en modo-corriente se establecen con base en la frecuencia de conmutación a la que opera el convertidor. Las funciones de transferencia del compensador de alta ganancia  $G(s)$  y del filtro pasa-bajas  $F(s)$  están dadas por:

$$G(s) = \frac{G_p(s + \omega_z)}{s}, \quad (4.1)$$

$$F(s) = \frac{1}{s/\omega_p + 1}, \quad (4.2)$$

donde  $G_P$  es la ganancia del compensador de alta ganancia y  $\omega_Z$  representa la ubicación de su cero, mientras que  $\omega_P$  representa la ubicación del polo del filtro pasa-bajas. El producto de las funciones de transferencia  $G(s)$  y  $F(s)$  puede ser fácilmente implementado utilizando un circuito integrado con un amplificador operacional y elementos eléctricos pasivos, tal como se muestra en la Figura 4.4. En el diagrama  $i_{REF}$  es la referencia de corriente virtual que proviene de la salida del controlador  $PI$  y  $e_i(t)$  es la señal de error de corriente que será aplicada al compensador de alta ganancia.



**Figura 4.4. Implementación de las funciones de transferencia del controlador de alta ganancia y el filtro pasa-bajas**

Los valores de  $\omega_P$ ,  $\omega_Z$  y  $G_P$  se calculan utilizando las siguientes expresiones:

$$\omega_P = \frac{C_{FZ} + C_{FP}}{R_F C_{FZ} C_{FP}}, \quad (4.3)$$

$$\omega_Z = \frac{1}{R_F C_{FZ}}, \quad (4.4)$$

$$G_P = \frac{R_F}{R_1}. \quad (4.5)$$

Un primer criterio para calcular los valores de los elementos pasivos utilizados para fijar el valor del polo, el cero y ganancia de la función de transferencia  $G(s)F(s)$  son:

- a) El polo del filtro pasa-bajas se coloca aproximadamente en o por encima de la mitad de la frecuencia de conmutación.

- b) El cero del compensador de alta ganancia se coloca por lo menos una década por debajo de la mitad de la frecuencia de conmutación.
- c) La ganancia del compensador debe tener un valor tal que  $G(s)F(s)$  tenga una ganancia cercana a 10 en el punto donde está situado el cero del compensador de alta ganancia.

Con base en los criterios antes mencionados, de manera heurística se obtuvieron desigualdades que indican de forma aproximada el valor de la ganancia del controlador de alta ganancia implementado en los convertidores estudiados en los Capítulos 2 y 3.

Para el convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje se tiene que:

$$G_p < \frac{5V_p(1-U)^2 R}{2NV_o}, \quad (4.6)$$

y para el convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje:

$$G_p < \frac{5V_p U(1-U)^3 R}{NV_o(3+U)}. \quad (4.7)$$

Estos valores de ganancia deben ser ajustados posteriormente de manera experimental con base en la respuesta en frecuencia de (5.2) y (5.4) respectivamente.

#### 4.4 DISEÑO DEL LAZO DE VOLTAJE

Una vez concluido el diseño del lazo de corriente se procede con el diseño del lazo de voltaje. El objetivo del lazo externo es regular el voltaje de salida y al utilizar un controlador  $PI$  se minimiza el error en estado estable; lo anterior se logra proporcionando una alta ganancia a bajas frecuencias. La función de transferencia del controlador  $PI$  está dada por:

$$K(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right), \quad (4.8)$$

donde  $K_p$  es la ganancia proporcional y  $T_i$  es el tiempo de integración. La función de transferencia del controlador  $PI$  se implementa utilizando un circuito integrado con un amplificador operacional y elementos pasivos, según se muestra en la Figura 4.5.

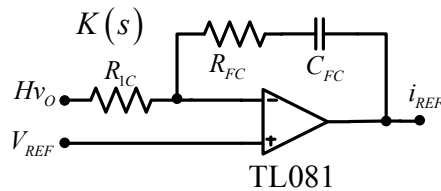


Figura 4.5. Implementación de las funciones de transferencia del controlador  $PI$

Para calcular los valores de  $K_p$  y  $T_i$  se tienen las siguientes expresiones:

$$K_p = \frac{R_{FC}}{R_{1C}} \quad (4.9)$$

$$T_i = R_{FC} C_{FC} \quad (4.10)$$

Para dar una primera aproximación de sintonización del controlador  $PI$  se siguen estos pasos:

- a) La ganancia del controlador  $PI$  debiera tener un valor tal que  $K(s)$  tenga una ganancia cercana a 1 en bajas frecuencias.
- b) El tiempo de integración se coloca por lo menos una década por abajo de la mitad de la frecuencia de conmutación.

Con base en estos criterios, se obtuvieron de manera heurística las desigualdades que dan una aproximación del valor de la ganancia del controlador  $PI$  implementado en los convertidores estudiados en los Capítulos 2 y 3.

Para el convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje se tiene que:

$$K_p < \frac{2N(1+U)}{HR_o(1-U)^2}, \quad (4.11)$$

y para el convertidor elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje:

$$K_p < \frac{2(1+U)N}{RH(1-U)}. \quad (4.12)$$

Los valores anteriores son una aproximación de los valores finales que se obtienen con base a las mediciones de respuesta en frecuencia experimental de la ganancia de lazo externo para garantizar estabilidad y robustez al obtener márgenes de ganancia y de fase adecuados.

El procedimiento descrito en este capítulo nos permite encontrar valores aproximados de los componentes de un controlador usado en reguladores conmutados. Esta primera aproximación puede ser útil para construir un prototipo de manera sencilla y de bajo costo y posteriormente, realizar ajustes con base en mediciones de respuesta en frecuencia del lazo de voltaje o de otros parámetros hasta encontrar el funcionamiento óptimo del regulador. El control en modo-corriente diseñado es una solución práctica y fácil de implementar que permite regular el voltaje de salida de convertidores conmutados y que sirva de referencia para que en trabajos futuros se puedan utilizar otras estrategias de control y realizar comparaciones del desempeño de ambos reguladores de voltaje.



---

# CAPÍTULO 5

---

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para validar los procedimientos de diseño y sintonización de controladores descritos en la presente tesis, se implementaron dos reguladores conmutados basados en los convertidores estudiados en los capítulos 2 y 3.

La construcción de los prototipos permite comparar los modelos y resultados teóricos con los de tipo experimental, en especial en cuanto a estabilidad y robustez por medio de técnicas de respuesta en frecuencia tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.

### 5.1. REGULADOR CONMUTADO CON UN CONVERTIDOR ELEVADOR Y UNA CELDA MULTIPLICADORA DE VOLTAJE

Los parámetros bajo los que se diseñó el convertidor que sirve de base para el regulador conmutado se muestran en la Tabla 5.1. A partir de ellos se calcularon los diversos elementos empleados físicamente.

**Tabla 5.1. Parámetros de diseños del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje**

$E = 24 \text{ V}$	$V_O = 200 \text{ V}$	$\varepsilon_{v_{CS}} = 2\%$
$\varepsilon_{v_{CO}} = 1\%$	$\varepsilon_{i_{L1}} = 10\%$	$\varepsilon_{i_{L2}} = 10\%$
Potencia = 300 W	$f_S = 100 \text{ kHz}$	$U = 0.79$

Los valores de voltaje son seleccionados en manera que el regulador puede utilizarse como interfaz para el procesamiento de energía proveniente de fuentes renovables que proporcionan bajos niveles de voltajes, como son los paneles solares o las celdas de combustible. Posteriormente el regulador conmutado puede

ser conectado a un inversor para producir un voltaje de corriente alterna y abastecer una instalación con energía eléctrica.

Los rizados de voltaje en los capacitores y de corriente en los inductores se proponen de acuerdo a la sección 2.3, utilizando las relaciones de las expresiones (2.21) a (2.24) para calcular los valores de los capacitores y de los inductores. Los componentes utilizados para realizar el regulador conmutado basado en el convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje se muestran en la Tabla 5.2.

**Tabla 5.2. Componentes del regulador conmutado**

Componente	Valor
Inductor $L_1$	75 $\mu$ H
Inductor $L_2$	630 $\mu$ H
Capacitor de salida $C_O$	100 nF
Capacitores conmutados $C_S$	3.3 $\mu$ F
Resistencia de carga $R$	133.3 $\Omega$
Diodos $D_1$ y $D_2$	MUR1520
MOSFET SW	IRF4668
MOSFET M	IRF350
IC 1 - IC 4	TL81
IC 5	LM 311
IC 6	1NA129
Sensor de corriente	LA50P

Con estos componentes se obtuvieron los siguientes rizados de voltaje en los capacitores y de corriente en los inductores:  $\varepsilon_{v_{CS}} = 1.59\%$ ,  $\varepsilon_{v_o} = 0.94\%$ ,  $\varepsilon_{i_{L1}} = 10.1\%$  y  $\varepsilon_{i_{L2}} = 9.9\%$ .

Una comparación entre los voltajes de estrés en los elementos de conmutación en un convertidor elevador convencional y el convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje para un voltaje de entrada de 24 V y un voltaje de salida de 200 V en ambos convertidores se muestra en la tabla 5.3. Como se puede observar, para los mismos valores de voltajes de entrada y salida en ambos convertidores el ciclo de trabajo es menor al agregar la celda multiplicadora de

voltaje y como resultado se obtiene un voltaje de estrés menor en sus elementos de conmutación.

**Tabla 5.3. Comparación de los voltajes de estrés en dispositivos de conmutación**

Parámetro	Convertidor elevador convencional	Convertidor elevador con CMV
Ciclo de trabajo	0.88	0.78
Voltaje de estrés en el MOSFET	200 V	112 V
Voltaje de estrés en los diodos	200 V	112 V

Para obtener los valores numéricos de las funciones de transferencia (2.10) y (2.12) se utilizan los valores de los parámetros y componentes mostrados en las Tablas 5.1 y 5.2.

La función de transferencia  $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$  queda dada por:

$$\frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{1.52 \times 10^6 s^3 + 120.49 \times 10^9 s^2 + 25.96 \times 10^{15} s + 196.80 \times 10^{18}}{s^4 + 75.00 \times 10^3 s^3 + 16.73 \times 10^9 s^2 + 64.48 \times 10^{12} s + 1.41 \times 10^{18}} \quad (5.1)$$

la cual es una función de cuarto orden con sus ceros localizados en el plano complejo en  $\{(35.62 \pm j123.34) \times 10^3, -7.84 \times 10^3\}$  y sus polos en  $\{(-1.78 \pm j9.12) \times 10^3, (-35.72 \pm j122.95) \times 10^3\}$ , mientras que la función de transferencia  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  está dada por:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{1.81 \times 10^{12} s^2 - 62.91 \times 10^{15} s + 1.54 \times 10^{21}}{s^4 + 75.00 \times 10^3 s^3 + 16.73 \times 10^9 s^2 + 64.48 \times 10^{12} s + 1.41 \times 10^{18}} \quad (5.2)$$

con sus ceros localizados en  $\{(17.34 \pm j23.41) \times 10^3\}$  y sus polos con la misma localización de los de la función de transferencia (5.1).

Analizando estos resultados se observa que la función  $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$  es estable y de fase mínima y mientras que  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  es estable y de fase no mínima, esto es, con ceros en el lado derecho del plano complejo.

Para obtener un buen desempeño del controlador, el cero del compensador de alta ganancia y el polo del filtro pasa-bajas son establecidos en  $f_z = 321 \text{ Hz}$ ,  $f_p = 48.6 \text{ kHz}$  y el tiempo de integración del controlador  $PI$  es  $T_i = 47 \mu\text{s}$ . La ganancia de lazo de voltaje  $H$  se propone como  $H = 0.04$ , y la ganancia de lazo de corriente se fija como  $N = 0.2$ . El valor pico de la señal diente de sierra  $V_p = 5 \text{ V}$ . La ganancia del compensador de alta ganancia debe cumplir la siguiente desigualdad  $G_P < 1.84$  según (4.6), y la ganancia del controlador  $PI$  debe cumplir la desigualdad  $K_P < 0.64$  según (4.11). Finalmente, las ganancias obtenidas de manera experimental son  $G_P = 0.75$  y  $K_P = 0.13$ .

Utilizando el criterio descrito en las secciones 4.3 y 4.4 para construir el compensador de alta ganancia, el filtro pasa-bajas y el controlador  $PI$ , se obtienen los valores para los elementos pasivos utilizados en el controlador que se muestran en la Tabla 5.4.

**Tabla 5.4. Componentes del controlador en modo-corriente promedio**

Componente	Valor	Componente	Valor
Resistencia $R_I$	20 k $\Omega$	Capacitor $C_{FP}$	220 pF
Resistencia $R_F$	15 k $\Omega$	Capacitor $C_{FZ}$	33 nF
Resistencia $R_{FC}$	10 k $\Omega$	Capacitor $C_{FC}$	4.7 nF
Resistencia $R_{IC}$	75 k $\Omega$		

El comportamiento dinámico del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje es estudiado al aplicar cambios de carga. Los cambios de carga se generan al conmutar una resistencia de carga adicional de 667  $\Omega$  conectada en paralelo con otra de 167  $\Omega$  utilizando el MOSFET  $M$ , con lo cual se logran cambios en la carga del 100% al 20% con una frecuencia de conmutación de 5 Hz, con lo cual se modifica la corriente que circula por la carga. Para estudiar también el comportamiento del convertidor ante cargas resistivas-capacitivas se conectó un capacitor de 10  $\mu\text{F}$  en paralelo con la resistencia de carga.

El diagrama esquemático del regulador conmutado basado en el convertidor elevador  $CD-CD$  con celda multiplicadora de voltaje se ilustra en la Figura 5.1.

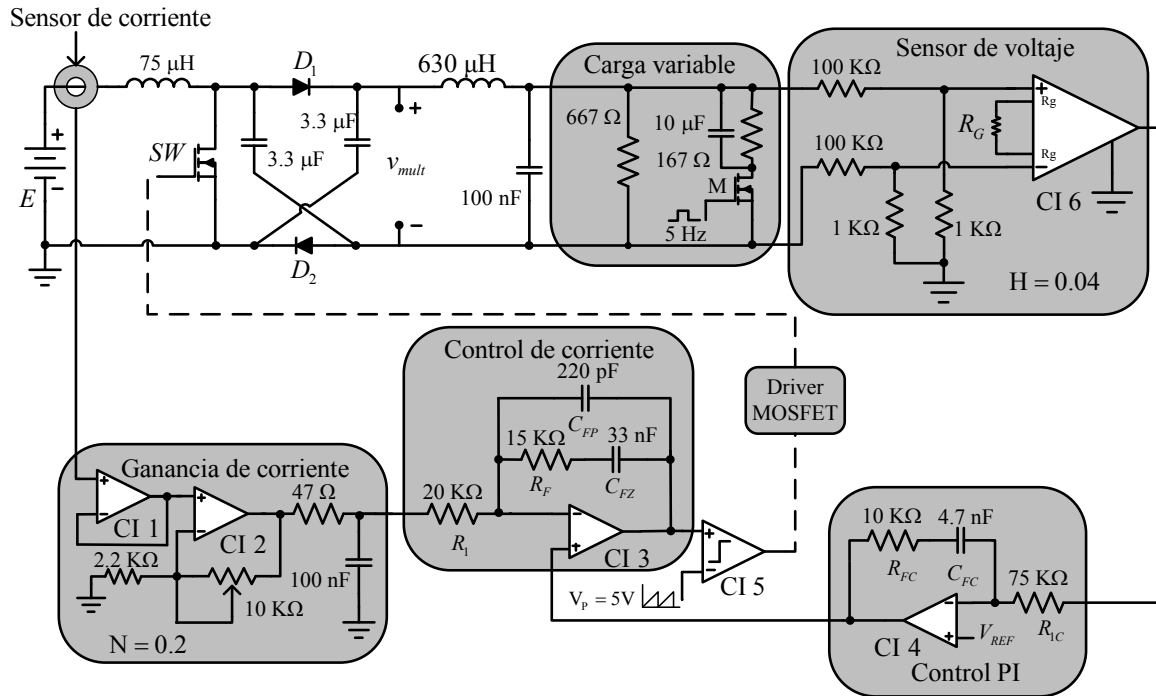
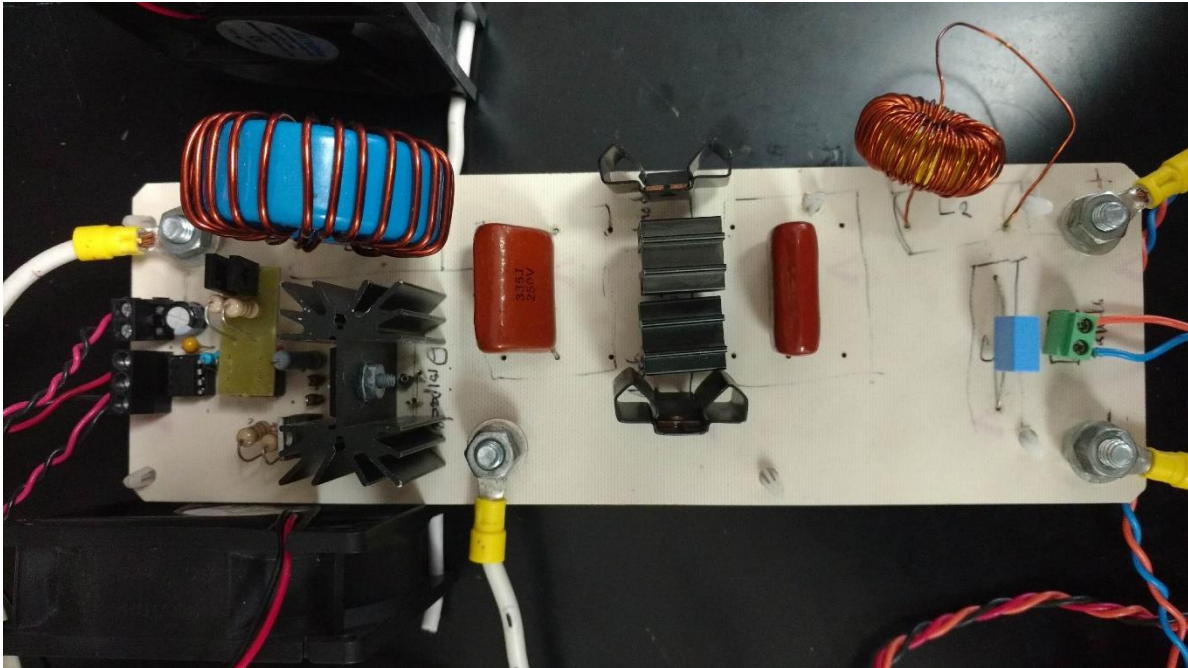


Figura 5.1. Diagrama esquemático del regulador conmutado basado en el convertidor  $CD-CD$  elevador con una celda multiplicadora de voltaje.

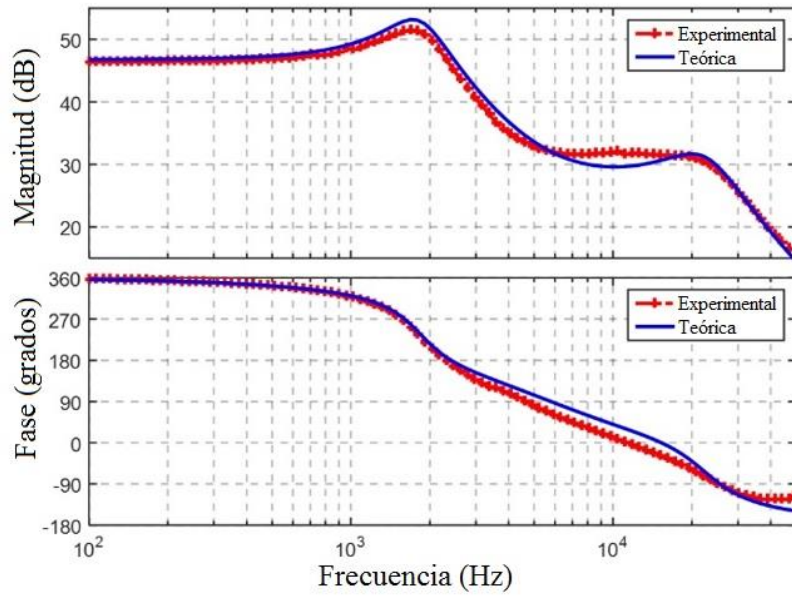
Como se observa en el diagrama esquemático, el voltaje de salida es flotante respecto al nodo conectado a la terminal negativa de la fuente de alimentación. Por este motivo, es necesario construir un circuito para medir el voltaje diferencial aplicado a la carga; dicho circuito se construye utilizando un amplificador de instrumentación y divisores resistivos formados con resistencias de precisión. Para ajustar la ganancia del amplificador se utiliza un potenciómetro de precisión indicado como  $R_G$ . Para medir la corriente en el inductor de entrada se utiliza un sensor de corriente LA50P fabricado por LEM Manufacturing. El convertidor construido en el laboratorio se muestra en la Figura 5.2.



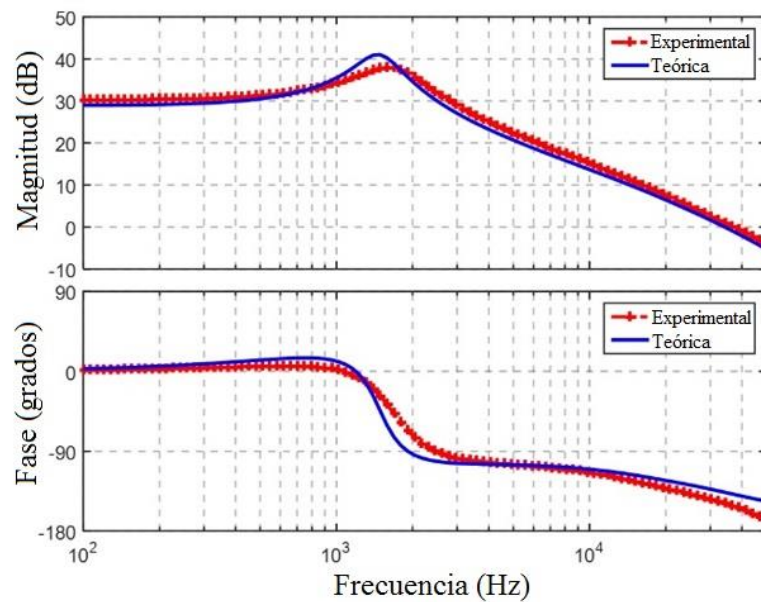
*Figura 5.2. Prototipo experimental del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje.*

### **5.1.1 Pruebas en lazo abierto**

Inicialmente se llevaron a cabo pruebas del convertidor sin tener implementado el controlador. Para validar los modelos matemáticos del convertidor se obtuvieron las respuestas en frecuencia de forma teórica y experimental de las funciones de transferencia  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  e  $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$ . Las figuras. 5.3 a) y 5.3 b) muestran la comparación entre la respuesta en frecuencia teórica y experimental de las funciones de transferencias dadas por (2.12) y (2.10) respectivamente, incluyendo en ellas el valor de  $V_P$  para una correcta comparación. Para obtener la respuesta en frecuencia experimentalmente en el prototipo se utilizó el Analizador de Respuesta en Frecuencia AP 300, de la marca AP Instruments. Las gráficas resultantes validan los modelos propuestos, ya que son lo cualitativamente exactas, y tanto teórica como la experimental tienen la misma forma, presentando ligeras variaciones entre las magnitudes y fases debidas a los elementos parásitos, que por tener valores muy pequeños, no están incluidos en los modelos teóricos.



(a)



(b)

Figura 5.3. Comparación entre la respuesta en frecuencia teórica y experimental de las funciones de transferencia: (a)  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  y (b)  $\tilde{i}_L(s)/\tilde{u}(s)$ , magnitud (eje y: 10 dB/div) y fase (eje y: 90 grados/div).

La respuesta en el dominio del tiempo se muestra en la Figura 5.4. El ciclo de trabajo del convertidor se ajustó a un valor de  $U=0.79$  con lo que se produce un voltaje de salida  $v_o$  con valor de 200 V. En esta gráfica puede observarse también el efecto de multiplicación de voltaje debido a las conexiones en serie y en paralelo

de los capacitores  $C_S$  a través de los diodos  $D_1$  y  $D_2$ . Como se observa, el voltaje aplicado al filtro de salida  $LC$  cambia de 112 V cuando los capacitores se conectan en paralelo a 224 V cuando se conectan en serie.

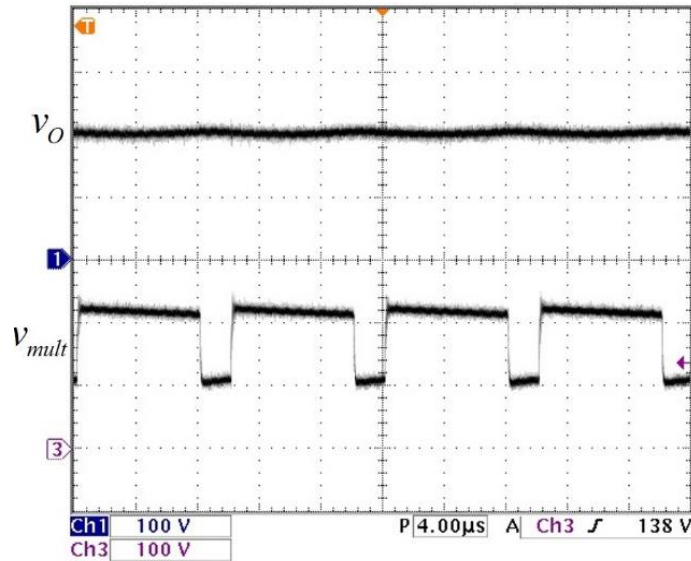


Figura 5.4. Efecto multiplicador de la celda:  $v_{mult}$  (eje-y: 100 V/div), voltaje de salida  $v_O$  (eje-y: 100 V/div), (eje-x: tiempo 4  $\mu$ s/div).

Las corrientes de los inductores  $i_{L_1}$  y  $i_{L_2}$  son mostradas en la Figura 5.5. El valor promedio de la corriente en el inductor de entrada es 14 A, mientras que la corriente promedio en el inductor de salida es 1.5 A. Cuando se realizan los cambios de carga a una frecuencia de 5 Hz el voltaje de salida cambia de 200 V a plena carga a 220 V al 20% de carga debido a que no hay un regulador que genere una señal de control y corrija estos cambios. Este efecto se muestra en la Figura 5.6.



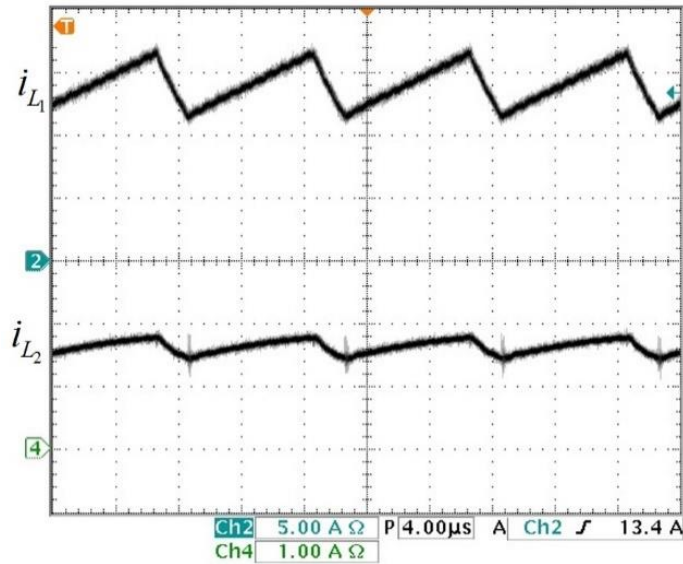


Figura 5.5. Corriente en los inductores: corriente en  $L_1$  (eje-y: 5 A/div) y corriente en  $L_2$  (eje-y: 1 A/div) (eje-x: tiempo 4  $\mu$ s/div).

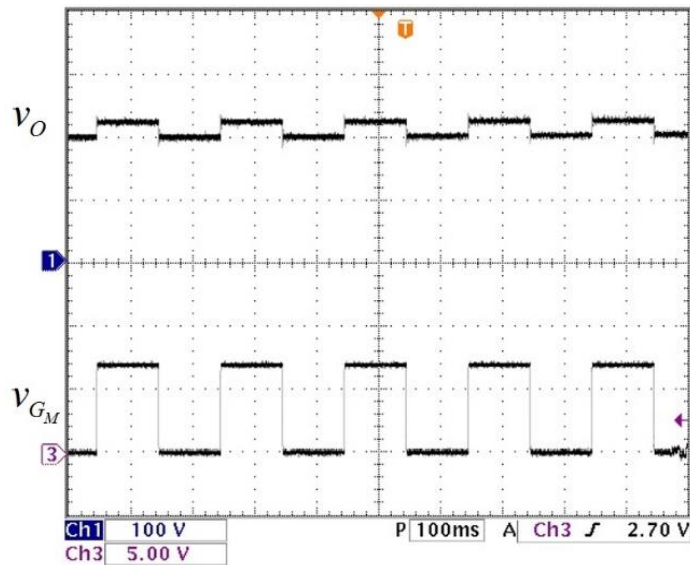
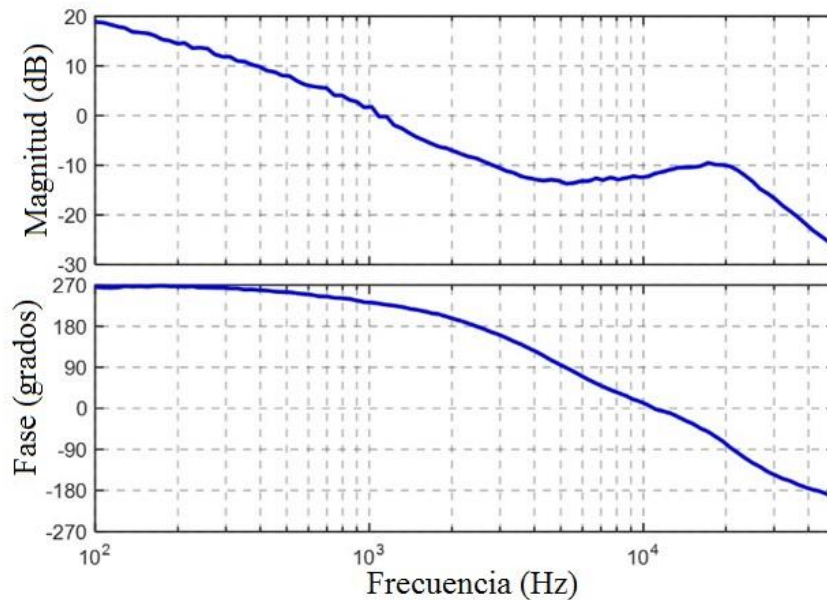


Figura 5.6. respuesta en el tiempo del convertidor sin controlador a cambios de carga: voltaje de salida  $v_O$  (eje-y: 100 V/div) y señal de disparo del MOSFET  $M$   $v_{G_M}$  (eje-y: 5 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).

### 5.1.2 Pruebas en lazo cerrado

Posteriormente se implementó el lazo de control para analizar el comportamiento del regulador conmutado. La respuesta en frecuencia experimental de las ganancias de los lazos de corriente y de voltaje se obtuvo

por medio del Analizador de Respuesta en Frecuencia AP300. La ganancia del lazo de corriente tiene un margen de ganancia es de 26 dB con un margen de fase de de  $65^\circ$  y un ancho de banda de 5 kHz. La respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de voltaje se ilustra en la Figura 5.7; cómo se puede observar, tiene una caída de -20 dB/dec en el cruce por cero dB y un ancho de banda de 1.1 kHz. Su margen de ganancia es de 10 dB y su margen de fase de  $57^\circ$ , con lo cual la estabilidad robusta se garantiza.



*Figura 5.7. Respuesta experimental de la ganancia de lazo de voltaje a carga nominal: magnitud (eje y: 10 dB/div), Fase (eje y: 90 grados/div).*

El voltaje de salida del convertidor cuando se aplican cambios de carga periódicos a una frecuencia de 5 Hz se muestra en la figura 5.8. Se observa que  $v_o$  se mantiene regulado ante dichos cambios, con lo cual se concluye que el controlador tiene un buen comportamiento ante los cambios abruptos de carga.

Para simular cambios en el voltaje de entrada se hizo variar el nivel de voltaje de la fuente de alimentación de forma sinusoidal de un máximo de 27 V a un valor mínimo de 21 V a una frecuencia de 5 Hz, como se muestra en la figura 5.9.

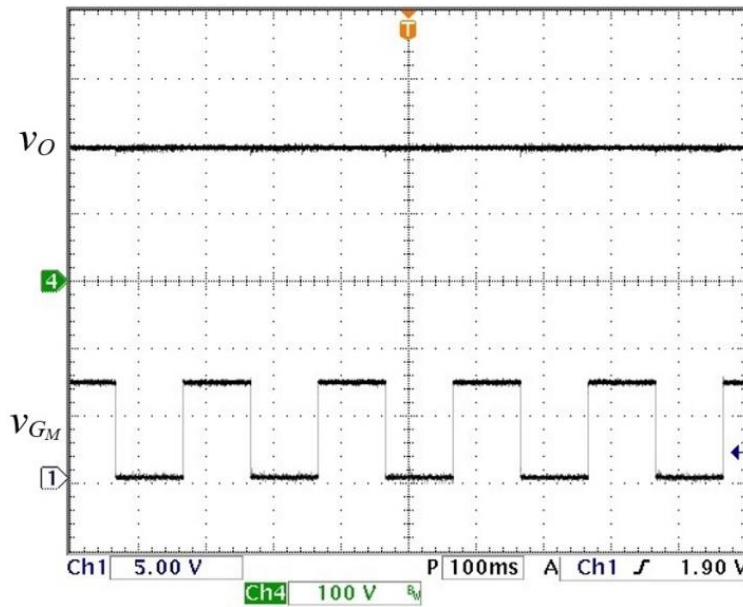


Figura 5.8. Respuesta en el tiempo del convertidor con controlador ante cambios de carga: voltaje de salida  $v_O$  (eje-y: 100 V/div, señal de disparo del MOSFET  $M$   $v_{G_M}$  (eje-y: 5 V/div) (eje x: tiempo 100 ms/div).

Como se puede notar en la Figura 5.9, el voltaje de salida permanece constante, con lo cual se concluye que el controlador tiene una adecuada respuesta ante cambios en el voltaje de entrada. Cuando la misma prueba es realizada con el convertidor sin controlador, el voltaje de salida cambia de forma sinusoidal con la misma frecuencia y alcanza un valor máximo de 225 V y un valor mínimo de 175 V respectivamente.

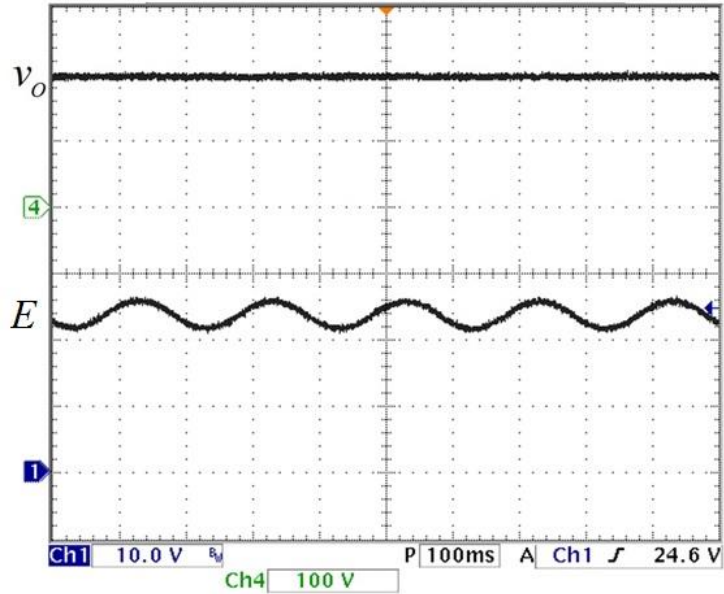


Figura 5.9. Respuesta en el tiempo del convertidor con controlador ante cambios en el voltaje de entrada: voltaje de salida  $v_O$  (eje-y: 100 V/div), voltaje de entrada  $E$  (eje-y: 10 V/div) (eje x: tiempo 100 ms/div).

También se realizó la prueba de eficiencia del convertidor conmutado, cuyo resultado se muestran en la figura 5.10. Se encuentra que la eficiencia a carga nominal es alrededor del 97%.

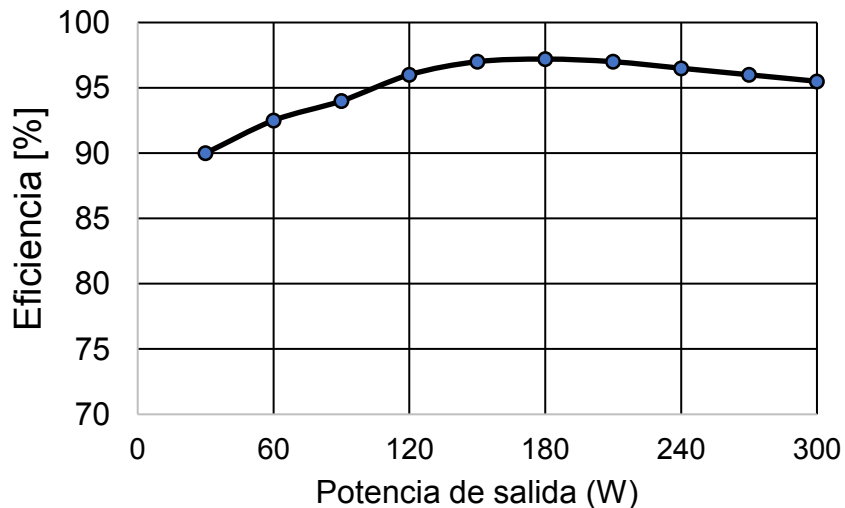


Figura 5.10. Eficiencia del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje

## 5.2. REGULADOR CONMUTADO BASADO EN EL CONVERTIDOR CUADRÁTICO CON CELDA MULTIPLICADORA DE VOLTAJE

Los parámetros bajo los que se diseñó el convertidor que sirve de base para el regulador conmutado se muestran en la Tabla 5.5. A partir de ellos se calcularon los diversos elementos empleados físicamente.

**Tabla 5.5. Parámetros de diseños del convertidor cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje**

$E = 24 \text{ V}$	$V_O = 220 \text{ V}$	$\varepsilon_{v_{C1}} = 2\%$
$\varepsilon_{v_{CS}} = 1\%$	$\varepsilon_{v_{CO}} = 1\%$	$\varepsilon_{i_{L1}} = 10\%$
$\varepsilon_{i_{L2}} = 10\%$	$\varepsilon_{i_{LO}} = 10\%$	$U = 0.594$
Potencia = 300 W	$f_S = 100 \text{ kHz}$	

Los valores de voltaje fueron seleccionados para utilizar el convertidor como interfaz con fuentes renovables de energía eléctrica que proporcionan bajos niveles de voltajes, como son los paneles solares o las celdas de combustible.

Los rizados de voltaje en los capacitores y de corriente en los inductores se proponen de acuerdo a la sección 2.3, utilizando las relaciones de las expresiones (3.18) a (3.23) para calcular los valores de los capacitores y de los inductores. Los componentes utilizados para realizar el regulador conmutado basado en el convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje se muestran en la Tabla 5.6. Con estos componentes se obtuvieron los siguientes rizados de voltaje en los capacitores y de corriente en los inductores:  $\varepsilon_{v_{C1}} = 1.89\%$ ,  $\varepsilon_{v_{CS}} = 0.63\%$ ,  $\varepsilon_{v_{CO}} = 0.41\%$ ,  $\varepsilon_{i_{L1}} = 8.56\%$ ,  $\varepsilon_{i_{L2}} = 9.9\%$  y  $\varepsilon_{i_{LO}} = 10\%$ .

**Tabla 5.6. Componentes del regulador conmutado**

Componente	Valor
Inductor $L_1$	60 $\mu\text{H}$
Inductor $L_2$	260 $\mu\text{H}$
Inductor $L_O$	750 $\mu\text{H}$
Capacitores $C_1$	15 $\mu\text{F}$

Capacitores conmutados $C_S$	4.7 $\mu$ F
Capacitor de salida $C_O$	330 nF
Resistencia de carga $R_O$	161 $\Omega$
Diodos $D_1$ y $D_2$	(Schottky) DSA120C150QB
Diodos $D_3$ y $D_4$	40EPF08
MOSFET SW y M	IRF4668
MOSFET M	IRF350
IC 1 - IC 2	TL81
IC 3	LM 311
IC 6	1NA129
Sensor de corriente	LA50P

Una comparación entre los voltajes de estrés en los elementos de conmutación en un convertidor elevador cuadrático y el convertidor elevador cuadrático con celda multiplicadora de voltaje se muestra en la tabla 5.7; se observa que para los mismos valores de voltajes de entrada y salida en ambos convertidores el ciclo de trabajo es menor al agregar la celda multiplicadora de voltaje y como resultado se obtiene un voltaje de estrés menor en sus elementos de conmutación.

**Tabla 5.7. Comparación de los voltajes de estrés en dispositivos de conmutación**

Parámetro	Convertidor elevador cuadrático	Convertidor elevador cuadrático con CMV
Ciclo de trabajo	0.670	0.594
Voltaje de estrés en el MOSFET	220 V	138 V
Voltaje de estrés en diodo $D_1$	72.6 V	56 V
Voltaje de estrés en el diodo $D_2$	147.4 V	82 V
Voltaje de estrés en el diodo $D_3$ ( $D_4$ )	220 V	138 V

Para realizar el análisis de las funciones de transferencia  $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$  y  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  del convertidor cuadrático con celda multiplicadora de voltaje se obtuvieron estas por medio de Matlab utilizando los valores de los componentes mostrados en la tabla 5.6.

La función de transferencia de la corriente del inductor de entrada con respecto al ciclo de trabajo está dada por:

$$\frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{951.54 \times 10^3 s^5 + 23.87 \times 10^9 s^4 + 4.90 \times 10^{15} s^3 + 43.31 \times 10^{18} s^2 + 2.52 \times 10^{24} s + 7.47 \times 10^{27}}{s^6 + 18.82 \times 10^3 s^5 + 4.92 \times 10^9 s^4 + 16.48 \times 10^{12} s^3 + 2.27 \times 10^{18} s^2 + 3.26 \times 10^{21} s + 55.01 \times 10^{24}} \quad (5.3)$$

mientras que la función de transferencia del voltaje de salida respecto al ciclo de trabajo está dada por:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{u}(s)} = \frac{560.34 \times 10^9 s^4 - 4.47 \times 10^{15} s^3 + 442.17 \times 10^{18} s^2 - 2.91 \times 10^{24} s + 65.73 \times 10^{27}}{s^6 + 18.82 \times 10^3 s^5 + 4.92 \times 10^9 s^4 + 16.48 \times 10^{12} s^3 + 2.27 \times 10^{18} s^2 + 3.26 \times 10^{21} s + 55.01 \times 10^{24}} \quad (5.4)$$

La función de transferencia  $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{u}(s)$  tiene sus ceros localizados en  $\{-8.62 \times 10^3 \pm j65.53 \times 10^3, -2.23 \times 10^3 \pm j23.96 \times 10^3, -3.06 \times 10^3\}$ , y sus polos están localizados en  $\{-8.60 \times 10^3 \pm j65.58 \times 10^3, -81.91 \pm j22.80 \times 10^3, -707.60 \pm 5.03 \times 10^3\}$ . Se observa que tanto sus polos como sus ceros están localizados del lado izquierdo del plano complejo, por lo tanto, es estable y de fase mínima. La función  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{u}(s)$  tiene sus ceros localizados en  $\{-474.20 \pm j24.55 \times 10^3, 4.45 \times 10^3 \pm j13.21 \times 10^3\}$  y el mismo denominador. Por lo tanto, esta función de transferencia es estable y de fase no mínima, ya que sus ceros están localizados en la parte derecha del plano complejo. Por esta razón, si solamente se retroalimenta el voltaje de entrada se puede llegar a la inestabilidad del regulador conmutado [49].

De acuerdo con el procedimiento descrito en las secciones 4.3 y 4.4, el cero del compensador de alta ganancia y el polo del filtro pasa-bajas son establecidos en  $f_z = 219 \text{ Hz}$ ,  $f_p = 72.5 \text{ kHz}$  y el tiempo de integración del controlador  $PI$  es  $T_i = 59.4 \mu\text{s}$ . La ganancia de lazo de voltaje se propone como  $H = 0.041$ , y la ganancia de lazo de corriente se fija como  $N = 0.18$ . El valor pico de la señal diente de sierra es  $V_p = 5 \text{ V}$ . La ganancia del compensador de alta ganancia debe cumplir la siguiente

desigualdad  $G_P < 1.12$  según (4.6). La ganancia experimental es  $G_P = 8.15$ . La ganancia del controlador  $PI$  debe cumplir la desigualdad  $K_P < 0.5$  según (4.11) y en el prototipo experimental se utilizó  $K_P = 0.13$ .

Los valores de los componentes pasivos según el procedimiento descrito en las secciones 4.3 y 4.4 para construir el compensador de alta ganancia, el filtro pasabajas y el controlador  $PI$  se muestran en la tabla 5.8.

**Tabla 5.8. Componentes del controlador corriente promedio**

Componente	Valor	Componente	Valor
Resistencia $R_I$	2.7 k $\Omega$	Capacitor $C_{FP}$	100 pF
Resistencia $R_F$	22 k $\Omega$	Capacitor $C_{FZ}$	33 nF
Resistencia $R_{FC}$	2.7 k $\Omega$	Capacitor $C_{FC}$	22 nF
Resistencia $R_{IC}$	6.8 k $\Omega$		

El comportamiento dinámico del convertidor elevador con una celda multiplicadora de voltaje es estudiado al aplicar cambios de carga. Dichos cambios de carga se generan al conmutar una resistencia de carga adicional de 806.6  $\Omega$  conectada en paralelo con otra de 201.6  $\Omega$  utilizando el MOSFET  $S_I$ , con lo cual se logran cambios en la carga del 100% al 20% con una frecuencia de conmutación de 5 Hz, con lo cual se modifica la corriente que circula por la carga.

El diagrama esquemático del regulador conmutado basado en el convertidor  $CD-CD$  elevador cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje se ilustra en la figura 5.11. Para medir el voltaje de salida y la corriente del primer inductor se utilizaron las mismas técnicas que en el regulador descrito en la sección 5.1.





inductancia. Si la inductancia correspondiente se aumenta de valor, su valor de rizo disminuye.

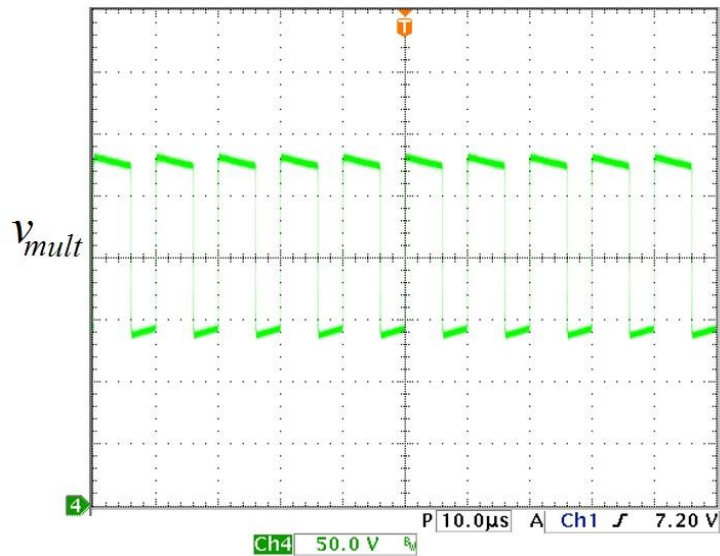


Figura 5.12. Efecto multiplicador  $v_{mult}$  (eje-y: 50 V/div), (eje-x: tiempo 10  $\mu$ s/div).

Al realizar los cambios de carga a una frecuencia de 5 Hz, el voltaje de salida cambia de 220 V a plena carga a 250 V al 20% de carga debido a que no hay un regulador que genere una señal de control y corrija estos cambios. Este efecto se muestra en la figura 5.14.

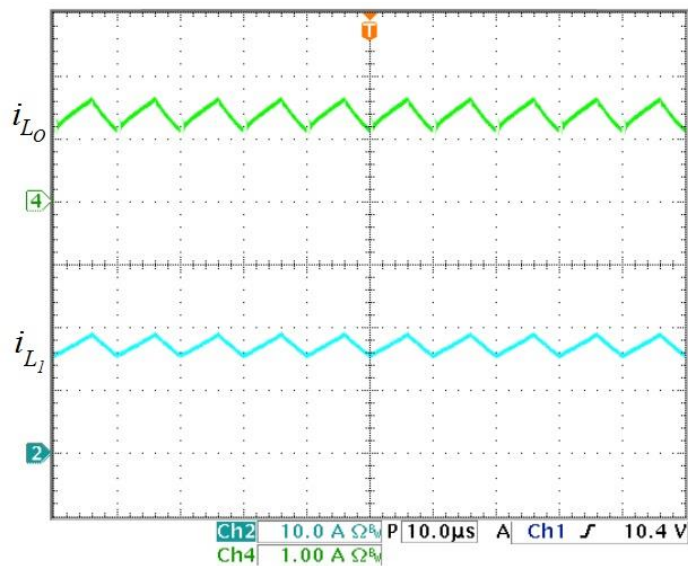


Figura 5.13. Corriente en los inductores: corriente en  $L_1$  (eje-y: 10 A/div), corriente en  $L_0$  (eje-y: 1 A/div) (eje-x: tiempo 10  $\mu$ s/div).

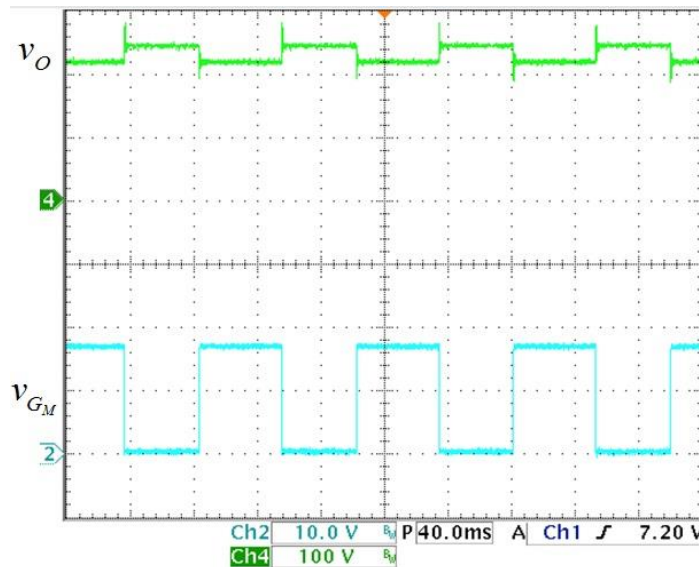
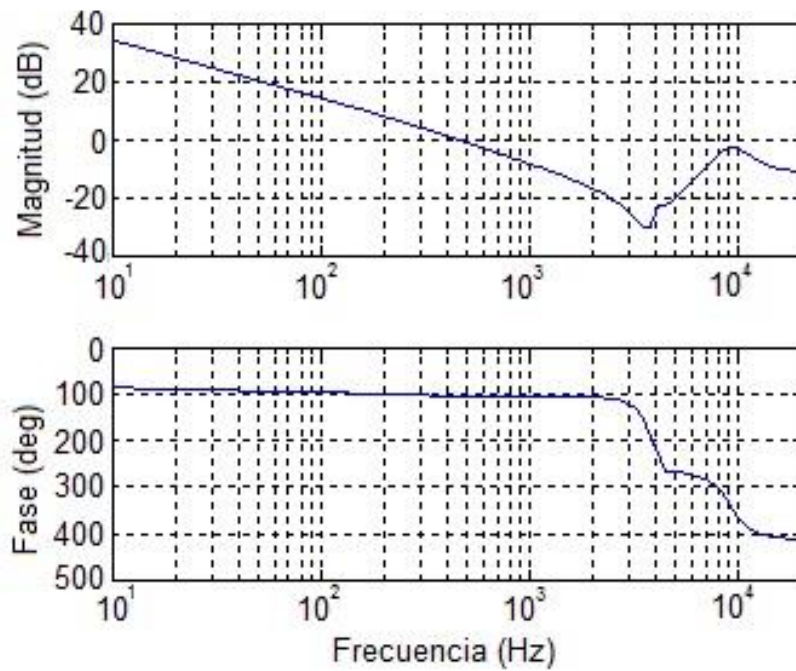


Figura 5.14. Respuesta en el tiempo del convertidor con el controlador a cambios de carga: voltaje de salida  $v_O$  (eje-y: 100 V/div), señal de disparo del MOSFET  $M$   $v_{G_M}$  (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 40 ms/div).

### 5.2.2 Prueba en lazo cerrado

Posteriormente se implementó el lazo de control para analizar el comportamiento del regulador conmutado. La respuesta en frecuencia experimental de la ganancia del lazo de voltaje se obtuvo por medio del Analizador de Respuesta en Frecuencia AP300, y se muestra en la Figura 5.15. Como puede observarse, presenta una caída de -20 dB/dec en el cruce por cero dB y un ancho de banda de 450 Hz. Su margen de ganancia es de 30 dB y su margen de fase de 90 grados, con lo cual la estabilidad robusta se garantiza.



*Figura 5.15. Respuesta experimental de la ganancia de lazo de voltaje a carga nominal: magnitud (eje y: 20 dB/div), Fase (eje y: 100 grados/div).*

El voltaje de salida del convertidor cuando se aplican cambios de carga periódicos a una frecuencia de 5 Hz se muestra en la figura. 5.16. Se observa que  $v_o$  se mantiene regulado ante los cambios de carga, con lo cual se concluye que el controlador tiene un adecuado comportamiento ante los cambios abruptos de carga. Por último, se realizó la prueba de eficiencia del regulador conmutado, cuyo resultado se muestra en la figura. 5.17. Se puede observar que la eficiencia a carga completa es alrededor del 82%.

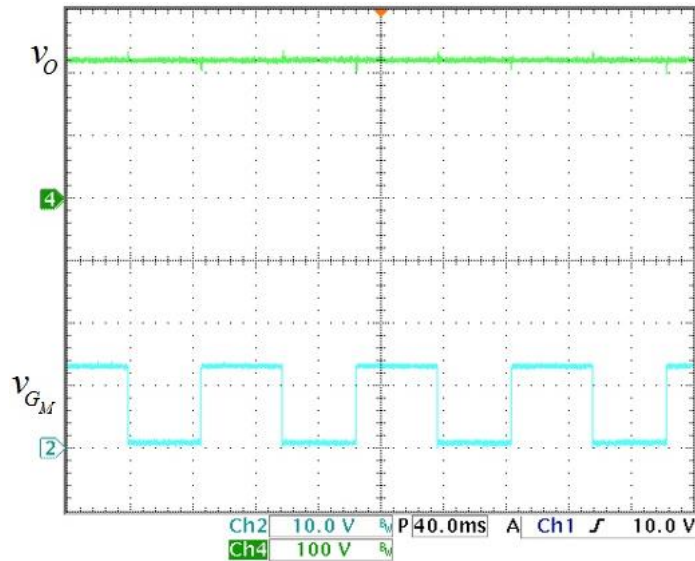


Figura 5.16. Respuesta en el tiempo del convertidor con controlador ante cambios de carga: voltaje de salida  $v_O$  (eje-y: 100 V/div, señal de disparo del MOSFET  $M$   $v_{G_M}$  (eje-y: 5 V/div) (eje x: tiempo 100 ms/div).

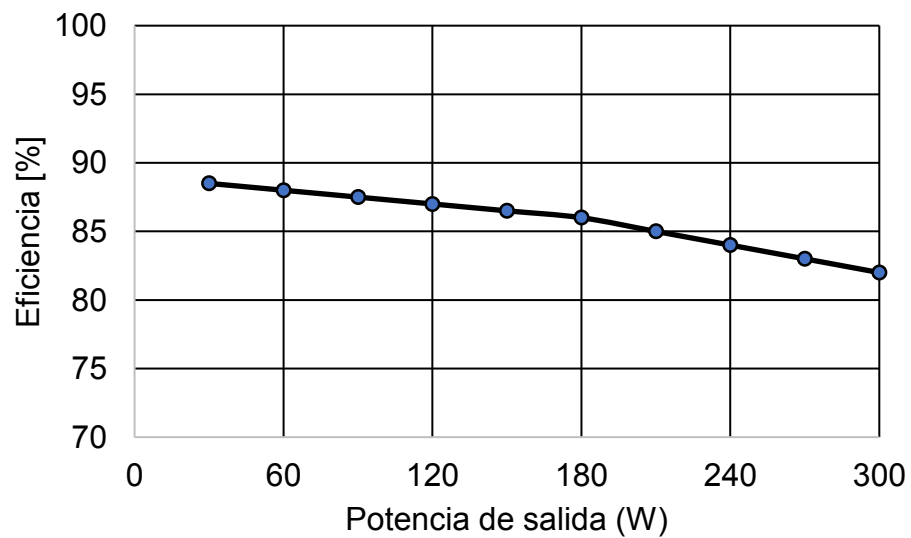


Figura 5.17. Eficiencia del convertidor cuadrático con una celda multiplicadora de voltaje

Los resultados experimentales nos permiten validar los modelos matemáticos obtenidos. Con el diseño y construcción de los prototipos se comprueba como los modelos obtenidos describen acertadamente el comportamiento de los convertidores. Las mediciones de las formas de onda de

voltaje en los capacitores y corriente en los inductores comprueban la exactitud de las expresiones derivadas para calcular el valor de los componentes, así como los valores en estado estable de las variables y los rizados de voltaje y corriente. No obstante que los convertidores tienen un comportamiento no lineal, un modelo lineal y técnicas de análisis para sistemas lineales simplifican el proceso de análisis y diseño tanto de los convertidores como de los controladores implementados. Además, las mediciones de respuesta en frecuencia nos permiten probar la utilidad del procedimiento simplificado de ajuste del controlador, ya que al permitir calcular una aproximación de los componentes pasivos del controlador el proceso de sintonización se realiza con celeridad. Por último, las mediciones de respuesta en frecuencia también nos permiten valorar el desempeño de los reguladores conmutados, con lo cual se verifica la validez del trabajo realizado. En la siguiente sección se dan una serie de conclusiones finales.

---

# CAPÍTULO 6

---

## CONCLUSIONES

### 6.1 CONCLUSIONES

Los convertidores elevadores CD-CD tienen múltiples aplicaciones en la industria, la medicina, los medios de transporte, así como en el procesamiento de energía proveniente de fuentes renovables tales como celdas de combustible, pequeñas turbinas eólicas y otras fuentes especiales. Los convertidores utilizados deben proporcionar amplio rango de conversión entre el voltaje de salida y el de entrada.

La combinación de la celda multiplicadora de voltaje en la estructura de los convertidores elevadores CD-CD propuestos en el presente trabajo de tesis cuentan con varias ventajas, las cuales son una alta ganancia en la conversión entre el voltaje de salida con respecto al de entrada, las corrientes de entrada y de salida son no pulsantes, con lo cual el capacitor de salida se reduce significativamente y presentan un bajo voltaje de estrés en los elementos de conmutación. Dichas ventajas hacen a estos convertidores muy atractivos para ser utilizados en las aplicaciones antes mencionadas. Sin embargo, la alta ganancia de voltaje provoca que el voltaje de salida sea muy sensible a los cambios en el ciclo de trabajo o voltaje de entrada. Por esta razón es necesario la implementación de controladores que garanticen la regulación en el voltaje de salida ante los cambios en la carga o en el voltaje de alimentación.

Se obtuvieron las expresiones para calcular los componentes eléctricos pasivos que forman el convertidor por medio de las especificaciones de los rizados de corriente en los inductores y los rizados de voltaje en los capacitores.

Con el objetivo de mejorar la respuesta dinámica del convertidor al diseñar un controlador apropiado a la misma, se obtuvieron los modelos matemáticos en

variables de estados bilineal conmutado, promedio no lineal y promedio linealizado que permiten describir el comportamiento de los convertidores estudiados, así como las funciones de transferencia que permiten el diseño de los controladores.

Por medio de técnicas basadas en métodos de respuesta en frecuencia, se realizó el diseño de controladores en modo-corriente promedio. Este esquema tiene un buen desempeño ante cambios de carga y un error en estado estable aceptable en el voltaje de salida.

Para cada uno de los convertidores propuestos se desarrolló un procedimiento para sintonizar el controlador basado en expresiones heurísticas que permiten elegir de manera apropiada los valores de los componentes pasivos eléctricos de los controladores propuestos. Con lo anterior se diseñó un controlador que garantiza estabilidad robusta y buena regulación del voltaje de salida.

Los resultados experimentales que se obtienen permiten validar los resultados teóricos que se presentan en este trabajo de tesis.

## **6.2 ARTÍCULOS REALIZADOS**

Durante la realización de mis estudios doctorales se lograron los siguientes trabajos que sirvieron como base para mi tesis:

1.- R. Mota-Varona, M. G., Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, D. Langarica-Cordoba, "Analysis and Design of a Switched-Capacitor Step-up Converter for Renewable Energy Applications", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Milwaukee, EE.UU., 2016.

2.- J. Leyva-Ramos, R. Mota-Varona, M.G. Ortiz-Lopez, L.H. Diaz-Saldierna, D. Langarica-Cordoba, "Control Strategy of a Quadratic Boost Converter with Voltage Multiplier Cell for High Voltage Gain," IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 5, no. 4, pp. 1761-1770, Dec. 2017.

3.- R. Mota-Varona, M. G. Ortiz-Lopez, D. Langarica-Córdoba, J. Leyva-Ramos, "Switching Regulator Based on a High Voltage Gain DC-DC Converter with Non-



Pulsating Input/output Currents,” IET Power Electron., vol. 11, no. 7, pp. 1248-1256, Mar. 2018.

### **6.3. TRABAJO FUTURO**

Se prevé extender el estudio del uso de celdas multiplicadoras de voltaje tanto formadas por capacitores conmutados como por inductores conmutados a otras configuraciones de convertidores. Los convertidores a combinar con las celdas pueden ser tanto de tipo elevador, reductor, así como reductor-elevador. El uso de estas celdas, permitirá aumentar su relación de conversión según sea el caso, y es de esperarse como en los casos estudiados, lograr disminuir los voltajes de estrés en los elementos de conmutación.

## REFERENCIAS

- [1] A. Moglestue, "From mercury arc to hybrid breaker," *ABB Review*, vol.2, no. 1, pp. 70-78, 2013.
- [2] P. T. Krein, "DC-DC Converters" in *Elements of Power Electronics*, New York, New York, USA: Oxford University Press, 1998, pp. 119-161.
- [3] F. Blaabjerg, Z. Chen and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power Generation systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 184-1194, Sep. 2004.
- [4] F. Evran and M.T. Aydemir, "Isolated High Step-Up DC-DC Converter With Low Voltage Stress," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 7, pp. 3591-3603, Jul. 2014.
- [5] Y. Tang, T. Wang and Y. He, "A Switched-Capacitor-Based Active Network Converter With High Voltage Gain," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2959-2968, Jun. 2014.
- [6] L. H. S. C. Barreto, P. Peixoto Praca, D. S. Oliveira and R. N. A. L. Silva, "High-Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Commutation Cell for Battery Charging Using PV Panels in a Single Conversion Stage," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 150-158, Jan. 2014.
- [7] K.-C. Tseng, C.-A. Cheng and C.-T. Chen, "High Step-Up Interleaved Boost Converter for Distributed Generation Using Renewable and Alternative Power Sources," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 713-722, Jun. 2017.
- [8] S. Saravanan and N. R. Babu, "Design and Development of Single Switch High Step-Up DC-DC Converter," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 855-863, Jun. 2018.
- [9] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage Boosting Techniques, Topologies, and Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec.2017.

- [10] A. Ioinovici, "Switched-capacitor power electronics circuits", *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 37-42, 2001.
- [11] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switch Inductor Structures For Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters", *IEEE Trans. Circuits and Syst I.*, vol. 55, no. 3, pp. 687-696, Mar 2008.
- [12] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Shenkman and G. Golan, "Diode-capacitor voltage multipliers combined with boost-converters: topologies and characteristics," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 6, pp. 873-884, Jul. 2012.
- [13] Y. Berkovich, B. Axelrod, "Switched-coupled inductor cell for DC-DC converters with very large conversion ratio", *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 309-315, 2006.
- [14] J. C. Rosas-Caro, J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, A. Gonzalez-Rodriguez, E. N. Salas-Cabrera, R. Castillo-Ibarra. "A family of dc-dc multiplier converters," *Eng. Lett.*, vol. 19, no. 1, pp. 57-67, Feb. 2011.
- [15] R. Mota-Varona, M.G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, and D. Langarica-Cordoba, (2016, Sep.), "Analysis and design of a switched-capacitor step-up converter for renewable energy application," in Proc. *IEEE-ECCE 2016*, pp. 1-6.
- [16] S.-K. Changchien, T.-J. Liang, J.-F. Chen, L.-S. Yang, "Novel High Step-Up DC-DC Converter for Fuel Cell Energy Conversion System", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2007-2017, Jun 2010.
- [17] B. Axelrod, Y. Beck, Y. Berkovich, "High step-up DC-DC converter based on the switched-coupled-inductor boost converter and diode-capacitor multiplier: steady state and dynamics", *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 8, pp. 1420-1428, Feb 2015.
- [18] Y. Tang, D. Fu, T. Wang, Z. Xu, "Hybrid Switched-Inductor Converters for High Step-Up Conversion". *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1480-1490, Mar 2015.
- [19] Y. Tang, T. Wang, Y. He, "A Switched-Capacitor-Based Active-Network Converter with High Voltage Gain", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2959-2968, Jun 2014.

- [20] Y. Tang, T. Wang, D. Fu, "Multicell Switched-Inductor/Switched Capacitor Combined Active-Network Converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 2063–2072, 2014
- [21] Y. Tang, T. Wang, "Study of An Improved Dual-Switch Converter With Passive Lossless Clamping", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 972-981, Feb 2015.
- [22] R. Mota-Varona, M. G. Ortiz-Lopez, D. Langarica-Córdoba, J. Leyva-Ramos, "Switching Regulator Based on a High Voltage Gain DC-DC Converter with Non-Pulsating Input/output Currents," *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 7, pp. 1248-1256, Mar. 2018.
- [23] H. Matsuo and K. Harada, "The cascade connection of switching regulators," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 12, no. 2, pp. 192-198, Mar. 1976.
- [24] J. A. Morales-Saldaña, E. E. Carbajal-Gutierrez and J. Leyva-Ramos, "Modeling of switch-mode DC-DC cascade converters," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 38, no. 1, pp. 295-299, Jan. 2002.
- [25] T.-F. Wu and T.-H. Yu, "Unified approach to developing single stage power converters," *IEEE Trans. Aerosp. Electron Syst.*, vol. 34, pp. 211-223, Jan. 1998.
- [26] B. F. Pires, D. Foito, J. F. Silva, "A single switch hybrid DC/DC converter with extended static gain for photovoltaic application", *Elect. Power Syst. Res.*, vol. 146, pp. 228-235, May 2017.
- [27] N. Genc, Y. Koc, "Experimental verification of an improved soft switching cascade boost converter", *Elect. Power Syst. Res.*, vol. 149, pp. 1-9, Aug 2017.
- [28] F. L. Luo and H. Ye, "Positive Output Cascade Boost Converters," in *Advanced DC/DC Converters*, Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2003, pp. 325-330.
- [29] F. L. Luo and H. Ye, "Positive output cascade boost converters," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 131, no. 5, pp. 590-606, Sep. 2004.

- [30] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, J. A. Morales Saldana, "Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios," *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 5, pp. 605-613, Sep. 2009.
- [31] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, M. Martinez-Cruz, "Average current controlled switching regulators with cascade boost converters," *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 1-10, Jan. 2011.
- [32] Y.-M. Ye and K. W. E. Cheng, "Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 5, pp. 1162-1170, May. 2014.
- [33] O. Lopez-Santos, L. Martinez-Salamero, G. Garcia, H. Valderrama-Blavi, and D. O. Mercuri, "Efficiency analysis of a sliding-mode controlled quadratic boost converter," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 364-373, Feb. 2013.
- [34] K. Patidar, A. C. Umaricar, "High step-up converters based on quadratic boost converter for micro inverter", *Elect. Power Syst. Res.*, vol. 119, pp. 168-177, Feb 2015.
- [35] S.-M. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang and J.-F. Chen, "A cascaded high step-up DC-DC converter with single switch for microsource applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1146-1153, Apr. 2011.
- [36] X. Hu and C. Gong, "A high voltage gain DC-DC converter integrating coupled inductor diode-capacitor techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 789-800, Feb. 2014.
- [37] N. Zhang, D. Sutanto, K. Muttaki, B. Zhang and D. Qiu, "High-voltage-gain quadratic boost converter with voltage multiplier," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 12, pp. 2511-2519, Dec. 2015.
- [38] B. Axelrod, Y. Berkovich and A. Ionovici, "Switched capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters," *IEEE Trans. Cir and Sys. I: Reg. Papers*, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, Mar. 2008.
- [39] J. E. Valdez-Resendiz, J. C. Rosas-Caro, J. C. Mayo-Maldonado, A. Llamas-Terres, "Quadratic boost converter based on stackable switching stages," *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 8, pp. 1373-1381, Oct. 2018.

- [40] J. Leyva-Ramos, R. Mota-Varona, M.G. Ortiz-Lopez, L.H. Diaz-Saldierna, D. Langarica-Cordoba, "Control Strategy of a Quadratic Boost Converter with Voltage Multiplier Cell for High Voltage Gain," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 5, no. 4, pp. 1761-1770, Dec. 2017.
- [41] Y. Zhang; J.-T. Sun and Y.-F. Wang, "Hybrid Boost Three-Level DC-DC Converter With High Voltage Gain for Photovoltaic Generation Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3659-3664, Aug. 2013.
- [42] K.-C. Tseng, C.-C. Huang and W.-Y. Shih, "A High Step-Up Converter with a Voltage Multiplier Module for a Photovoltaic System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 3047-3057, Jun. 2013.
- [43] K.-C. Tseng, C.-C. Huang and C.-A. Cheng, "A High Step-Up Converter with Voltage-Multiplier Modules for Sustainable Energy Applications," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 1100-1108, Dec. 2015.
- [44] J. Leyva-Ramos, J. M. Lopez-Cruz, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, "Switching Regulator Using a High Step-Up Voltage Converter for Fuel-Cell Modules", *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 8, pp. 1626-1633, Jun 2013.
- [45] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, May. 2009.
- [46] E. I. Vazquez-Oviedo, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, and J. Leyva-Ramos, "Modeling study of a combined fuel-cell stack/switch mode DC-DC converter," *ASME J. Fuel Cell Sci Technol.*, vol. 11, no. 1, Nov. 2014.
- [47] E. V. Dijk, J. N. Spruijt, D. M. O'Sullivan, J. B. Klassens, "PWM-Switch Modelling of DC-DC Converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 659-665, 1995.
- [48] P. T. Krein, J. Bentsman, R. Bass, B. Leisietre, "On the Use of the Averaging for the Analysis of the Electronic Systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 182-189, 1990.
- [49] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, M. Martinez-Cruz, "Average Current Controlled Switching Regulators with Cascade Boost Converters", *IET Power Electron.*, vol 4, no. 1, pp. 1-10, Jan 2010.

- [50] R. W. Erickson, D. Maksimovic, "Principles of Steady-State converter analysis," in *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. New York, NY, USA: Kluwer Academic Publishers, 2004, ch. 2, sec. 2.2, pp. 15-22.
- [51] W. Tang, F. Lee, R. B. Ridley, "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control", *IEEE T. Power Electron.*, vol. 8, no. 2, pp.112-119, 1993.
- [52] K. Zhou, J. C. Doyle, 'Essentials of Robust Control', Prentice-Hall, Inc, 1998