



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

POSGRADO EN CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS

**MODELADO Y CONTROL DE CONVERTIDORES
ELEVADOR / REDUCTOR PARA EL PROCESAMIENTO
DE ENERGÍA DE BATERÍAS DE IONES DE LITIO**

Tesis que presenta

Juan Antonio Villanueva Loredó

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., 29 de agosto de 2023



Constancia de aprobación de la tesis

La tesis “**Modelado y Control de Convertidores Elevador/reductor para el Procesamiento de Energía de Baterías de Iones de Litio**” presentada para obtener el Grado de Doctor en Control y Sistemas Dinámicos fue elaborada por **Juan Antonio Villanueva Loredo** y aprobada el **29 de agosto de 2023** 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
Director de la tesis

Dr. Juan Gonzalo Barajas Ramírez
Sinodal

Dr. Diego Langarica Córdoba
Sinodal

Dr. Pánfilo Raymundo Martínez Rodríguez
Sinodal

Dr. Erick Campos Cantón
Sinodal



Créditos Institucionales

Esta tesis fue elaborada en el Laboratorio de Procesamiento Eficiente de Energía de la División de Control y Sistemas Dinámicos 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 No. de registro 614339 y del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A. C.

Dedicatoria

Este trabajo de tesis lo dedico a mi esposa y a mis hijas porque son la motivación para cumplir mis metas.

Agradecimientos

Agradezco al Dr. Jesús Leyva Ramos por compartirme de su conocimiento y por su dedicación a mi trabajo de tesis.

A la Dra. Ma. Guadalupe Ortiz López por su apoyo y colaboración en nuestra investigación.

A los sinodales y profesores que se dieron tiempo de estar al pendiente de mis avances.

Al CONACYT por el apoyo económico y al IPICYT por darme la oportunidad de estudiar un doctorado.

A todos mis amigos y familiares que siempre estuvieron presentes apoyándome en mis estudios.

Contenido

Constancia de aprobación de la tesis.....	ii
Créditos Institucionales	iii
Dedicatoria.....	v
Agradecimientos	vi
Contenido	vii
Lista de tablas.....	ix
Lista de figuras.....	x
Abreviaturas y simbología	xiv
Abstract.....	xvi
Capítulo 1: Introducción	1
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Baterías de iones de litio.	2
1.3 Convertidores clásicos con reducción y elevación de voltaje.	4
1.4 Convertidores de voltaje con procesamiento de energía redundante reducida.	6
1.5 Estimación de la eficiencia.....	9
1.6 Justificación.....	11
1.7 Objetivo	12
1.8 Estructura de la tesis.	13
Capítulo 2: Convertidor SEPIC con celda de inductores	15
2.1 Características del convertidor	15
2.2 Diseño del prototipo.....	17
2.3 Comparación entre capacitancias e inductancias.	23
2.4 Estructura asilada del SEPIC-CI.....	26
2.5 Estimación de la eficiencia del convertidor.	27
Capítulo 3: Convertidor elevador/reductor con estructura de procesamiento de energía redundante reducida	30
3.1 Características del convertidor	30
3.2 Análisis y diseño del convertidor.....	34
3.3 Modelado y análisis dinámico del convertidor.....	41
3.4 Diseño del prototipo.....	45
3.5 Pruebas experimentales en lazo abierto	49

Capítulo 4: Diseño del controlador de los convertidores	56
4.1 Controlador en modo-corriente.	56
4.2 Controlador del convertidor SEPIC con celda de inductores.	60
4.3 Controlador del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.	67
Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro	74
5.1 Conclusiones	74
5.2 Trabajo futuro	75
5.3 Artículos realizados	76
Referencias.....	78

Lista de tablas

Tabla 2.1	Parámetros del convertidor SEPIC-CI.....	19
Tabla 2.2	Valores de los componentes del convertidor SEPIC-CI.....	19
Tabla 2.3	Pérdida de potencia en cada elemento del convertidor SEPIC-CI.	29
Tabla 3.1	Parámetros del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	46
Tabla 3.2	Valores de diseño de los componentes del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	46
Tabla 3.3	Pérdidas de potencia individuales del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	48
Tabla 3.4	Localización de polos y ceros de las funciones de transferencia del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.....	49
Tabla 3.5	Comparación entre los convertidores propuestos y otras estructuras.....	55

Lista de figuras

Figura 1.1	Mecanismo de reacción de las baterías de iones de litio: a) descarga b) carga	3
Figura 1.2	Convertidores con reducción y elevación de voltaje: a) reductor-elevador, b) Cúk, y c) SEPIC	5
Figura 1.3	Convertidor elevador-reductor en cascada.....	6
Figura 1.4	Esquema puertos de un convertidor en estructura no cascada	7
Figura 1.5	Flujos de potencia: a) tipo I, b) tipo II, c) tipo III	7
Figura 1.6	Tipos de configuración de flujos de potencia en convertidores de dos etapas: a) tipo I-I, b) tipo I-II, c) tipo I-III, d) tipo II-III.....	8
Figura 1.7	Representación del inductor con su resistencia parasita.....	9
Figura 1.8	Representación del capacitor con su resistencia parasita	10
Figura 1.9	Representación del diodo y su caída de voltaje	10
Figura 1.10	Representación del MOSFET y su resistencia parasita.....	11
Figura 1.11	Convertidor elevador/reductor para regular voltaje en baterías Li-ion.....	12
Figura 2.1	Convertidor SEPIC-CI.....	16
Figura 2.2	Circuito del convertidor con el interruptor activo encendido.....	17
Figura 2.3	Circuito del convertidor con el interruptor activo apagado.....	17
Figura 2.4	PCB del convertidor SEPIC-CI.....	20
Figura 2.5	Capacitores electrolíticos	20
Figura 2.6	Gráfica de rizo del voltaje de salida con capacitor electrolítico (eje-y: 5 V/div), (eje-x: tiempo 4 μ s/div)	21
Figura 2.7	Gráfica de simulación del rizo del voltaje del capacitor de salida sin resistencia parasita (eje-y: 2 V/div), (eje-x: tiempo 10 μ s/div).	21
Figura 2.8	Gráfica de simulación del rizo del voltaje del capacitor de salida con resistencia parasita (eje-y: 2 V/div), (eje-x: tiempo 10 μ s/div).....	22
Figura 2.9	Capacitor de polímero orgánico de aluminio.....	22
Figura 2.10	Gráfica de rizo del voltaje de salida con capacitor de polímero orgánico de aluminio (eje-y: 5 V/div), (eje-x: tiempo 4 μ s/div).....	23
Figura 2.11	Convertido SEPIC clásico.....	24
Figura 2.12	Comparaciones de los capacitores entre SEPIC-CI y el SEPIC clásico.....	25
Figura 2.13	Comparaciones de los inductores entre el SEPIC-CI y el SEPIC clásico	26

Figura 2.14	Convertidor SEPIC clásico aislado	26
Figura 2.15	Convertidor SEPIC-CI aislado	27
Figura 2.16	Convertidor SEPIC-CI con elementos parásitos	27
Figura 2.17	Porcentaje de pérdida de cada elemento del prototipo SEPIC-CI	29
Figura 3.1	Configuración de un convertidor elevador y un convertidor reductor-elevador que no están conectados en cascada	30
Figura 3.2	Estructura en cascada de un convertidor elevador y un convertidor reductor-elevador.....	31
Figura 3.3	Convertidor elevador / reductor con estructura PERR.....	32
Figura 3.4	Circuitos que se forman al conmutar simultáneamente los interruptores M_1 y M_2 : a) activados, y b) desactivados	32
Figura 3.5	Comportamiento de las variables del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	33
Figura 3.6	Gráfica de la ganancia de voltaje del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	37
Figura 3.7	Elementos parásitos del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	47
Figura 3.8	Porcentaje de pérdida de cada elemento del prototipo elevador/reductor con estructura PERR	48
Figura 3.9	Prototipo del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	49
Figura 3.10	Medición experimental de la corriente en los inductores: corriente del primer inductor i_{L1} (arriba)(eje-y: 5 A/div) y corriente del segundo inductor i_{L2} (abajo)(eje-y: 5 A/div)(eje-x: tiempo 10 μ s/div)	50
Figura 3.11	Medición experimental del voltaje en los capacitores: voltaje del primer capacitor v_{C1} (arriba)(eje-y: 25 V/div) y voltaje del segundo capacitor o capacitor de salida v_{C2} (abajo)(eje-y: 20 V/div)(eje-x: tiempo 10 μ s/div).....	51
Figura 3.12	Medición experimental del rizo de voltaje del capacitor de salida Δv_{C2} (eje-y: 2 V/div)(eje-x: tiempo 10 μ s/div)	51
Figura 3.13	Medición experimental del voltaje en los dispositivos semiconductores: voltaje de los MOSFETs (arriba)(eje-y: 50 V/div) y voltaje de los diodos (abajo)(eje-y: 50 V/div)(eje-x: tiempo 10 μ s/div)	52
Figura 3.14	Circuito para cambios de carga del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	52

Figura 3.15	Prueba en lazo abierto a cambios en la carga: (arriba) voltaje de salida del convertidor v_{C2} (eje y: 20 V/div) y (abajo) voltaje de activación V_{GM} del interruptor M_C encargado de cambiar la carga de 100 W a 500 W (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div)....	53
Figura 3.16	Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{d}(s)$: magnitud (arriba)(eje-y: 20 dB/div) y fase (abajo)(eje-y: 90 grados/div)	54
Figura 3.17	Eficiencia experimental del convertidor elevador/reductor con estructura en no cascada a diferentes cargas.....	54
Figura 4.1	Diagrama de bloques del controlador modo-corriente.....	57
Figura 4.2	Circuito eléctrico del controlador modo-corriente.....	59
Figura 4.3	Circuito del controlador para el convertidor SEPIC-CI	61
Figura 4.4	Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de voltaje del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI: magnitud (arriba)(eje-y: 20 dB/div) y fase (abajo)(eje-y: 90 grados/div)...	62
Figura 4.5	Prueba en lazo cerrado a cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI: (arriba) voltaje de salida v_{C2} (eje-y: 10 V/div) y (abajo) voltaje de activación V_{GM} del interruptor encargado de cambiar la carga de 20 W a 120 W (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).....	62
Figura 4.6	Prueba en lazo cerrado a cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI: (arriba) corriente de salida i_R (eje-y: 2.5 A/div) y (abajo) voltaje de activación V_{GM} del interruptor encargado de cambiar la carga de 20 W a 120 W (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).....	63
Figura 4.7	Simulación de voltajes en capacitores y ciclo de trabajo en lazo cerrado ante cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI	64
Figura 4.8	Simulación de corriente en inductores y corriente en la carga en lazo cerrado ante cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI.....	64
Figura 4.9	Prueba en lazo cerrado a cambios en el voltaje de entrada del convertidor SEPIC-CI: (arriba) voltaje de salida v_{C2} (eje-y: 10 V/div) y (abajo) voltaje de entrada variante e (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).....	65
Figura 4.10	Simulación de voltajes en capacitores y ciclo de trabajo en lazo cerrado ante cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI	66

Figura 4.11	Simulación de corriente en los inductores y corriente en la carga en lazo cerrado ante cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI.....	66
Figura 4.12	Circuito del controlador del convertidor elevador/reductor con estructura PERR	67
Figura 4.13	Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de voltaje del regulador conmutado con el convertidor elevador reductor con estructura PERR: magnitud (arriba)(eje-y: 20 dB/div) y fase (abajo)(eje-y: 90 grados/div).....	68
Figura 4.14	Prueba en lazo cerrado a cambios en la carga voltaje del regulador conmutado con el convertidor elevador reductor con estructura PERR: (arriba) voltaje de salida v_{C2} (eje-y: 20 V/div) y (abajo) voltaje de activación V_{GM} del interruptor encargado de cambiar la carga de 100 W a 500 W (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).....	69
Figura 4.15	Simulación de voltajes en capacitores y ciclo de trabajo en lazo cerrado ante cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR	69
Figura 4.16	Simulación de corriente en los inductores y corriente en la carga en lazo cerrado ante cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR.....	70
Figura 4.17	Prueba en lazo cerrado a cambios en el voltaje de entrada voltaje del regulador conmutado con el convertidor elevador reductor con estructura PERR: (arriba) voltaje de salida v_{C2} (eje-y: 20 V/div) y (abajo) voltaje de entrada variante e (eje-y: 20 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).....	71
Figura 4.18	Simulación de voltajes en capacitores y ciclo de trabajo en lazo cerrado ante cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR.....	71
Figura 4.19	Simulación de corriente en los inductores y corriente en la carga en lazo cerrado ante cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR.....	72

Abreviaturas y simbología

C_n	N-ésimo capacitor
CD	Corriente directa
CD-CD	Corriente directa a corriente directa
CI	Celda de inductores
D	Ciclo de trabajo nominal
D_n	N-ésimo diodo
E	Voltaje de entrada del convertidor
ESR	Resistencia en serie equivalente (equivalent series resistance)
f_s	Frecuencia de conmutación
IoT	Internet de las cosas (Internet of things)
L_n	N-ésimo inductor
LED	Diodo emisor de luz (light emitting diode)
LHS	Semiplano izquierdo (left-hand side)
Li-ion	Iones de litio
M_n	N-ésimo MOSFET
MCC	Modo de conducción continua
MCD	Modo de conducción discontinua
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (Metal-oxide-semiconductor field effect transistor)
PCB	Tarjeta del circuito impreso (printed circuit board)
PERR	Procesamiento de energía redundante reducida
PI	Proporcional-integral
PWM	Modulación de ancho de pulso (pulse width modulation)
R	Resistencia de carga
RHS	Semiplano derecho (right-hand side)
SEPIC	Convertidor de inductor primario de un solo extremo (single-ended primary-inductor converter)
SEPIC-CI	Convertido SEPIC con celda de inductores
T	Periodo de conmutación
V_o	Voltaje de salida

Resumen

Modelado y Control de Convertidores Elevador/Reductor para el Procesamiento de Energía de Baterías de Iones de Litio.

Los convertidores de CD-CD elevadores o reductores son las estructuras convencionales más utilizadas en la mayoría de las fuentes de poder. Con el desarrollo de nuevas tecnologías ha sido necesario convertidores con características tanto elevadoras como reductoras, por ejemplo, en sistemas alimentados por baterías de iones de litio como: dispositivos portátiles, centros de datos, y vehículos eléctricos. La desventaja de este tipo de baterías es su amplio rango de variación de voltaje. En esta tesis se analizan dos convertidores para ser usados en reguladores de voltaje, los cuales son adecuados para mantener un voltaje nominal constante a pesar de las variaciones de voltaje de las baterías de iones de litio. Estos convertidores cuentan con la capacidad de elevar o reducir el voltaje, una entrada de corriente no pulsante y una salida de voltaje no invertida. Primero, se realiza el estudio del convertidor SEPIC con celda de inductores, se analizan sus ventajas y desventajas, se realiza una estimación de eficiencia, y se construye un prototipo para pruebas experimentales de 120 W. Este prototipo regula variaciones en el voltaje de entrada de 17 V a 25 V a un voltaje de salida constante de 21 V para ser usado en computadoras portátiles. Segundo, se analiza el convertidor elevador/reductor con procesamiento de energía redundante reducida. Se analizan sus ventajas, se obtienen sus expresiones de diseño y sus modelos matemáticos. Resultados experimentales de un prototipo de 500 W validan el análisis teórico del convertidor. Este prototipo regula una variación en el voltaje de entrada de 40 V a 56 V a un voltaje de salida constante de 48 V para ser usado en vehículos eléctricos. Se diseña un controlador en modo-corriente para cada uno de los prototipos y se realizan pruebas en lazo cerrado con variaciones en el voltaje de entrada y en la carga.

PALABRAS CLAVE: Convertidor elevador/reductor, corriente no pulsante, celda de inductores, procesamiento de energía redundante reducida, baterías de iones de litio.

Abstract

Modeling and Control of Step-up/Down Converters for Lithium-Ion Battery Energy Processing

Step-up or step-down dc-dc converters are the conventional structures used in most applications. New technologies have raised the need for converters with both step-up and step-down characteristics, for example, in systems powered by lithium-ion batteries like portable devices, data centers, and electric vehicles. The disadvantage of this type of battery is that it has a wide range of voltage variations. In this thesis, two converters are developed for voltage regulators, which are suitable for maintaining a constant nominal voltage from the voltage variations of lithium-ion batteries. The converters feature a step-up/down voltage characteristic, a non-pulsating current input, and a non-inverting voltage output. First, the analysis of the SEPIC with a cell of inductors is described, its advantages and disadvantages are described, a breakdown of its efficiency estimation is made, and a 120 W prototype is built for experimental tests. This prototype regulates an input voltage variation from 17 V to 25 V to a constant output voltage of 21 V for laptop computers. Second, a step-up/down converter with reduced power processing is analyzed, and its advantages are pointed out; its design expressions and mathematical models are obtained. The transfer functions of interest are obtained from the linear model for control purposes. Experimental results of a 500 W prototype validate the theoretical analysis of the converter. This prototype regulates an input voltage variation from 40 V to 56 V to a constant output voltage of 48 V. A current-mode controller is designed for each of the prototypes, and closed-loop tests of input voltage variations and load variations are performed. Both regulators work properly despite disturbances.

KEYWORDS: Step-up/down converter, non-pulsating current, switching inductors, reduced redundant power processing, lithium-ion batteries

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antecedentes.

Los convertidores de voltaje son circuitos electrónicos de potencia que procesan la energía eléctrica, convirtiendo la corriente o el voltaje de un nivel a otro [1]. Con los avances tecnológicos recientes, los convertidores han sido ampliamente usados para operar de forma óptima energías renovables como celdas fotovoltaicas, celdas de combustible, y el uso de baterías recargables. Además, forman parte del esquema de los convertidores de corriente alterna a corriente directa en aplicaciones de corrección de factor de potencia y el procesamiento de la energía eólica. Cada vez existen más aplicaciones que requieren del uso de este tipo de convertidores, y con ello el requerimiento de que estos dispositivos electrónicos sean cada vez más ligeros, menos voluminosos y de mayor eficiencia.

Un convertidor de voltaje CD-CD consta por lo general de una fuente de alimentación de CD en el puerto de entrada, elementos de almacenamiento de energía, un sistema de control, y una carga que consume energía. Así, el voltaje que se tiene en el puerto de entrada cambia, acorde a la señal de referencia de voltaje en el controlador, a otro nivel de voltaje en el puerto de salida que puede ser menor, igual o mayor al voltaje de la fuente [2]. Esto es posible ya que en los convertidores existen elementos pasivos como los capacitores e inductores capaces de almacenar energía, los cuales en conjunto con los elementos semiconductores como diodos y MOSFETs, realizan el procesamiento de la energía que permite la conversión de voltaje [3].

Los convertidores CD-CD elevadores o reductores son las estructuras convencionales que se usan en la mayoría de las aplicaciones. Sin embargo, existen aplicaciones en las que se necesitan convertidores CD-CD con características tanto

elevadoras como reductoras. Aplicaciones como sistemas alimentados por baterías [4], vehículos alimentados por celdas de combustible [5] y fuentes de alimentación de equipos portátiles [6] necesitan regular su voltaje de entrada porque la fuente de alimentación tiene fluctuaciones de voltaje alrededor de un valor nominal.

Especialmente las baterías han jugado un papel muy importante en los últimos años para el desarrollo de las energías sustentables y equipo portátil. Existen una gran variedad de baterías, de las cuales, las baterías de iones de litio han sido la elección primordial para aplicaciones como: vehículos eléctricos, cámaras digitales, teléfonos móviles, computadoras portátiles y equipos médicos

1.2 Baterías de iones de litio.

Las baterías a base de litio, baterías de iones de litio (Li-ion) en particular, han tenido un enorme crecimiento en aplicaciones, particularmente donde el tamaño y el peso de la batería son de suma importancia [7]. La batería Li-ion tradicional está compuesta por un electrodo negativo o ánodo (comúnmente fabricado por capas de carbón), un electrodo positivo o cátodo (compuesto un óxido de metal litiado o fosfato de metal litiado), y un electrolito que contiene una sal de litio en un orgánico solvente como se muestra en la Figura 1.1. En la descarga, los iones de litio fluyen desde las capas de carbón hacia el metal litiado. En la carga, los iones de litio fluyen a la inversa, regresando a las capas de carbono. Este proceso se conoce como intercalación.

Las baterías de iones de litio son preferibles a otras baterías recargables con características de potencia similares debido a que el litio cuenta con una alta densidad de energía, lo cual se traduce en baterías más ligeras. Sin embargo, se necesita que la batería esté conectada a un regulador de voltaje para mantener la fuente de alimentación constante [8]. Los dispositivos IoT (internet de las cosas) necesitan un bus constante de 3.3 V, el cual se obtiene a partir de regular el voltaje de la batería la cual varía de 2.5 V a 4.5 V [9, 10]. Otros dispositivos usan reguladores llamados estabilizadores de potencia. Su aplicación práctica permite obtener un voltaje de salida constante de 12 V de una batería con variaciones de

tensión entre 10 V a 16 V, o mantener una tensión constante de 24 V a partir de variaciones de tensión de 20 V a 30 V. Los estabilizadores garantizan el funcionamiento en un punto de voltaje óptimo, eliminando las variaciones y sobre impulsos de voltaje. Estos dispositivos utilizan reguladores basados en convertidores reductor/elevador para mantener el voltaje nominal constante a pesar de las variaciones de voltaje de la batería. Cuando la batería tiene un voltaje menor al voltaje nominal, el convertidor trabaja como elevador; cuando la batería tiene un voltaje mayor al nominal el convertidor trabaja como reductor.

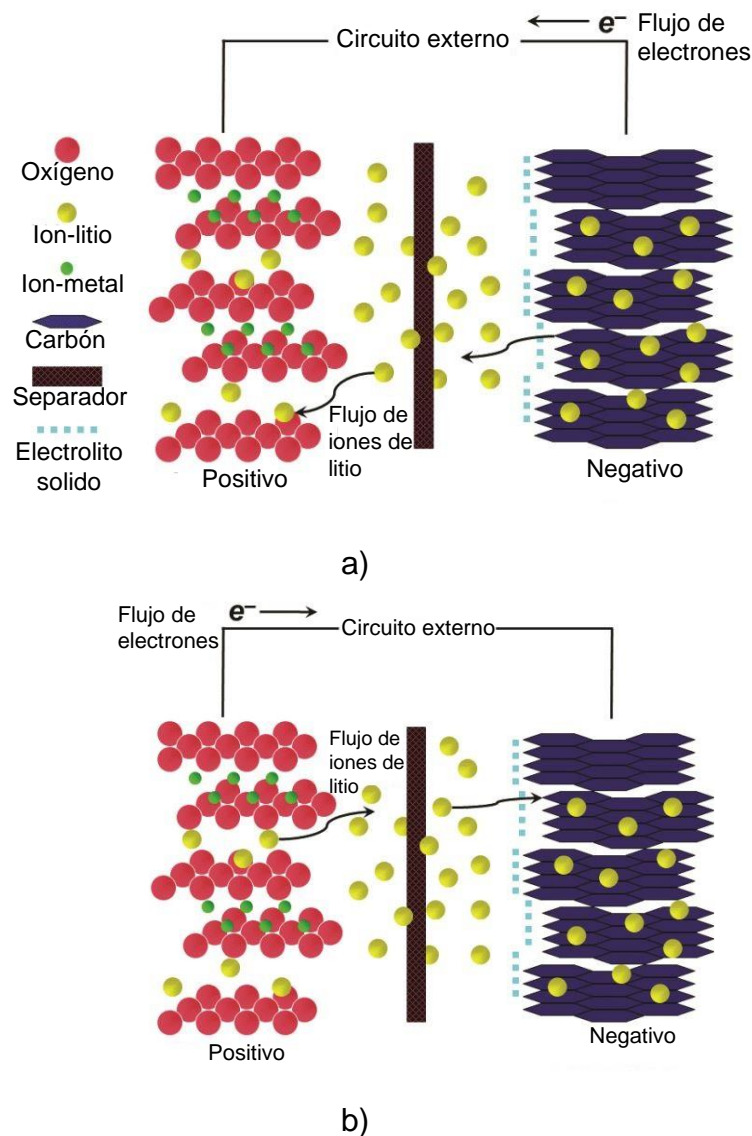


Figura 1.1 Mecanismo de reacción de las baterías de iones de litio: a) descarga, y b) carga.

Un aspecto importante en las baterías de iones de litio, es el comportamiento de su corriente. Las altas corrientes de ondulación, los períodos rápidos de carga y descarga, o los altos valores de corriente armónica, pueden incrementar el calentamiento de la batería y disminuir su vida útil, lo cual afecta negativamente a la eficiencia [11, 12]. Por lo tanto, el regulador de voltaje diseñado debe seleccionar convertidores que cuenten no solo con la característica de elevador/reductor de voltaje, sino también con una corriente de entrada no pulsante para garantizar el mejor rendimiento de las baterías de iones de litio.

1.3 Convertidores clásicos con reducción y elevación de voltaje.

Existen varias estructuras de convertidores de voltaje con la capacidad de reducir y elevar el voltaje, los más sencillos y más conocidos son: el convertidor SEPIC, el convertidor Cúk, y reductor/elevador clásico, los cuales se observan en la Figura 1.2. La fuente de entrada esta designada con la letra E ; el interruptor activo, en este caso MOSFET con M , la resistencia o carga con R , los diodos con D_n , los inductores con L_n , y los capacitores con C_n , donde n es el subíndice que enumera el elemento correspondiente.

Si se analizan estos tres convertidores en modo de conducción continua (MCC), la ganancia de voltaje es $V_o/E = D/(1 - D)$, donde $D = t_{ON}/T$ representa el ciclo de trabajo nominal; es decir, el tiempo de encendido dividido entre el período [13]. Si $0 < D < 0.5$, la ganancia de voltaje es $0 < V_o/E < 1$ por lo que en esta zona los convertidores trabajan como reductores; si $D = 0.5$, la ganancia de voltaje es $V_o/E = 1$ por lo que el voltaje de salida es igual que el de entrada; si $0.5 < D < 1$, la ganancia de voltaje es $1 < V_o/E < \infty$ por lo que en esta zona los convertidores trabajan como elevadores.

Se observa que el convertidor reductor/elevador cuenta con el menor número de elementos, por lo que sería el menos voluminoso y de menor costo. Sin embargo cuenta con entrada de corriente pulsante ya que al conmutar el interruptor activo M , la fuente se estará conectando y desconectando a altas frecuencias, lo cual no sería adecuado para usarlo en aplicaciones para regulación de voltaje con baterías de iones de litio. Además, cuenta con salida de voltaje invertida. El tener un voltaje de salida invertido dificulta la interconexión del convertidor con otros circuitos.

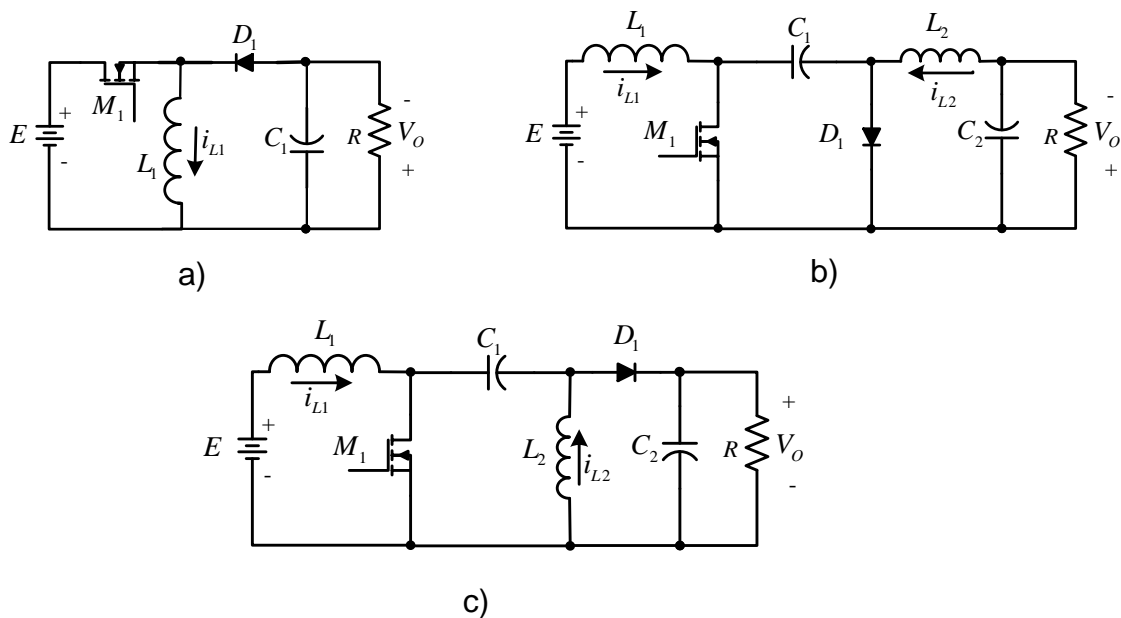


Figura 1.2 Convertidores con reducción y elevación de voltaje: a) reductor/elevador, b) Cúk, y c) SEPIC.

EL convertidor Cúk, y el convertidor SEPIC cuentan con entrada de corriente no pulsante ya que contienen un inductor en la entrada denotado por L_1 , y los inductores no permiten cambios abruptos de sus corrientes. El convertidor Cúk, tiene como desventaja que el voltaje de salida es invertido al igual que el convertidor reductor/elevador. El convertidor SEPIC tiene como desventaja altos valores de corriente de estrés en los semiconductores, así como un alto valor de capacitancia en el capacitor de transferencia denotado como C_1 [14].

Existen también los convertidores reductores/elevadores aislados, pero el aislamiento los hace poco eficientes, caros y voluminosos. Otra opción es construir un convertidor en cascada conectando un convertidor elevador y después un

reductor como se muestra en la Figura 1.3. Esta estructura cuenta con la característica de ganancia de voltaje con reducción y elevación $V_o/E = D/(1 - D)$ y con entrada de voltaje no pulsante, así como un voltaje de salida no invertido [15]. Sin embargo, es poco eficiente debido a que toda la energía que es procesada por el convertidor elevador es después procesada por el convertidor reductor. Una solución alternativa es usar convertidores con procesamiento de potencia reducida, este tipo de convertidores han sido clasificados y analizados como se describe a continuación

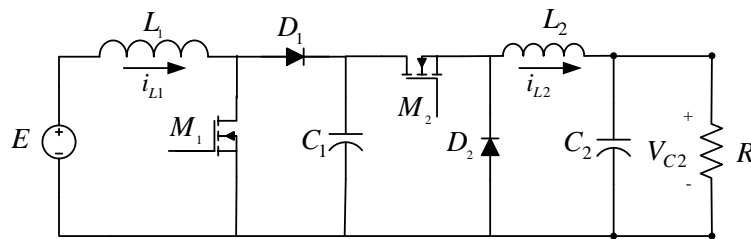


Figura 1.3 Convertidor elevador/reductor en cascada.

1.4 Convertidores de voltaje con procesamiento de energía redundante reducida.

Los convertidores que cuentan con estructura de procesamiento de energía redundante reducida son un esquema de interconexión de dos etapas que no están en cascada [16,17]. Este esquema se puede representar con tres puertos: el puerto de entrada, el puerto de almacenamiento y el puerto de salida como se observa en la Figura 1.4. El puerto de entrada o fuente suministra energía, el puerto de almacenamiento o capacitor de transferencia absorbe energía, pero también suministra, y el puerto de salida o carga solamente absorbe energía.

Cada una de las dos etapas del convertidor puede tomar uno de los tres diferentes flujos de energía como se observan en la Figura 1.5. El flujo de energía tipo I transfiere energía entre dos puertos: del puerto de entrada al puerto de almacenamiento o del puerto de almacenamiento al puerto de salida. El flujo de energía tipo II toma la energía de dos puertos, tanto del puerto de entrada como el

de almacenamiento, y la entrega al puerto de salida. El flujo de energía tipo III toma la energía del puerto de entrada y la entrega al puerto de almacenamiento y al puerto de salida.

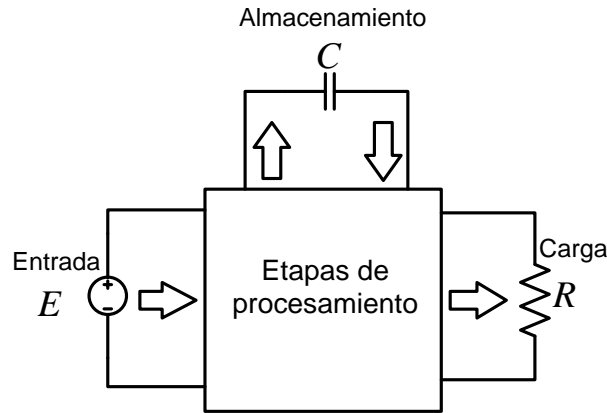


Figura 1.4 Esquema de puertos de un convertidor con estructura de procesamiento de energía redundante reducida.

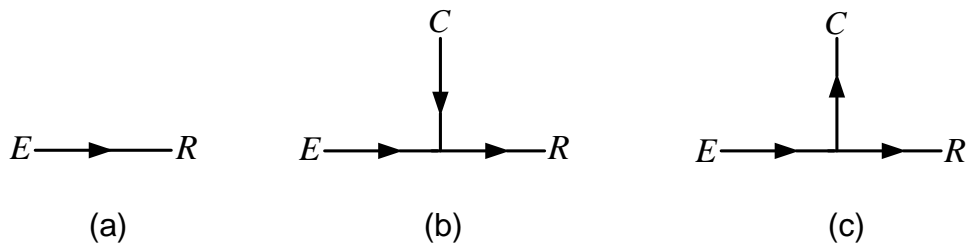


Figura 1.5 Flujos de energía: a) tipo I, b) tipo II, y c) tipo III.

Cada etapa del convertidor tiene un tipo de flujo de energía por lo que se pueden derivar cuatro diferentes configuraciones en un convertidor de dos etapas, como se muestra en la Figura 1.6. El convertidor tipo I-I cuenta con dos etapas de flujo de energía tipo I, la primera etapa procesa toda la energía de entrada y después la entrega al puerto de almacenamiento; la segunda etapa procesa la energía del puerto de almacenamiento y la manda a la salida. Este tipo de configuración corresponde a una conexión en cascada donde ambas etapas procesan toda la energía. Las otras tres configuraciones restantes tienen al menos un tipo de flujo de energía que permite que parte de la energía que toman de la fuente pase al puerto de salida siendo procesada solo por una etapa. Estos tres tipos de configuraciones

forman lo que son los convertidores con estructura de procesamiento de energía redundante reducida [18].

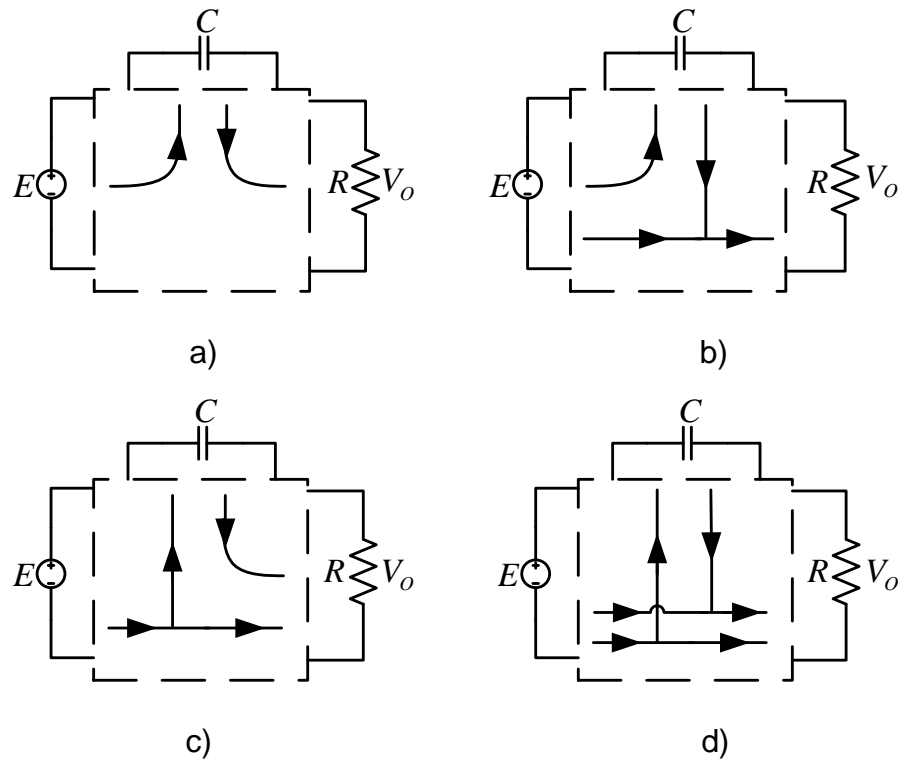


Figura 1.6 Tipos de configuración de flujos de energía en convertidores de dos etapas: a) tipo I-I, b) tipo I-II, c) tipo I-III, y d) tipo II-III.

Al permitir que parte de la energía de entrada sea procesada por una sola etapa y pase después al puerto de salida, hace que los convertidores tengan una mayor eficiencia con respecto a los convertidores conectados en cascada. Entre mayor sea la energía que solo sea procesada por una sola etapa, mayor será la eficiencia. La eficiencia en los convertidores de voltaje es de vital importancia debido a que permite un ahorro en la energía, menor volumen y menor costo del prototipo. Para tener una aproximación de que tan eficiente será un convertidor de voltaje para alguna aplicación específica, se puede realizar un cálculo con las expresiones de pérdida de potencia de cada elemento del convertidor que se describen a continuación.

1.5 Estimación de la eficiencia.

Una de las características más importantes en los convertidores de potencia es la eficiencia. Una alta eficiencia conlleva a un convertidor más confiable reduciendo su costo y tamaño. La pérdida total de potencia de un convertidor es la suma de las pérdidas individuales de cada componente [19]. Los componentes básicos, sin considerar la fuente y la carga, de un convertidor CD-CD no aislado son: inductores, capacitores, interruptores activos (MOSFETs en este caso), y diodos. Las pérdidas de potencia de cada componente del convertidor son causadas por sus elementos parásitos. A continuación, se muestran los elementos parásitos y las expresiones de pérdida de potencia de cada componente.

El inductor

El símbolo del inductor con su resistencia parásita se muestra en la Figura 1.7 donde L es la inductancia y R_L es su resistencia equivalente en serie. La expresión que calcula la pérdida de potencia en este componente es la siguiente:

$$P_{P-L} = I_L^2 R_L, \quad (1.1)$$

donde P_{P-L} representa la pérdida de potencia por el inductor y I_L es la corriente promedio que pasa a través del inductor.



Figura 1.7 Representación del inductor con su resistencia parásita.

El capacitor

El símbolo del capacitor con su resistencia parásita se muestra en la Figura 1.8 donde C es el capacitor ideal y R_C es su resistencia equivalente en serie. La expresión que calcula la pérdida de potencia en este componente es la siguiente:

$$P_{P-C} = I_{C-RMS}^2 R_C, \quad (1.2)$$

donde P_{P-C} representa la pérdida de potencia en el capacitor y I_{C-RMS} es la corriente efectiva que pasa a través del capacitor.

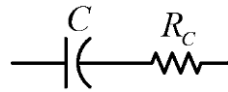


Figura 1.8 Representación del capacitor con su resistencia parásita.

El diodo

El símbolo del diodo con su caída de voltaje, se muestra en la Figura 1.9 donde D representa el diodo y V_{DF} su caída de voltaje. La expresión que calcula la pérdida de potencia en este componente es la siguiente:

$$P_{P-D} = V_{DF} I_D, \quad (1.3)$$

donde P_{P-D} representa la pérdida de potencia en el capacitor y I_D es la corriente promedio que pasa a través del diodo.

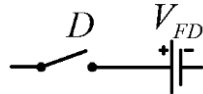


Figura 1.9 Representación del diodo y su caída de voltaje.

El MOSFET

El símbolo del MOSFET con su resistencia parásita se muestra en la Figura 1.10, donde M representa el MOSFET y R_M su resistencia parásita en serie. Además de las pérdidas asociadas a la resistencia parásita, en el MOSFET también son consideradas las pérdidas por conmutación. Estas pérdidas dependen de los tiempos de encendido y apagado del MOSFET y del valor de la frecuencia de conmutación. La expresión que calcula la pérdida de potencia en este componente es la siguiente:

$$P_{P-M} = \frac{I_M^2}{D} R_M + \frac{1}{2} V_M I_M (t_{rr} + t_{ff}) f_S, \quad (1.4)$$

donde P_{P-M} representa la pérdida de potencia en el MOSFET, I_M es su corriente promedio, V_M es el voltaje de polarización inversa, el parámetros t_{rr} es su tiempo de encendido y t_{ff} es el tiempo de apagado. La frecuencia de conmutación se denota por f_s .

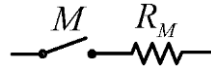


Figura 1.10 Representación del MOSFET y su resistencia parasita.

La pérdida de potencia total P_{P-T} es la suma de las pérdidas de potencia individuales de cada elemento del convertidor:

$$P_{P-T} = P_{P-L} + P_{P-C1} + P_{P-D} + P_{P-M} . \quad (1.5)$$

Si se definen la potencia de salida P y las pérdidas de potencia totales P_{P-T} , la eficiencia estimada η_{est} se puede calcular mediante:

$$\eta_{est} = \frac{P}{P + P_{P-T}} . \quad (1.6)$$

El cálculo de esta eficiencia es útil para obtener una aproximación a la eficiencia real que tendrá el prototipo. También, nos ayuda a identificar en que elementos se tienen la mayor cantidad de pérdida de potencia.

1.6 Justificación.

Las baterías de iones de litio contienen una alta densidad de energía, por lo cual este tipo de baterías han sido usadas actualmente en muchas aplicaciones. Sin embargo, estas baterías dan una variación de voltaje por lo que requieren de reguladores que permitan mantener el voltaje nominal constante como se muestra en la Figura 1.11. Dado que las variaciones de voltaje en la batería son por arriba y por debajo del voltaje nominal, los reguladores requieren de convertidores que

permitan reducir o elevar el voltaje. Además, el convertidor debe de contar con corriente de entrada no pulsante para mejorar el rendimiento y tiempo de vida útil de la batería. A través de convertidores con procesamiento de energía redundante reducida, se pueden derivar nuevas estructuras de dos etapas que cumplan con estas características y que sean más eficientes. Cada etapa es un convertidor simple y no se interconectan en cascada, permitiendo un ahorro de energía en comparación de los convertidores en cascada, lo que genera una estructura más eficiente. Dos convertidores que cumplen con estas características se proponen en este documento. El primero es el convertidor SEPIC con celda de inductores, es un convertidor que a través de una celda de inductores mejora algunas características del convertidor SEPIC. El segundo es el convertidor elevador/reductor con estructura de procesamiento de energía redundante reducida el cual se deriva de la conexión de un convertidor elevador y un convertidor reductor/elevador. El análisis y diseño de ambos convertidores se detalla en las siguientes secciones.

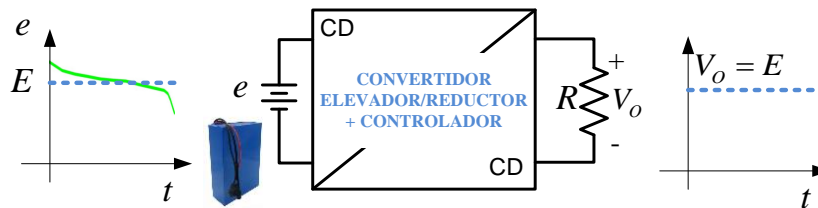


Figura 1.11 Convertidor elevador/reductor para regular voltaje en baterías Li-ion.

1.7 Objetivo

Analizar y diseñar reguladores de voltaje compuestos por convertidores elevador/reductor. Aplicar estos reguladores para mantener el voltaje nominal constante a partir de los valores de voltaje variante que se obtiene de las baterías de iones de litio como se observa en la Figura 1.11.

Objetivos particulares: (a) analizar matemáticamente el comportamiento de los convertidores conmutados a través del análisis de los circuitos; (b) obtener las

relaciones de los valores promedio de las variables de estado, las expresiones de diseño de los capacitores e inductores, y los valores de estrés en semiconductores; (c) obtener los modelos no lineales y lineales de los convertidores para efecto del análisis dinámico; (d) diseñar un esquema de control adecuado para los convertidores; (e) realizar prototipos para corroborar el análisis mediante resultados experimentales en lazo abierto y lazo cerrado; y (f) discutir las conclusiones más significativas de este estudio, así como el trabajo futuro.

1.8 Estructura de la tesis.

En el Capítulo 2 se realiza el estudio del convertidor SEPIC con celda de inductores. En esta sección, se compara el convertidor con otras estructuras basadas en el SEPIC clásico, se determina que el esquema de este convertidor es una estructura que no es en cascada. Se construye el prototipo con capacitores de polímero orgánico de aluminio los cuales permiten que la tarjeta ocupe poco espacio, y se compara este convertidor con el convertidor SEPIC clásico. Por último, se realiza un análisis de eficiencia del convertidor.

En el Capítulo 3 se analiza el convertidor elevador/reductor con estructura de procesamiento de energía redundante reducida con ambos MOSFET activándose simultáneamente. Se explica con detalle las etapas que conforman el convertidor. Se obtienen las expresiones en estado estacionario de las variables de estado, las expresiones de estrés en los dispositivos semiconductores y los valores de diseño para los capacitores e inductores. Se modela el convertidor, y se obtienen las funciones de transferencia más significativas para efectos del controlador. Se diseña un prototipo y se realizan las pruebas en lazo abierto del convertidor.

En el Capítulo 4 se diseñan los controladores para los convertidores propuestos. Se propone un controlador modo-corriente en ambos convertidores. Se detalla la

metodología para la selección de los parámetros de los controladores. Se realizan pruebas en lazo cerrado para demostrar el desempeño de los reguladores ante variaciones en la carga y en el voltaje de entrada.

En el Capítulo 5 se discuten las conclusiones más importantes que se obtuvieron en este trabajo, detallando las aportaciones más significativas de este estudio. Se mencionan también, algunas propuestas de investigaciones futuras que se generan a partir de este trabajo. Por último, se mencionan los artículos realizados durante el periodo de estudio del doctorado.

Capítulo 2

Convertidor SEPIC con celda de inductores

2.1 Características del convertidor

El SEPIC es uno de los convertidores que está teniendo cada vez más aplicaciones. Sus características principales son: permite elevar o reducir el nivel voltaje, una entrada de corriente no pulsante, y una salida de voltaje no invertida. Además, su comportamiento dinámico es equivalente a un filtro de cuarto orden; por lo tanto, cuenta con una alta insensibilidad al ruido. También, tiene la característica de que la terminal fuente del MOSFET está conectada a tierra, lo que simplifica el circuito del controlador de la compuerta [9]. Todo esto lo ha hecho adecuado para aplicaciones como: iluminación de lámparas LED [20], corrección del factor de potencia monofásico (PFC) [21], procesamiento de energía de paneles fotovoltaicos [22], en cargadores unidireccionales, y el procesamiento de fuentes de alimentación de vehículos eléctricos [23,24], entre otros. Sin embargo, el convertidor SEPIC tiene la desventaja de contar con capacitores de alto valor, así como una salida de corriente pulsante.

Para mejorar algunas características de este convertidor, se han derivado varias topologías basadas en él. El convertidor SEPIC se puede combinar con celdas multiplicadoras de voltaje [25], inductores acoplados [26] o ambos [27], capacitores conmutados [28], inductores acoplados conmutados [29] o celdas apilables inductor-capacitor [30]. Sin embargo, el objetivo de estas modificaciones es obtener una ganancia de tensión elevada utilizando elementos pasivos.

En cuanto a estructuras que mantengan la capacidad de elevar y reducir el voltaje, se han propuesto topologías de convertidores CD-CD convencionales conectados a celdas de inductores (CI), incluidos los convertidores Cuk, Zeta y SEPIC [31]. La combinación de SEPIC con una celda de inductores (SEPIC-CI) en

la etapa de salida se muestra en la Figura 2.1 donde V_{C2} es el voltaje de salida, E es el voltaje de entrada, L_1 es el inductor de entrada, L_2 es el inductor de la celda, C_1 es el capacitor que transfiere la energía a la salida del convertidor, y C_2 es el capacitor de salida. La carga nominal se indica con R y el ciclo de trabajo nominal con D . Los interruptores pasivos (diodos) se indican con D_1 y D_2 , y el interruptor activo (MOSFET) con M_1 , respectivamente. Las variables de estado son cuatro: la corriente del inductor de entrada representada por i_{L1} , la corriente de cada inductor en la celda de inductores representada por i_{L2} , el voltaje en el capacitor de transferencia representado por v_{C1} , y el voltaje del capacitor en la etapa de salida representado por v_{C2} .

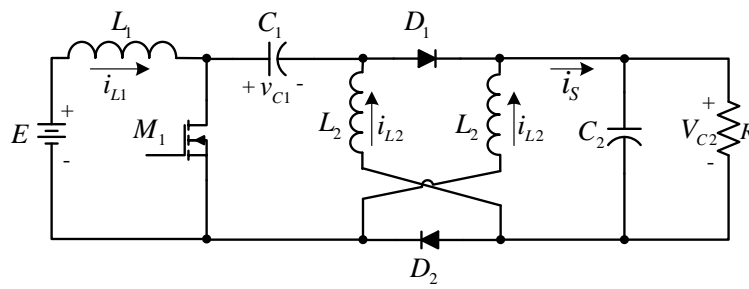


Figura 2.1 Convertidor SEPIC-Cl.

Una característica importante de esta estructura es que es de dos etapas las cuales cuentan con procesamiento de energía redundante reducida. Cuando el interruptor M_1 se activa, se forman los circuitos de la Figura 2.2. Aquí la fuente de voltaje E carga de energía al inductor L_1 y el capacitor de transferencia C_1 carga a los inductores L_2 . Cuando el interruptor M_1 se desactiva, se forma el circuito de la Figura 2.3. Aquí, i_{L1} pasa a través del capacitor C_1 cargándolo y después esta corriente se suma a las corrientes de los inductores de la celda i_{L2} . Esta suma de corrientes pasa a través del puerto de salida cargando al capacitor de salida y alimentando a la carga. Este esquema de flujo de energía del convertidor es el correspondiente al tipo de configuración I-III que se ilustra en la Figura 1.6 del Capítulo 1. Esto garantiza que parte de la energía de entrada solo se procesará por la primera etapa.

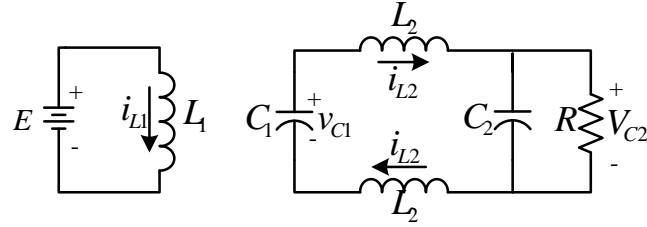


Figura 2.2 Circuito del convertidor con el interruptor activo encendido.

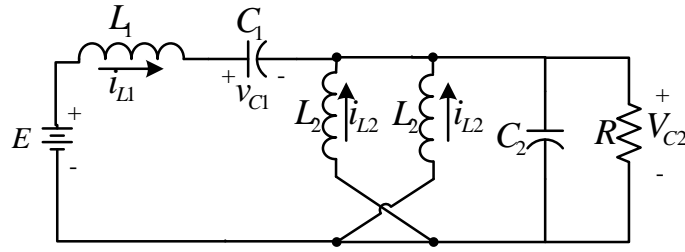


Figura 2.3 Circuito del convertidor con el interruptor activo apagado.

Otra característica importante de este convertidor es que cuenta con un inductor en la entrada lo cual permite que no haya cambios abruptos en la corriente suministrada por la fuente, dicho de otra forma, el convertidor presenta una corriente de entrada no pulsante. Además, es una estructura que sigue teniendo la característica tanto de elevar como de reducir el voltaje. También, la corriente de salida i_s es mayor a cero en ambos estados de conmutación, lo cual es una ventaja ya que dicha corriente en el SEPIC es cero en uno de los estados de conmutación. Esto permite una reducción en los valores de diseño de las capacitancias. Todas estas características hacen adecuado al SEPIC-CI para el procesamiento de energía de baterías de iones de litio.

2.2 Diseño del prototipo

Se realiza el estudio del SEPIC-CI en modo de conducción continua (MCC). En [32] se obtuvieron las expresiones de las variables de estado en estado estacionario, las expresiones de diseño, los modelos matemáticos lineal y no lineal,

y las funciones de transferencia de interés del convertidor. Las expresiones de los valores promedio en estado estable son las siguientes:

$$I_{L1} = \frac{D^2 E}{4(1-D)^2 R}, \quad (2.1)$$

$$I_{L2} = \frac{DE}{4(1-D)R}, \quad (2.2)$$

$$V_{C1} = \frac{2-D}{2(1-D)} E, \quad (2.3)$$

$$V_{C2} = \frac{D}{2(1-D)} E. \quad (2.4)$$

Las expresiones de diseño para la selección de los componentes son las siguientes:

$$L_1 = \frac{DE}{f_s \Delta i_{L1}}, \quad (2.5)$$

$$L_2 = \frac{DE}{2f_s \Delta i_{L2}}, \quad (2.6)$$

$$C_1 = \frac{D^2 E}{4(1-D)Rf_s \Delta v_{C1}}, \quad (2.7)$$

$$C_2 = \frac{D^2 E}{4(1-D)Rf_s \Delta v_{C2}}. \quad (2.8)$$

En este capítulo se continúa con la creación del prototipo, se mencionan ventajas y desventajas de este convertidor propuesto, y se realiza un análisis de eficiencia. Posteriormente en el Capítulo 4, se diseña su controlador y se obtienen los resultados experimentales en lazo cerrado.

Para el prototipo del convertidor SEPIC-CI se eligieron los siguientes parámetros: un voltaje de entrada nominal de 21 V (rango de fluctuación: 17 V - 25 V), voltaje de salida de 21 V con una potencia de salida de 120 W y una frecuencia de conmutación f_s de 100 kHz. La carga resistiva correspondiente es de 3.67 Ω y el ciclo de trabajo nominal es $D = 0.66$. El rizo en el voltaje de los capacitores se elige

del 2%, el rizo de corriente en el inductor de entrada del 20% y el rizo en los inductores de la celda en 30%. Estos parámetros se enlistan en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 Parámetros del convertidor SEPIC-CI.

Parámetro	Valor
E	21 V nominal (17 V – 25 V)
V_{C2}	21 V
f_s	100 kHz
P	120 W
R	3.67 Ω
D	0.66
Δi_{L1}	$0.2I_{L1}$ (20% rizo pico a pico)
Δi_{L2}	$0.3I_{L2}$ (30% rizo pico a pico)
Δv_{C1}	$0.02V_{C1}$ (2% rizo pico a pico)
Δv_{C2}	$0.02V_{C2}$ (2% rizo pico a pico)

Evaluando los parámetros en las expresiones en estado estable y las expresiones de diseño, se obtienen los valores de cada uno de los componentes del convertidor. Los valores comerciales y sus características, se enlistan en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Valores de los componentes del convertidor SEPIC-CI.

Componente	Valor	Número de serie
L_1	122 μ H, R_{L1} = 43 m Ω	De laboratorio
L_2	81 μ H, R_{L2} = 34 m Ω	De laboratorio
C_1	63 V, 22 μ F, R_{C1} = 35 m Ω	PLV1J220MCL1
C_2	25 V, 47 μ F, R_{C2} = 20 m Ω	RNS1E470MDN1
D_1	$V_{DF} = 0.72$ V	STPS60150CT
D_2	$V_{DF} = 0.72$ V	STPS60150CT
M_1	$R_{M1} = 2.6$ m Ω , $t_{rr} = 52$ ns, $t_{ff} = 160$ ns	IRFP4668

Con estos elementos se pudo construir el prototipo SEPIC-CI. La distribución de los elementos y las medidas de la PCB (10cm x 7.5cm) se observan en la Figura 2.4.

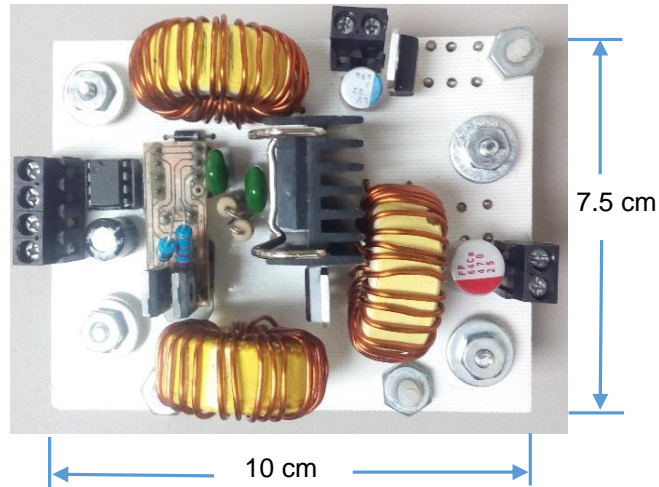


Figura 2.4 PCB del prototipo SEPIC-CI.

Para realizar la construcción de la PCB. Como primera opción se usaron capacitores electrolíticos como los que se muestran en la Figura 2.5. El valor de capacitancias para este prototipo son de $C_1= 22 \mu\text{F}$ y $C_2= 47 \mu\text{F}$.



Figura 2.5 Capacitores electrolíticos.

Se obtuvo la gráfica de rizo de voltaje en el capacitor de salida, la cual se muestra en la Figura 2.6. El porcentaje de rizo de voltaje requerido es del 2% pico a pico. El voltaje de salida es de 21 V, por lo que el rizo pico a pico debe de ser de 0.42 V. En la imagen se observa que este rizo es mayor, alrededor de 1.5 V. Al

simular el convertidor con capacitores ideales, es decir con un ESR igual a cero, se obtiene la forma de rizo de la Figura 2.7. Al agregar la resistencia equivalente en serie en los capacitores y simular el convertidor, se obtiene una forma de rizo diferente como se observa en la Figura 2.8. Esta forma de rizo tiene mayor amplitud y es escalonada debido a que se contempla la resistencia en el capacitor. Mientras mayor sea la resistencia del capacitor, mayor será el rizo.

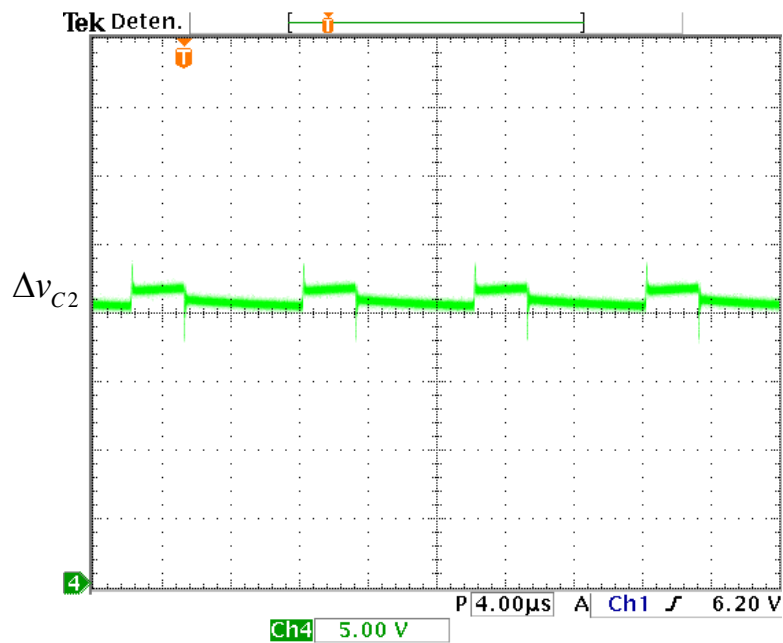


Figura 2.6 Gráfica de rizo del voltaje de salida con capacitor electrolítico (eje-y: 5 V/div), (eje-x: tiempo-4 μ s/div).

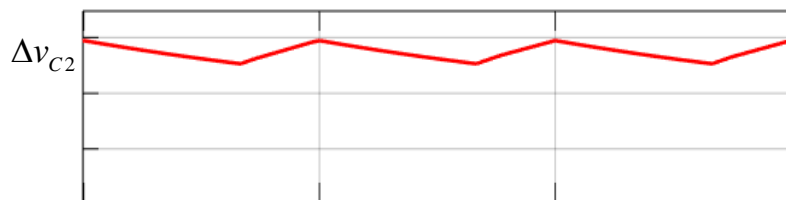


Figura 2.7 Gráfica de simulación del rizo del voltaje del capacitor de salida sin resistencia parasita (eje-y: 2 V/div), (eje-x: tiempo 10 μ s/div).

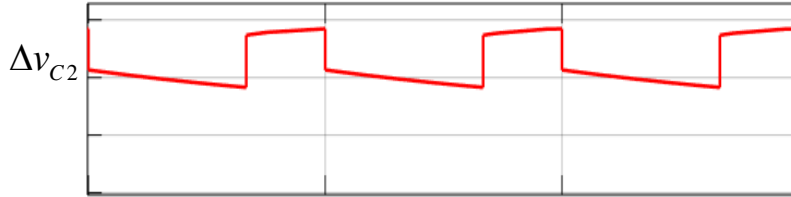


Figura 2.8 Gráfica de simulación del rizo del voltaje del capacitor de salida con resistencia parásita (eje-y: 2 V/div), (eje-x: tiempo 10 μ s/div).

En el prototipo no se alcanza el valor de rizo requerido debido al efecto de aumento de rizo por la alta resistencia con que cuenta el capacitor electrolítico. La fórmula de rizo considerando el capacitor de salida sin resistencia parásita es:

$$\Delta v_{C2} = \frac{D^2 E}{4R(1-D)f_s C_2}, \quad (2.9)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación del convertidor. Si se requiere añadir el efecto de la resistencia interna del capacitor en el rizo de voltaje, solo se añade a la fórmula ideal de rizo, el voltaje que se genera en la resistencia por el incremento de la corriente en el capacitor Δi_{C2} [13], lo cual está dado por:

$$\Delta v_{C2} = \frac{D^2 E}{4R(1-D)f_s C_2} + \Delta i_{C2} R_{C2}. \quad (2.10)$$

Para cumplir con los requerimientos del rizo del prototipo se necesita un tipo de capacitor con baja resistencia, y para reducir el tamaño de la PCB, este debe de ser pequeño. El capacitor de polímero orgánico de aluminio, que se observa en la Figura 2.9, cumple con estas características; sin embargo, su costo es más alto en comparación a los capacitores electrolíticos. Este tipo de capacitores comercialmente solo existe a valores de voltaje menores de 250 V.



Figura 2.9 Capacitor de polímero orgánico de aluminio.

Se prueba la tarjeta con capacitores de polímero orgánico de aluminio. Especialmente se obtiene la gráfica experimental del rizo de voltaje del capacitor de salida, la cual se muestra en la Figura 2.10. Se observa que no se logra distinguir un escalonamiento del rizo de voltaje por efecto de la resistencia parásita del capacitor. Con el uso de este tipo de capacitores si se logra obtener el valor de rizo de voltaje requerido. En este caso, el rizo de voltaje no logra ser afectado significativamente por la resistencia del capacitor, por lo que puede ser representado con la expresión (2.1). Por esta razón, se usarán capacitores de polímero orgánico de aluminio para los convertidores propuestos en este trabajo.

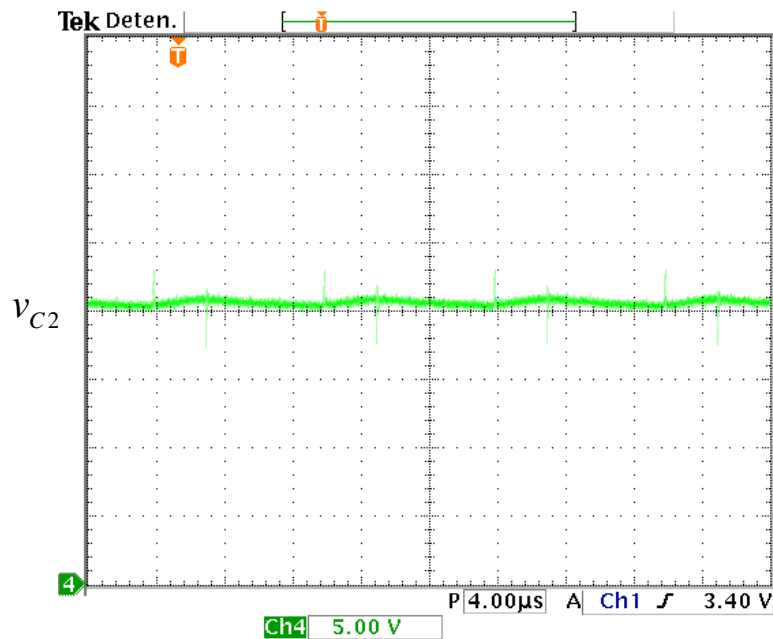


Figura 2.10 Gráfica de rizo del voltaje de salida con capacitor de polímero orgánico de aluminio (eje-y: 5 V/div), (eje-x: tiempo 4 μ s/div).

2.3 Comparación entre capacitancias e inductancias.

En este subtema se comparan los valores de capacitancias e inductancias entre el convertido propuesto y el SEPIC clásico. En la Figura 2.1 se tiene la imagen del convertidor SEPIC-CI, mientras que en la Figura 2.11 se muestra la imagen del convertidor SEPIC clásico.

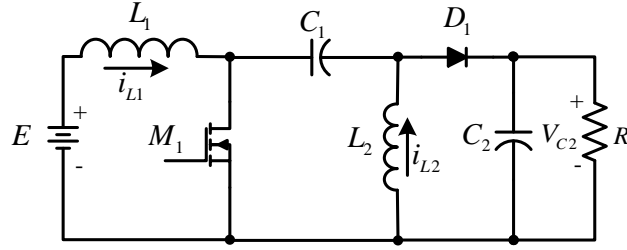


Figura 2.11 Convertidor SEPIC clásico.

La expresión del valor de capacitancia del capacitor de salida $C_{1(SEPIC-CI)}$ del convertidor propuesto se obtuvo en (2.7). De acuerdo con [2], la expresión de capacitancia en el SEPIC clásico es $C_{1(SEPIC)} = D^2 E / ((1 - D) \Delta v_{C1} f_S R)$. Si ambas expresiones las expresamos en términos de la ganancia de voltaje V_{C2}/E y las comparamos, resulta la siguiente expresión:

$$\frac{C_{1(SEPIC-CI)}}{C_{1(SEPIC)}} = \frac{1}{1 + 2(V_{C2}/E)}. \quad (2.11)$$

La expresión del valor de capacitancia del capacitor de salida $C_{2(SEPIC-CI)}$ del convertidor propuesto se obtuvo en (2.8). De acuerdo con [2], la expresión de capacitancia en el SEPIC clásico es $C_{2(SEPIC)} = D^2 E / ((1 - D) \Delta v_{C2} f_S R)$. Si ambas expresiones las expresamos en términos de la ganancia de voltaje V_{C2}/E y las comparamos, resulta la siguiente expresión:

$$\frac{C_{2(SEPIC-CI)}}{C_{2(SEPIC)}} = \frac{1 + (V_{C2}/E)}{1 + 2(V_{C2}/E)}. \quad (2.12)$$

Las gráficas de las expresiones (2.11) y (2.12) se muestra en la Figura 2.12. En ambas graficas se observa que la relación es menor a uno. Por lo tanto, una ventaja del SEPIC con celda de inductores (SEPIC-CI) con respecto al SEPIC clásico es que requiere de capacitores de menor valor para una misma aplicación de ganancia de voltaje.

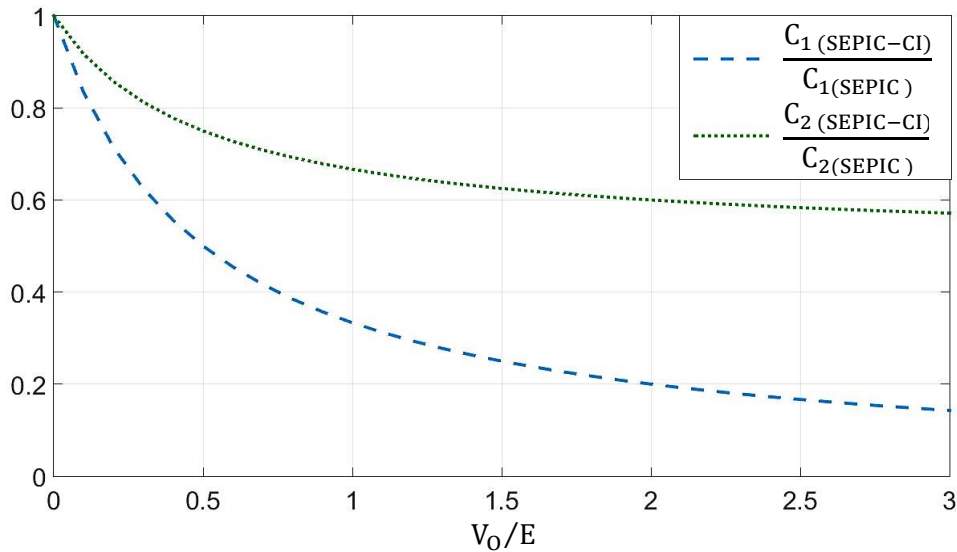


Figura 2.12 Comparaciones de los capacitores entre SEPIC-CI y el SEPIC clásico.

En cuanto a los inductores, las expresiones para $L_{1(\text{SEPIC-CI})}$ y $L_{2(\text{SEPIC-CI})}$ se obtuvieron en (2.5) y (2.6) respectivamente. De acuerdo con [2], las expresiones de ambos inductores en el SEPIC clásico es $L_{1(\text{SEPIC})} = DE/(\Delta i_{L1} f_s)$ y $L_{2(\text{SEPIC})} = DE/(\Delta i_{L2} f_s)$. Si ambas expresiones las expresamos en términos de la ganancia de voltaje V_{C2}/E y las comparamos, resulta la siguiente expresión:

$$\frac{L_{1 \text{ SEPIC-CI}}}{L_{1 \text{ SEPIC}}} = \frac{L_{2 \text{ SEPIC-CI}}}{L_{2 \text{ SEPIC}}} = 1 + \frac{1}{1 + 2(V_{C2} / E)}. \quad (2.13)$$

En la Figura 2.13 se muestra la gráfica de la expresión anterior, fácilmente se visualiza que, al incrementar la ganancia de voltaje, los valores de los inductores tienden a ser más grandes en el SEPIC-CI en comparación al SEPIC clásico.

Para la aplicación propuesta, la relación V_{C2}/E deberá ser de alrededor de 1. Esto significa que el SEPIC-CI tendrá un capacitor C_1 aproximadamente tres veces más chico y un capacitor C_2 1.5 veces más pequeño en comparación al SEPIC clásico. Sin embargo, los inductores serán 1.33 veces más grandes en el SEPIC-CI en comparación al SEPIC clásico. Por lo que se disminuyen las capacitancias, pero se aumentan las inductancias entre estos dos convertidores

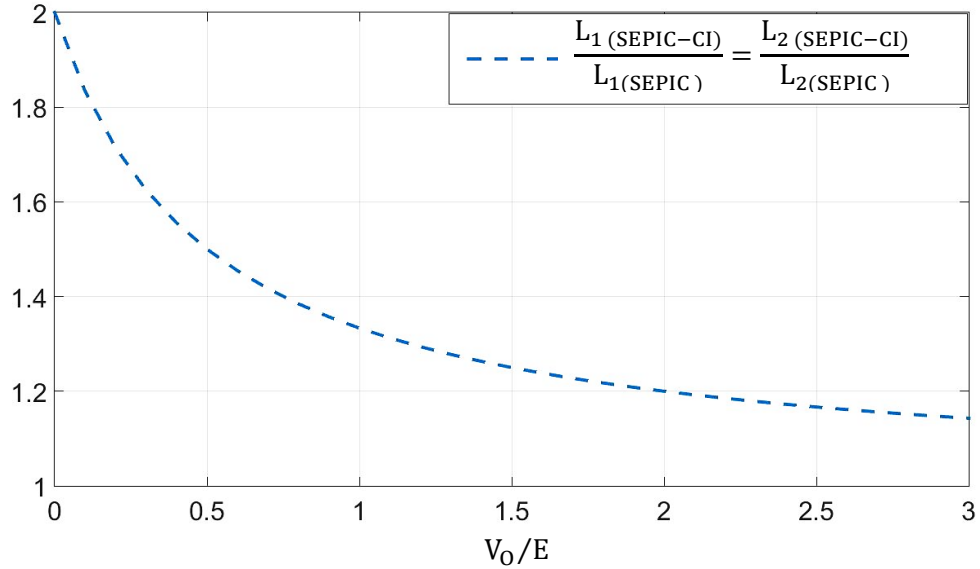


Figura 2.13 Comparación de los inductores entre el SEPIC-CI y el SEPIC clásico.

2.4 Estructura asilada del SEPIC-CI.

El SEPIC clásico se muestra en la Figura 2.11, éste tiene la característica de que es muy fácil de aislar, solo se sustituye el segundo inductor por un transformador, la estructura del SEPIC aislada se muestran en la Figura 2.14. El SEPIC-CI pierde esta facilidad de aislamiento al tener la celda de inductores. El aislamiento del SEPIC con celda de inductores es similar al aislamiento del convertidor Cúk mostrado en [2]. Para ello se necesita añadir un transformador y un capacitor como se muestra en la Figura 2.15. Por lo que esta última estructura aislada cuenta con más elementos, lo que se vería reflejado en forma significativa en el tamaño y costo de las tablillas.

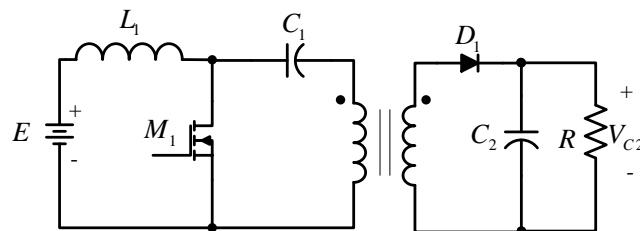


Figura 2.14 Convertidor SEPIC clásico aislado.

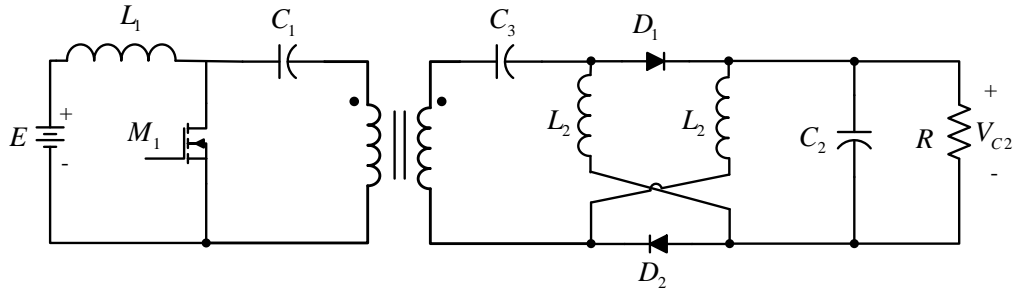


Figura 2.15 Convertidor SEPIC-CI aislado.

2.5 Estimación de la eficiencia del convertidor.

Una de las características más importantes en los convertidores de potencia es la eficiencia. Una alta eficiencia conduce a un convertidor más confiable con un costo y tamaño reducidos. Las pérdidas de potencia de cada componente del convertidor son causadas por sus elementos parásitos. Los principales elementos parásitos del SEPIC-CI se muestran en la Fig. 2.16.

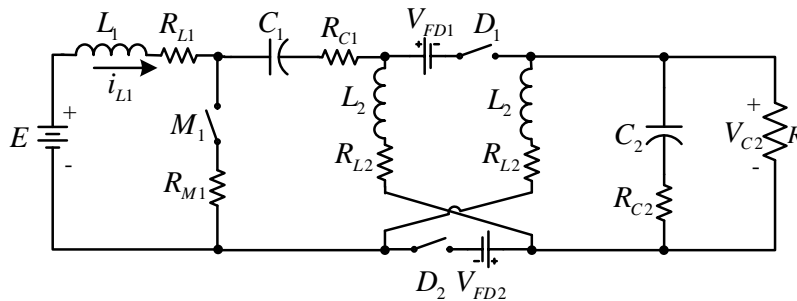


Figura 2.16 Convertidor SEPIC-CI con elementos parásitos.

Las parámetros del prototipo SEPIC-CI se mostraron en la Tabla 2.1. A estos valores les corresponde un ciclo de trabajo nominal promedio $D = 0.66$, y corrientes en los inductores de $I_{L1} = 5.71$ A y $I_{L2} = 5.71$ A. Sin embargo, para el cálculo de la eficiencia hace falta obtener expresiones de voltaje y corriente de estrés de los dispositivos semiconductores. El voltaje y corriente de estrés del MOSFET está dado por:

$$V_{M1} = E / (1 - D), \quad (2.14)$$

$$I_{M1} = DI_{L1}. \quad (2.15)$$

La corriente de estrés de los diodos está dada por:

$$I_{D1} = I_{D2} = (1 - D)(I_{L1} + I_{L2}). \quad (2.16)$$

El cuadrado de la corriente eficaz en los capacitores está dado por

$$I_{C1-RMS}^2 = I_{C2-RMS}^2 = (1 - D)I_{L1}^2 + DI_{L2}^2. \quad (2.17)$$

Además, es necesario identificar el valor de los elementos parásitos en cada uno de los componentes, algunos de ellos ya vienen dados de fábrica como en el caso de los elementos semiconductores y capacitores, otros como en el caso de los inductores, fueron medidos en el laboratorio. La Tabla 2.1 muestra los componentes y sus elementos parásitos.

Evaluando las expresiones (2.14) - (2.17) con los requerimientos del convertidor mencionados en el la Tabla 2.1, se tiene que $V_{M1} = 63 \text{ V}$, $I_{M1} = 3.8 \text{ A}$, $I_{D1} = 2.85 \text{ A}$, $I_{D2} = 2.85 \text{ A}$, $I_{C1-RMS}^2 = 16.32 \text{ A}^2$, $I_{C2-RMS}^2 = 16.32 \text{ A}^2$, y junto con los elementos parásitos mostrados en la Tabla 2.2, se pueden evaluar las expresiones de pérdida de potencia individual (1.1) – (1.4) que se muestran en el Capítulo 1. La pérdida de potencia de cada componente se muestra en la Tabla 2.3.

De acuerdo a la Tabla 2.1 y 2.3, la potencia del convertidor es de 120 W y sus pérdidas totales de 11.36 W. Con esto, se puede usar la expresión (1.6) para el cálculo de la eficiencia. Así, la eficiencia estimada es $\eta_{est} = 91\%$. Después, se mide la eficiencia experimentalmente en el prototipo, midiendo en el laboratorio el voltaje y corriente tanto en la entrada como en la carga, la eficiencia experimental es del 90 %. La eficiencia estimada resulta en una buena aproximación a la eficiencia real. Se observa en la Figura 2.17 que la mayor parte de las pérdidas de potencia son en los dispositivos semiconductores.

Tabla 2.3 Pérdida de potencia en cada elemento del convertidor SEPIC-CI.

Componente	Expresión de pérdida de potencia	Pérdida de potencia
L_1	$P_{L,L1} = I_{L1}^2 R_{L1}$	1.4 W
L_2	$P_{L,L2} = I_{L2}^2 R_{L2}$	1.1 W
C_1	$P_{L,C1} = I_{C1RMS}^2 R_{C1}$	0.57 W
C_2	$P_{L,C2} = I_{C2RMS}^2 R_{C2}$	0.32 W
D_1	$P_{L,D1} = V_{FD1} I_{D1}$	2.05 W
D_2	$P_{L,D2} = V_{FD2} I_{D2}$	2.05 W
M_1	$P_{L,M1} = \frac{I_{M1}^2}{D} R_{M1} + \frac{1}{2} V_{M1} \frac{I_{M1}}{D} (t_{rr1} + t_{ff1}) f_s$	3.87 W
Pérdida total		11.36 W

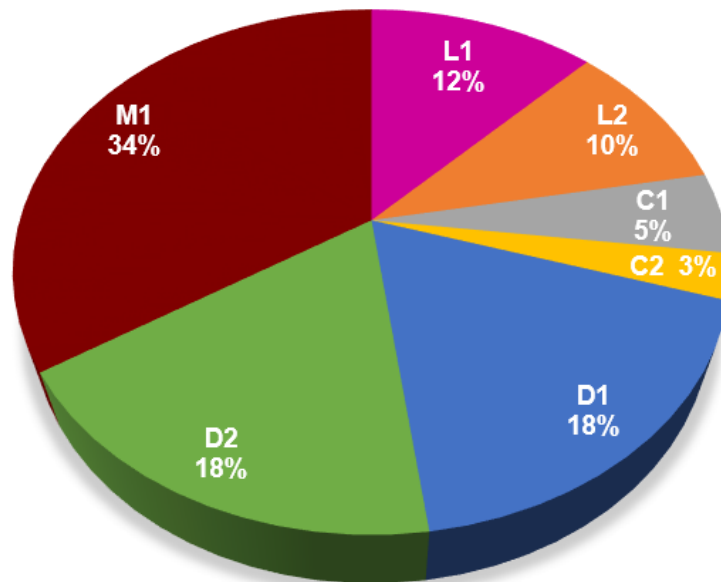


Figura 2.17 Porcentaje de pérdida de potencia de cada elemento del prototipo SEPIC-CI.

CAPÍTULO 3

Convertidor elevador/reductor con estructura de procesamiento de energía redundante reducida

3.1 Características del convertidor

Los convertidores DC-DC adecuados para la regulación de voltaje nominal en baterías de iones de litio son aquellos que tienen la característica de elevar y reducir el voltaje, así como una entrada de corriente no pulsante y una salida de voltaje no invertido como se comentó en el Capítulo 1. Nuevos convertidores pueden obtenerse a través de la teoría de convertidores con procesamiento de energía redundante reducida [16, 17]. Con esta teoría, se derivan quince configuraciones sobre cómo interconectar dos estructuras que no están en cascada. Utilizando los convertidores reductor, elevador y reductor-elevador convencionales, en [18] se desarrolla un estudio profundo sobre cuales configuraciones son factibles y cuales no factibles. Buscando en las configuraciones factibles, un nuevo convertidor de dos etapas se pudo deducir, el cual se observa en la Figura 3.1. Este cumple con las características para ser aplicados en la regulación de voltaje de baterías de iones de litio. Cabe resaltar que la estructura con la que cuenta este nuevo convertidor no ha sido presentada ni analizada en la literatura, solo se menciona que la interconexión de un convertidor elevador con un convertidor reductor-elevador que no están en cascada, forma parte de las configuraciones factibles.

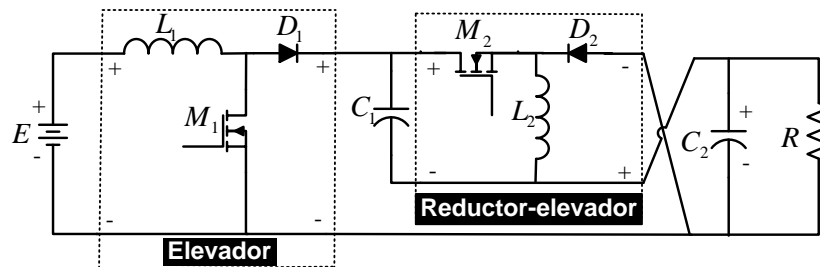


Figura 3.1 Configuración de un convertidor elevador y un convertidor reductor-elevador que no están conectados en cascada.

Como se observa en la Figura 3.1, la primera etapa está formada de una estructura elevador y la segunda por una estructura reductor-elevador. La primera etapa recibe energía únicamente de la fuente y entrega la energía al capacitor de almacenamiento C_1 y al puerto de salida, por lo que esta primera estructura tiene un flujo de energía tipo III (ver Figura 1.5). La segunda etapa, recibe energía del puerto de almacenamiento o capacitor C_1 y entrega la energía al puerto de salida, por lo que esta segunda estructura tiene un tipo de energía tipo I. Ambas estructuras con su flujo de energía crean un convertidor en configuración tipo I-III. La diferencia con un convertidor con estas dos etapas en cascada es que la primera etapa solo enviaría energía al capacitor de almacenamiento; además, este convertidor tiene salida de voltaje invertido como se muestra en la Figura 3.2.

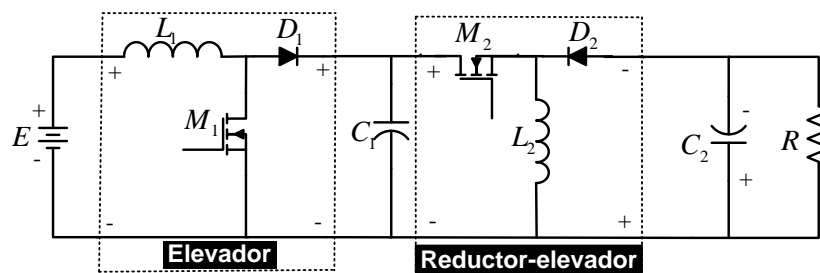


Figura 3.2 Estructura en cascada de un convertidor elevador y un convertidor reductor-elevador.

El convertidor propuesto que se observa en la Figura 3.1, puede simplificarse como se muestra en la Figura 3.3 para una mejor visualización. En este convertidor, ambas etapas garantizan la característica de elevación y reducción de voltaje, y el inductor del convertidor elevador en la primera etapa garantiza la corriente de entrada no pulsante. Además, es fácil notar que es un convertidor no inversor debido a que el voltaje de entrada y salida comparten el nodo negativo común.

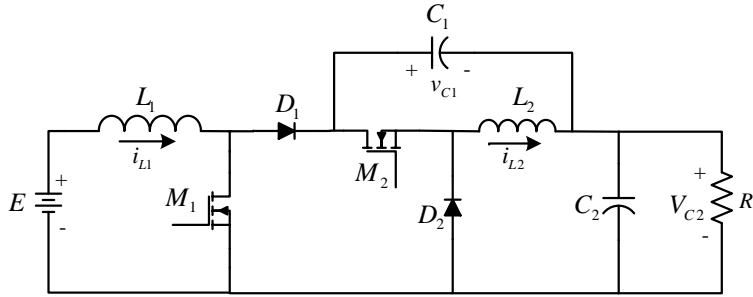
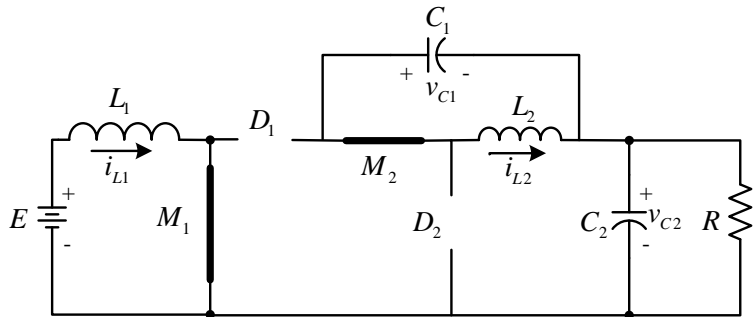
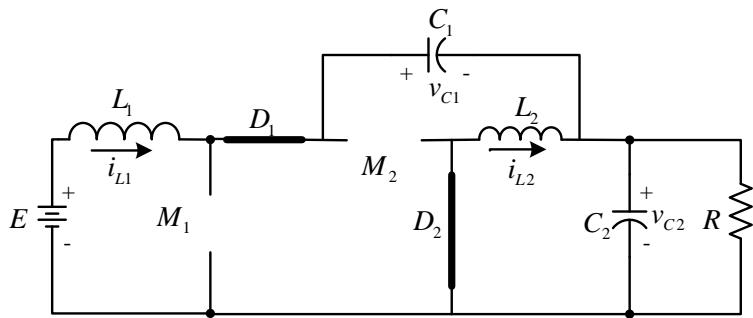


Figura 3.3 Convertidor elevador / reductor con estructura PERR.

El convertidor elevador/reductor con esta estructura se compone de E que representa el voltaje de entrada y V_{C2} el voltaje de salida. El capacitor de transferencia está representado por C_1 y el capacitor de salida por C_2 . El inductor de la primera etapa es L_1 , y el inductor de la segunda etapa es L_2 . Los MOSFETs M_1 y M_2 son los interruptores activos que funcionan simultáneamente, D_1 y D_2 son los diodos y R es la carga.



a)



b)

Figura 3.4 Circuitos que se forman al conmutar simultáneamente los interruptores M_1 y M_2 : a) activados, y b) desactivados.

Se estudia este convertidor en modo de conducción continua (MCC), lo cual significa que las corrientes de los inductores nunca decaen a cero. Los interruptores activos M_1 y M_2 operan simultáneamente. Cuando estos están activados, los diodos D_1 y D_2 se polarizan inversamente, con ello se forma el circuito que se muestra en la Figura 3.4a. Cuando están desactivados, los diodos D_1 y D_2 permiten el paso de corriente, con ello se forma el circuito que se muestra en la Figura 3.4b. Las variables de estado que comprende este convertidor son cuatro: la corriente del inductor de entrada representada por i_{L1} , la corriente del inductor de salida representada por i_{L2} , el voltaje del primer capacitor representado por v_{C1} , y el voltaje del segundo capacitor representado por v_{C2} .

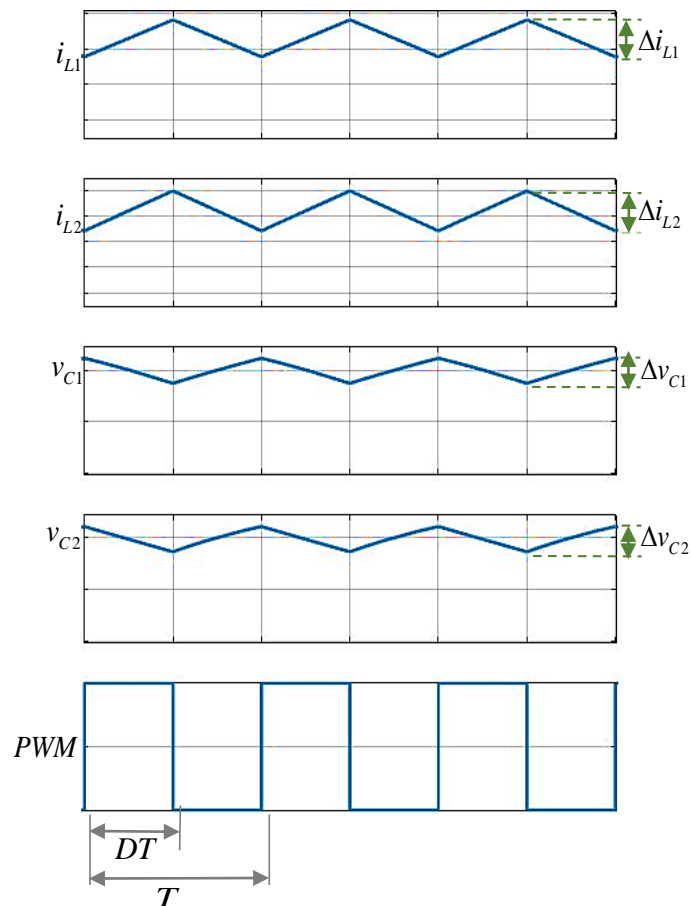


Figura 3.5 Comportamiento de las variables del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Las formas de onda de las variables de estado se muestran en la Figura 3.5, donde PWM es la modulación de ancho de pulso que controla la activación y desactivación de los interruptores M_1 y M_2 , D denota el valor promedio del ciclo de trabajo nominal y T el periodo de conmutación, por lo que DT es la fracción de tiempo en el que M_1 y M_2 están activados. Se observa que cuando M_1 y M_2 están activados, las corrientes en los inductores muestran una pendiente positiva, mientras que el voltaje en los capacitores muestran una pendiente negativa, por lo que en este estado de conmutación, ambos inductores cargan energía y ambos capacitores descargan energía. Caso contrario, cuando M_1 y M_2 están desactivados, las corrientes en los inductores muestran una pendiente negativa, mientras que el voltaje en los capacitores muestran una pendiente positiva, por lo que en este estado de conmutación, ambos inductores descargan energía y ambos capacitores cargan energía. Esta carga y descarga de energía en estos elementos pasivos, hacen que se genere un rizo de corriente en los inductores denotado por Δi_{L1} y Δi_{L2} , y un rizo de voltaje en los capacitores denotado por Δv_{C1} y Δv_{C2} , respectivamente. Estos rizos se recomiendan ser entre el 20% y 40% de la corriente en los inductores, y entre 0.5% y 2% del voltaje en capacitores [2].

3.2 Análisis y diseño del convertidor.

El análisis del convertidor se basa en describir de manera matemática el comportamiento de las cuatro variables de estado. Se obtienen expresiones con las cuales se puede predecir los valores promedio y valores de estrés en los dispositivos semiconductores, así como valores adecuados de los capacitores e inductores para el diseño del prototipo.

Para empezar a describir el comportamiento en estado estacionario, es necesario hacer uso de la expresión matemática que define el comportamiento del voltaje en los inductores [13], la cual está dada por:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}.$$

(3.1)

En este caso, los cambios de las corrientes en los inductores se aproximan a líneas rectas de pendiente positiva cuando los inductores se cargan, y líneas de pendiente negativa cuando los inductores se descargan. Así el voltaje del inductor se puede aproximar a:

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}. \quad (3.2)$$

Otra propiedad importante en los inductores es que el rizo de voltaje cuando el inductor se carga Δi_{L-C} es igual en magnitud pero en sentido contrario cuando el inductor se descarga Δi_{L-D} . Así que debe de cumplirse la siguiente expresión:

$$\Delta i_{L-C} + \Delta i_{L-D} = 0. \quad (3.3)$$

Así, para el primer inductor, cuando los interruptores activos están cerrados, como se observa en la Figura 3.4a, la fuente de entrada queda conectada en paralelo con este, con lo cual se tiene $v_{L1} = E$, el tiempo en lo que esto sucede corresponde al tiempo DT , por lo cual tendríamos que en promedio $L_1 \left(\frac{\Delta i_{L1-C}}{DT} \right) = E$. Despejando para el rizo del inductor se tiene:

$$\Delta i_{L1-C} = \frac{EDT}{L_1}. \quad (3.4)$$

Cuando los interruptores activos están abiertos, se forma el circuito de la Figura 3.4b, aquí el voltaje de la fuente de entrada es igual a la suma del voltaje del primer inductor más el voltaje de ambos capacitores, es decir $E = v_{L1} + v_{C1} + v_{C2}$, el tiempo en lo que esto sucede corresponde al tiempo $(1 - D)T$, por lo cual se tendría que en promedio $L_1 \left(\frac{\Delta i_{L1-D}}{(1-D)T} \right) = E - V_{C1} - V_{C2}$. Despejando el rizo del inductor se obtiene:

$$\Delta i_{L1-D} = \frac{(E - V_{C1} - V_{C2})(1 - D)T}{L_1}. \quad (3.5)$$

Sumando ambos rizados tal como lo describe la expresión (3.3) y simplificando resulta en:

$$V_{C1} + V_{C2} = \frac{E}{1-D} \quad (3.6)$$

Para el segundo inductor, cuando los interruptores activos están cerrados, como se muestra en la Figura 3.4a, el capacitor de transferencia C_1 queda conectado en paralelo a este, es decir $v_{L2} = v_{C1}$, el tiempo en lo que esto sucede corresponde al tiempo DT , por lo cual tendríamos que en promedio $L_2 \left(\frac{\Delta i_{L2-C}}{DT} \right) = V_{C1}$. Despejando el rizo del inductor se tiene:

$$\Delta i_{L2-C} = \frac{V_{C1}DT}{L_2}. \quad (3.7)$$

Cuando los interruptores activos están abiertos, se forma el circuito de la Figura 3.4b, aquí el voltaje del segundo inductor es igual en magnitud al voltaje del capacitor de salida pero en sentido contrario, es decir $v_{L1} = -v_{C2}$, el tiempo en lo que esto sucede corresponde al tiempo $(1-D)T$, por lo cual tendríamos que en promedio $L_2 \left(\frac{\Delta i_{L2-D}}{(1-D)T} \right) = -V_{C2}$. Despejando para el rizo del inductor se tiene:

$$\Delta i_{L2-D} = \frac{-V_{C2}(1-D)T}{L_2}. \quad (3.8)$$

Sumando ambos rizados tal como lo describe la expresión (3.3) y simplificando resulta en:

$$V_{C1} = \frac{V_{C2}(1-D)}{D}, \quad (3.9)$$

sustituyendo (3.6) en (3.9) obtenemos la expresión de ganancia de voltaje del convertidor:

$$\frac{V_{C2}}{E} = \frac{D}{(1-D)}. \quad (3.10)$$

La gráfica de esta ganancia de voltaje se muestra en la Figura 3.6. Aquí se puede notar que si $0 < D < 0.5$ el convertidor se comporta como reductor, si $D = 0.5$

la ganancia de voltaje es 1 y si $0.5 < D < 1$, el convertidor se comporta como elevador.

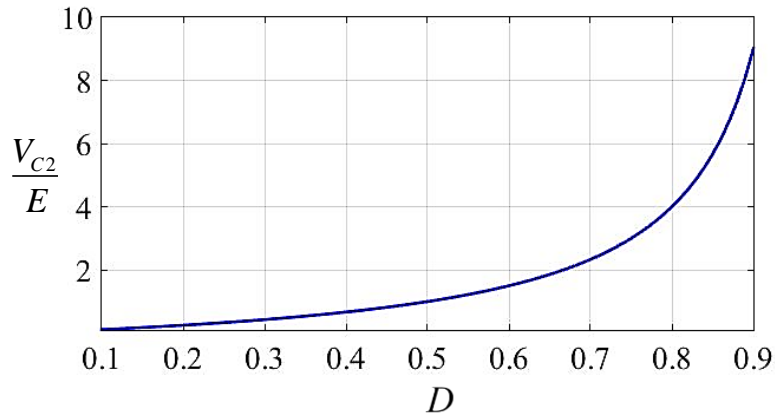


Figura 3.6 Gráfica de la ganancia de voltaje del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Para obtener más relaciones de diseño, es necesario hacer uso de la expresión matemática que define el comportamiento de la corriente en los capacitores, la cual está definida por:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} . \quad (3.11)$$

En este caso, los cambios de los voltajes en los capacitores se aproximan a líneas rectas de pendiente positiva cuando los capacitores se cargan, y líneas de pendiente negativa cuando los capacitores se descargan. Así la corriente en el capacitor se puede aproximar a:

$$i_c = C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} . \quad (3.12)$$

Otra propiedad importante en los capacitores es que el rizo de voltaje cuando el capacitor se carga Δv_{C-C} es igual en magnitud pero en sentido contrario cuando el capacitor se descarga Δv_{C-D} . Así que se debe de cumplir la siguiente expresión:

$$\Delta v_{C-C} + \Delta v_{C-D} = 0 . \quad (3.13)$$

Cuando los interruptores activos están cerrados, como se observa en la Figura 3.4a, el segundo inductor queda conectado en paralelo únicamente con el primer capacitor, con lo cual se tiene $i_{C1} = -i_{L2}$, el tiempo en lo que esto sucede corresponde al tiempo DT , por lo cual tendríamos que en promedio $C_1 \left(\frac{\Delta v_{C1-D}}{DT} \right) = -I_{L2}$. Despejando para el rizo del inductor se tiene:

$$\Delta v_{C1-D} = -\frac{I_{L2}DT}{C_1}. \quad (3.14)$$

Cuando los interruptores activos están abiertos, se forma el circuito de la Figura 3.4b. Aquí, la corriente del primer capacitor es igual a la corriente del primer inductor $i_{C1} = i_{L1}$ ya que estos quedan conectados en serie, el tiempo en lo que esto sucede corresponde al tiempo $(1-D)T$, por lo cual se tendría que $C_1 \left(\frac{\Delta v_{C1-C}}{(1-D)T} \right) = I_{L1}$. Despejando para rizo del inductor se tiene:

$$\Delta v_{C1-C} = \frac{I_{L1}(1-D)T}{C_1}. \quad (3.15)$$

Sumando ambos rizos tal como lo describe la expresión (3.13) y simplificando resulta la expresión de ganancia de corriente:

$$\frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{1-D}{D}. \quad (3.16)$$

Para el segundo capacitor, cuando los interruptores activos están cerrados, como se observa en la Figura 3.4a, la resistencia queda conectada en paralelo con este, con lo cual se tiene $i_{C2} = -i_R = -v_{C2}/R$, el tiempo en lo que esto sucede corresponde al tiempo DT , por lo cual tendríamos que en promedio $C_2 \left(\frac{\Delta v_{C2-D}}{DT} \right) = -\frac{V_{C2}}{R}$. Despejando para el rizo del inductor se tiene:

$$\Delta v_{C2-D} = -\frac{V_{C2}DT}{C_2R}. \quad (3.17)$$

Cuando los interruptores activos están abiertos, se forma el circuito de la Figura 3.4b, aquí la corriente del segundo capacitor es igual a la suma de la corriente de

los inductores, menos la corriente de la carga, es decir $i_{C2} = i_{L1} + i_{L2} - v_{C2}/R$, el tiempo en lo que esto sucede corresponde al tiempo $(1-D)T$, por lo cual tendríamos que en promedio $C_2 \left(\frac{\Delta v_{C2-c}}{(1-D)T} \right) = I_{L1} + I_{L2} - \frac{v_{C2}}{R}$. Despejando para el rizo del inductor se tiene:

$$\Delta v_{C2-c} = \frac{(I_{L1} + I_{L2} - V_{C2}/R)(1-D)T}{C_2}. \quad (3.18)$$

Sumando ambos rizos tal como lo describe la expresión (3.13) y simplificando resulta en:

$$I_{L1} + I_{L2} = \frac{V_{C2}}{R(1-D)}. \quad (3.19)$$

Haciendo uso de las ecuaciones (3.4), (3.7), (3.15) y (3.18), se obtienen las expresiones promedio de las variables de estado, estas son:

$$I_{L1} = \frac{D^2 E}{(1-D)^2 R}, \quad (3.20)$$

$$I_{L2} = \frac{DE}{(1-D)R}, \quad (3.21)$$

$$V_{C1} = E, \quad (3.22)$$

$$V_{C2} = \frac{DE}{1-D}. \quad (3.23)$$

Los valores de inductores y capacitores se obtiene a través de las expresiones de rizo obtenidas y considerando que $f_s = 1/T$ como la frecuencia de conmutación:

$$L_1 = \frac{ED}{\Delta i_{L1} f_s}, \quad (3.24)$$

$$L_2 = \frac{ED}{\Delta i_{L2} f_s}, \quad (3.25)$$

$$C_1 = \frac{D^2 E}{(1-D)\Delta v_{C1} f_s R}, \quad (3.26)$$

$$C_2 = \frac{D^2 E}{(1-D)\Delta v_{C2} f_s R}, \quad (3.27)$$

Para elegir los componentes semiconductores comerciales y calcular sus pérdidas de potencia individuales, es importante conocer sus valores de estrés. El voltaje de estrés en los dispositivos semiconductores es el voltaje que soportan cuando están abiertos. Al observar la Figura 3.4, se observa que el voltaje que soportan tanto MOSFETs como los diodos cuando están abiertos, es equivalente a la suma de voltaje de los capacitores, esta suma se expresa en (3.6); por lo tanto, el voltaje de estrés en los dispositivos semiconductores es:

$$V_{M1} = V_{M2} = V_{D1} = V_{D2} = \frac{E}{1-D}. \quad (3.28)$$

La corriente de estrés en los dispositivos semiconductores es la corriente promedio que pasa por el dispositivo durante todo el periodo de conmutación. La corriente que pasa por el interruptor M_1 , cuando este está cerrado, corresponde a la corriente del primer inductor. Dado que M_1 está activo solo la fracción de tiempo correspondiente al ciclo de trabajo nominal D , la corriente de estrés en este dispositivo es $I_{M1} = DI_{L1}$. De modo similar, $I_{M2} = DI_{L2}$, $I_{D1} = (1-D)I_{L1}$, y $I_{D2} = (1-D)I_{L2}$. Sustituyendo los valores promedio de las corrientes (3.20) y (3.21), se obtienen los siguientes valores de estrés en los semiconductores:

$$I_{M1} = \frac{D^3 E}{(1-D)^2 R}, \quad (3.29)$$

$$I_{M2} = \frac{D^2 E}{(1-D)R}, \quad (3.30)$$

$$I_{D1} = \frac{D^2 E}{(1-D)R}, \quad (3.31)$$

$$I_{D2} = \frac{DE}{R}. \quad (3.32)$$

Para propósitos del análisis de eficiencia es necesario también obtener el valor cuadrático de la corriente eficaz de cada uno de los capacitores. En el capacitor C_1 cuando los MOSFETs están cerrados, la corriente en el capacitor es $-I_{L2}$ por una

fracción de tiempo equivalente al ciclo de trabajo D . Cuando los MOSFETs se abren, la corriente en el capacitor es I_{L1} en una fracción de tiempo equivalente a $(1 - D)$, de la misma forma esto pasa en el capacitor C_2 . Por lo tanto, la corriente eficaz cuadrática de los capacitores está dada por :

$$I_{C1-RMS}^2 = I_{C2-RMS}^2 = (1-D)I_{L1}^2 + DI_{L2}^2. \quad (3.33)$$

3.3 Modelado y análisis dinámico del convertidor.

El comportamiento dinámico del convertidor propuesto se describe a través de modelos matemáticos, permitiendo diseñar una estrategia de control para que el convertidor sea capaz de regular las fluctuaciones en el voltaje de entrada y compensar las pérdidas por parásitos. Las cuatro variables de estado son: la corriente de cada inductor representadas por i_{L1} e i_{L2} y el voltaje de cada capacitor representado por v_{C1} y v_{C2} , respectivamente. Para poder establecer los modelos debemos de describir las ecuaciones de los circuitos eléctricos que se generan cuando los interruptores están activados y desactivados.

El circuito que se forma cuando los interruptores activos o MOSFETs están cerrados, es el que se muestra en la Figura 3.4a. En este diagrama se forman las siguientes igualdades: $v_{L1} = E$, $v_{L2} = v_{C1}$, $i_{C1} = -i_{L2}$, e $i_{C2} = -v_{C2}/R$. Se sustituyen aquí los voltajes de los inductores y corrientes en los capacitores por sus respectivas expresiones diferenciales (3.1) y (3.11). Además, se cambia la notación de la derivada (uso del superíndice punto) y se despejan para quedar de la siguiente forma:

$$\dot{i}_{L1} = \frac{E}{L_1}, \quad (3.34)$$

$$\dot{i}_{L2} = \frac{v_{C1}}{L_2}, \quad (3.35)$$

$$\dot{v}_{C1} = -\frac{i_{L2}}{C_1}, \quad (3.36)$$

$$\dot{v}_{C2} = -\frac{v_{C2}}{C_2 R}. \quad (3.37)$$

Ahora, cuando los interruptores activos se abren, como se muestra en la Figura 3.4b, se forman las siguientes igualdades: $v_{L1} = E - v_{C1} - v_{C2}$, $v_{L2} = -v_{C2}$, $i_{C1} = i_{L1}$, e $i_{C2} = i_{L1} + i_{L2} - v_{C2}/R$. Se realizan las sustituciones y despejes similares al párrafo anterior, quedando las ecuaciones diferenciales de la siguiente manera:

$$\dot{i}_{L1} = \frac{E}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} - \frac{v_{C2}}{L_1}, \quad (3.38)$$

$$\dot{i}_{L2} = -\frac{v_{C2}}{L_2}, \quad (3.39)$$

$$\dot{v}_{C1} = \frac{i_{L1}}{C_1}, \quad (3.40)$$

$$\dot{v}_{C2} = \frac{i_{L1}}{C_2} + \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{v_{C2}}{C_2 R}. \quad (3.41)$$

En primer lugar, se obtiene un modelo bilineal. Las ecuaciones diferenciales (3.34) - (3.41) se conjuntan a través de una función de conmutación binaria denotada por q , donde $q = 1$ representa el estado encendido, mientras que $q = 0$ representa el estado apagado. El modelo resultante es el siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{C1} \\ \dot{v}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1-q}{L_1} & -\frac{1-q}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{q}{L_2} & -\frac{1-q}{L_2} \\ \frac{1-q}{C_1} & -\frac{q}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-q}{C_2} & \frac{1-q}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3.42)$$

Ahora, usando el valor promedio de cada variable de estado representada con un superíndice “-”, y el valor promedio de la variable q representada por el ciclo de trabajo d , se deriva un modelo promedio no lineal [33]. Aquí, las variables de estado se multiplican por el ciclo de trabajo; por lo tanto, el sistema resultante no es lineal:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_{L_1} \\ \dot{\bar{i}}_{L_2} \\ \dot{\bar{v}}_{C_1} \\ \dot{\bar{v}}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-d}{L_1} & -\frac{1-d}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{d}{L_2} & -\frac{1-d}{L_2} \\ \frac{1-d}{C_1} & -\frac{d}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-d}{C_2} & \frac{1-d}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L_1} \\ \bar{i}_{L_2} \\ \bar{v}_{C_1} \\ \bar{v}_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3.43)$$

Finalmente, se aplican técnicas de linealización para describir la dinámica del convertidor. El modelo (3.43) se linealiza alrededor del punto de operación correspondiente a los valores promedio de estado estacionario (3.20) - (3.23). La señal de control y las cuatro variables de estado se descomponen en dos partes: los valores promedio nominales indicados con letras mayúsculas y sus correspondientes desviaciones indicadas por letras con superíndice “~” como se muestra en las siguientes expresiones:

$$\bar{i}_{L_1} = I_{L_1} + \tilde{i}_{L_1}, \quad (3.44)$$

$$\bar{i}_{L_2} = I_{L_2} + \tilde{i}_{L_2}, \quad (3.45)$$

$$\bar{v}_{C_1} = V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1}, \quad (3.46)$$

$$\bar{v}_{C_2} = V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2}, \quad (3.47)$$

$$d = D + \tilde{d}. \quad (3.48)$$

Usando esta representación, se obtiene el modelo lineal o también llamado de pequeña señal que se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} & -\frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & -\frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-D)L_1} \\ \frac{E}{(1-D)L_2} \\ -\frac{ED}{(1-D)^2 RC_1} \\ -\frac{ED}{(1-D)^2 RC_2} \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (3.49)$$

A partir del modelo lineal (3.49), y utilizando transformadas de Laplace, se calculan las funciones de transferencia de interés; en este caso, la corriente de entrada \tilde{i}_{L_1} y la tensión de salida \tilde{v}_{C_2} con respecto al ciclo de trabajo \tilde{d} para fines de control:

$$\frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (3.50)$$

$$\frac{\tilde{v}_{C_2}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (3.51)$$

donde:

$$\begin{aligned} a_3 &= \frac{1}{C_2 R}; \quad a_2 = \frac{(1-D)^2(C_1 L_1 + C_1 L_2 + C_2 L_2) + C_2 D^2 L_1}{C_1 C_2 L_1 L_2}; & a_1 &= \frac{L_2(1-D)^2 + D^2 L_1}{C_1 C_2 L_1 L_2 R}; \\ a_0 &= \frac{R(1-D)^2}{C_1 C_2 L_1 L_2 R}; & b_3 &= \frac{E}{L_1(1-D)}; & b_2 &= \frac{E(C_1 + C_1 D + C_2 D)}{C_1 C_2 L_1 R(1-D)}; & b_1 &= \frac{ED(L_2 + C_2 R^2)}{C_1 C_2 L_1 L_2 R^2(1-D)}; \\ b_0 &= \frac{2ED}{C_1 C_2 L_1 L_2 R(1-D)}; \\ c_3 &= \frac{-ED}{C_2 R(1-D)^2}; \quad c_2 = \frac{E(L_1 + L_2)}{C_2 L_1 L_2}; \quad c_1 = \frac{-ED^2}{C_1 C_2 L_2 R(1-D)^2}; \quad c_0 = \frac{E}{C_1 C_2 L_1 L_2}. \end{aligned}$$

Analizando los coeficientes de ambas funciones de transferencia, se encontró que son estables debido a que en el plano-s, los polos están en el lado izquierdo (LHS) del plano-s. Además, $\tilde{i}_{L_1}(s)/\tilde{d}(s)$ es de fase mínima porque sus ceros están en el LHS del plano-s, y $\tilde{v}_{C_2}(s)/\tilde{d}(s)$ es de fase no mínima porque sus ceros están

en el RHS del plano-s. El comportamiento de fase no mínima hace que el convertidor sea más difícil de controlar porque una ganancia alta puede causar inestabilidad [34].

3.4 Diseño del prototipo

Diferentes valores de voltaje nominal y capacidad de corriente se pueden obtener de un banco de baterías tras la interconexión en serie y/o paralelo de celdas de baterías [35]. El requisito en la capacidad de potencia en fuentes de alimentación aumenta con el tiempo en los sistemas electrónicos, provocando que en muchas aplicaciones la batería de 12 V ahora cambie a 48 V, como en la alimentación de sistemas de telecomunicaciones, centros de datos [36], vehículos eléctricos [37], así como almacenar energía procedente de fuentes renovables [38, 39]. Un banco de baterías de iones de litio de 48 V nominales tiene variaciones de voltaje de 40 V cuando la batería está descargada y 56 V cuando está completamente cargada. Luego, para mantener el voltaje de salida nominal constante, esta batería requiere reguladores basados en convertidores CD-CD [40].

Para las pruebas experimentales del convertidor se eligieron siguientes parámetros del prototipo: un voltaje de entrada nominal de 48 V (rango de fluctuación: 40V-56V), voltaje de salida de 48 V con una potencia de salida de 500 W y una frecuencia de conmutación f_s de 100 kHz. La carga resistiva correspondiente es de 4.6Ω y el ciclo de trabajo nominal es $D = 0.5$. Estos parámetros del convertidor se resumen en la Tabla 3.1.

Los valores de estado estable del prototipo se calculan de acuerdo con la expresión correspondiente (3.20)-(3.23) : $I_{L1} = 10.41 \text{ A}$, $I_{L2} = 10.41 \text{ A}$, $V_{C1} = 48 \text{ V}$ y $V_{C2} = 48 \text{ V}$. Así, los valores de rizo requeridos según la Tabla 3.1 son $\Delta i_{L1} = 2 \text{ A}$, $\Delta i_{L2} = 3.1 \text{ A}$, $\Delta v_{C1} = 0.96 \text{ V}$, y $\Delta v_{C2} = 0.96 \text{ V}$. Con estos valores, se pueden calcular los valores de capacitores e inductores según las expresiones (3.24) - (3.27), cuyo valor comercial más cercano, su número de serie y parásitos se enlistan en la Tabla 3.2. Esta tabla también muestra número de serie de los dispositivos

semiconductores seleccionados los cuales deben de soportar las corrientes y voltajes que se calculan con las expresiones (3.29) - (3.32).

Tabla 3.1 Parámetros del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Componente	Número de serie
E	48 V nominal (40 V – 56 V)
V_{C2}	48 V
f_s	100 kHz
P	500 W
R	4.6 Ω
D	0.5
Δi_{L1}	$0.2I_{L1}$ (20% rizo pico a pico)
Δi_{L2}	$0.3I_{L2}$ (30% rizo pico a pico)
Δv_{C1}	$0.02V_{C1}$ (2% rizo pico a pico)
Δv_{C2}	$0.02V_{C2}$ (2% rizo pico a pico)

Tabla 3.2 Valores de diseño del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Componente	Valor de diseño	Número de serie	Parásitos
L_1	120 μ H	1140121KRC	$R_{L1} = 28 \text{ m}\Omega$
L_2	82 μ H	1140820KRC	$R_{L2} = 23 \text{ m}\Omega$
C_1	56 μ F	RNU1J560MDN1PH	$R_{C1} = 25 \text{ m}\Omega$
C_2	56 μ F	RNU1J560MDN1PH	$R_{C2} = 25 \text{ m}\Omega$
D_1	$I_{D1} = 5.2 \text{ A}, V_{D1} = 96 \text{ V}$	DSSK30018A	$V_{FD1} = 0.88 \text{ V}$
D_2	$I_{D2} = 5.2 \text{ A}, V_{D2} = 96 \text{ V}$	DSSK30018A	$V_{FD2} = 0.88 \text{ V}$
M_1	$I_{M1} = 5.2 \text{ A}, V_{M1} = 96 \text{ V}$	IRFP4668	$R_{M1} = 9.7 \text{ m}\Omega$ $t_{rr1} = 146 \text{ ns}$ $t_{ff1} = 138 \text{ ns}$
M_2	$I_{M2} = 5.2 \text{ A}, V_{M2} = 96 \text{ V}$	IRFP4668	$R_{M1} = 9.7 \text{ m}\Omega$ $t_{rr1} = 146 \text{ ns}$ $t_{ff1} = 138 \text{ ns}$

Se realiza una estimación de la eficiencia que tendrá este prototipo con los valores de diseño seleccionados. La eficiencia es una de las características más importantes en los convertidores, debido a que una alta eficiencia conlleva a un convertidor más confiable, de menor costo y tamaño. Las pérdidas de potencia de cada componente del convertidor son causadas por sus elementos parásitos tal como se describió en el Capítulo 1. Los principales elementos parásitos de este convertidor se muestran en la Figura 3.7. Las resistencias en serie equivalentes correspondiente a cada componente están representadas por R_{L1} , R_{L2} , R_{C2} , R_{C1} , R_{M1} , y R_{M2} . Las caídas de voltaje causadas por los diodos D_1 y D_2 están representadas por V_{FD1} y V_{FD2} .

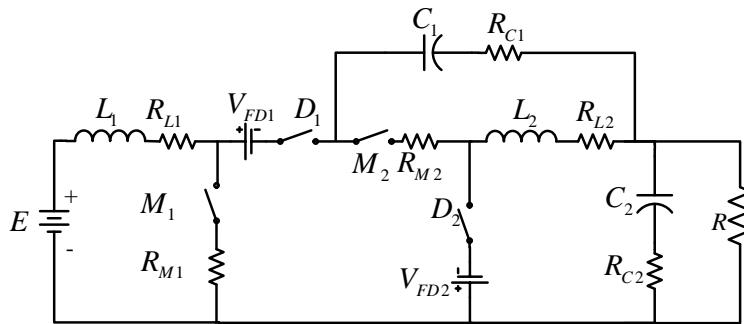


Figura 3.7 Elementos parásitos del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Los valores correspondientes a los parásitos para este prototipo, se muestran en la cuarta columna de la Tabla 3.2. Las expresiones de pérdida de potencia de cada componente y su valor estimado se muestran en la Tabla 3.3. La pérdida de potencia total estimada para este prototipo es de 49.46 W para una potencia de salida de 500 W. Evaluando la expresión (1.6), la eficiencia estimada correspondiente es $\eta_{est} = 91\%$. Se observa en la Figura 3.8 que la mayor parte de las pérdidas de potencia son en los dispositivos semiconductores.

Tabla 3.3 Pérdidas de potencia individuales del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Componente	Ecuación de pérdida de potencia	Pérdida de potencia
L_1	$P_{P_L1} = I_{L1}^2 R_{L1}$	3 W
L_2	$P_{P_L2} = I_{L2}^2 R_{L2}$	2.5 W
C_1	$P_{P_C1} = I_{C1RMS}^2 R_{C1}$	2.7 W
C_2	$P_{P_C2} = I_{C2RMS}^2 R_{C2}$	2.7 W
D_1	$P_{P_D1} = V_{FD1} I_{D1}$	4.58 W
D_2	$P_{P_D2} = V_{FD2} I_{D2}$	4.58 W
M_1	$P_{P_M1} = \frac{I_{M1}^2}{D} R_{M1} + \frac{1}{2} V_{M1} I_{M1} (t_{rr1} + t_{ff1}) f_s$	14.7 W
M_2	$P_{P_M2} = \frac{I_{M2}^2}{D} R_{M2} + \frac{1}{2} V_{M2} I_{M2} (t_{rr2} + t_{ff2}) f_s$	14.7 W
Pérdida de potencia total		49.46 W

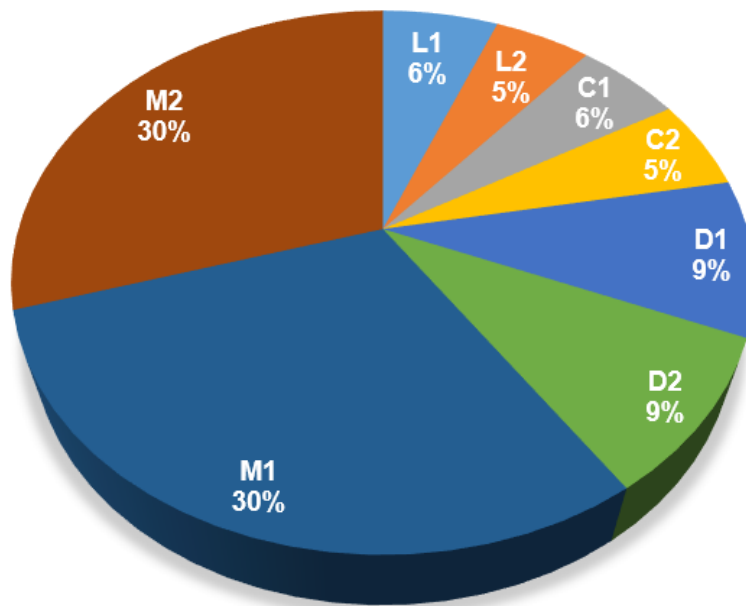


Figura 3.8 Porcentaje de pérdida de potencia de cada elemento del prototipo elevador/reductor con estructura PERR.

Con los valores de diseño elegidos, se calcula numéricamente la función de transferencia (3.50) y (3.51). Los polos y ceros resultantes de ambas funciones de transferencia se muestran en la Tabla 3.4. La función de transferencia de la corriente de entrada con respecto al ciclo de trabajo, tiene un comportamiento de

fase mínimo porque tiene sus ceros en el LHS del plano-s. Por otro lado, la función de transferencia voltaje de salida con respecto al ciclo de trabajo, tiene un comportamiento de fase no mínima porque tiene ceros en el RHS del plano-s.

Tabla 3.4 Localización de polos y ceros de las funciones de transferencia del convertidor elevador/reductor con estructura PEER.

Función de transferencia	Polos	Ceros
$\frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{d}(s)}$	$\begin{cases} -686 \pm 10188i \\ -1327 \pm 9544i \end{cases}$	$\begin{cases} -7704 \\ -174 \pm 1120i \end{cases}$
$\frac{\tilde{v}_{C2}(s)}{\tilde{d}(s)}$	$\begin{cases} -686 \pm 10188i \\ -1327 \pm 9544i \end{cases}$	$\begin{cases} 49407 \\ 232 \pm 9864i \end{cases}$

3.5 Pruebas experimentales en lazo abierto

Para realizar las pruebas experimentales que validen el estudio del convertidor, se construye un prototipo con los valores mostrados en la Tabla 3.1 y Tabla 3.2. El diseño de la placa de circuito impreso (PCB) se realizó con el software EAGLE, la construcción de la tableta y el soldado de los componentes se realizaron en el laboratorio. La imagen del prototipo se muestra en la Figura 3.9.

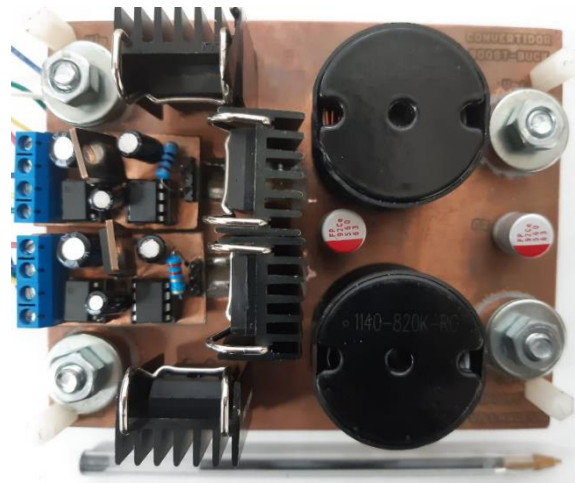


Figura 3.9 Prototipo del convertidor elevador/reductor con estructura PEER

El prototipo del convertidor se prueba en lazo abierto para validar las expresiones en estado estable, la función de transferencia y el comportamiento ante cambios de carga. Se realiza la medición experimental de las variables de estado. Las gráficas de las corrientes en los inductores se muestran en la Figura 3.10. Aquí, las corrientes del inductor promedio son: $I_{L1} = 11.5 \text{ A}$ y $I_{L2} = 10.41 \text{ A}$ con 20% y 30% de rizo, respectivamente. El valor experimental de I_{L1} tiene una ligera diferencia con respecto a su valor teórico debido a los parásitos. Los valores de voltaje de los capacitores en el prototipo se muestran en la Figura 3.11, estos coinciden con los valores calculados. En la Figura 3.12 se hace un acercamiento del voltaje de salida v_{C2} , donde se observa que coincide con el rizo pico a pico requerido del 2%. En la Figura 3.13, se muestra la medición del voltaje de estrés en los dispositivos semiconductores, aquí se puede observar que su valor es alrededor de los 96 V, lo cual coincide con lo estimado. Estos resultados validan las relaciones de diseño calculadas.

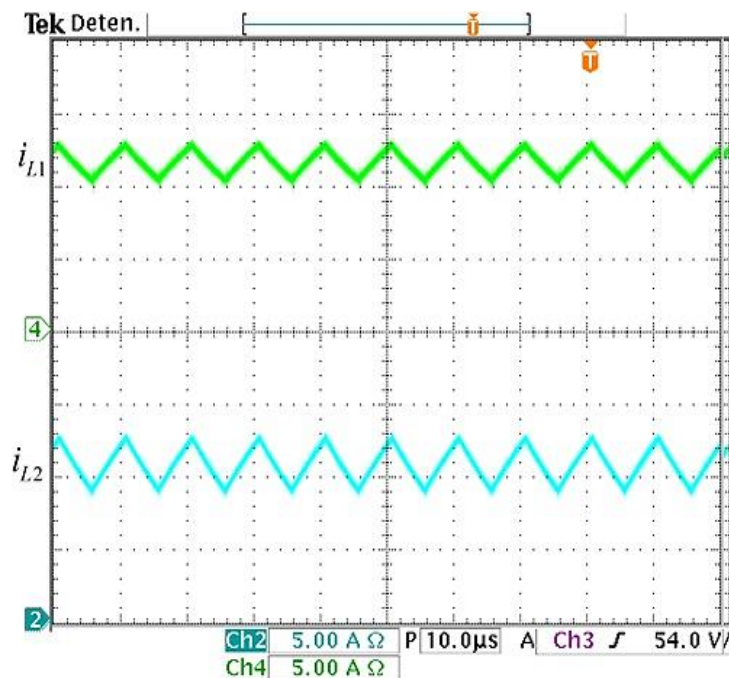


Figura 3.10 Medición experimental de la corriente en los inductores: corriente del primer inductor i_{L1} (arriba)(eje-y: 5 A/div), y corriente del segundo inductor i_{L2} (abajo)(eje-y: 5 A/div)(eje-x: tiempo 10 μs /div).

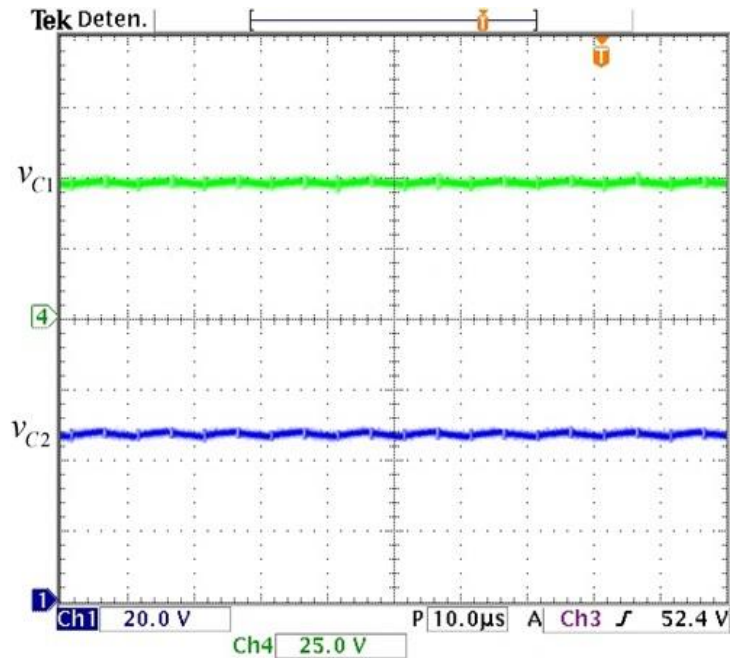


Figura 3.11 Medición experimental del voltaje en los capacitores: voltaje del primer capacitor v_{C1} (arriba)(eje-y: 25 V/div), y voltaje del segundo capacitor o capacitor de salida v_{C2} (abajo)(eje-y: 20 V/div)(eje-x: tiempo 10 μs/div).

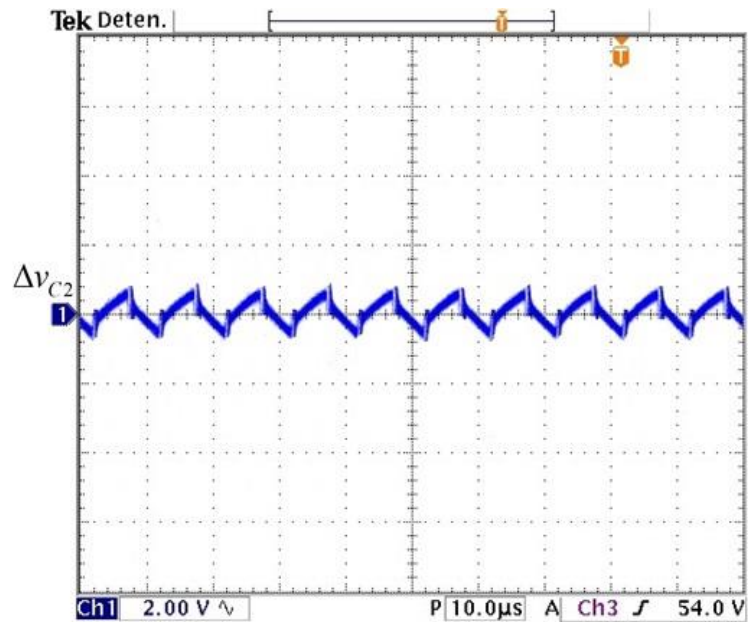


Figura 3.12 Medición experimental del rizo de voltaje del capacitor de salida Δv_{C2} (eje-y: 2 V/div)(eje-x: tiempo 10 μs/div).

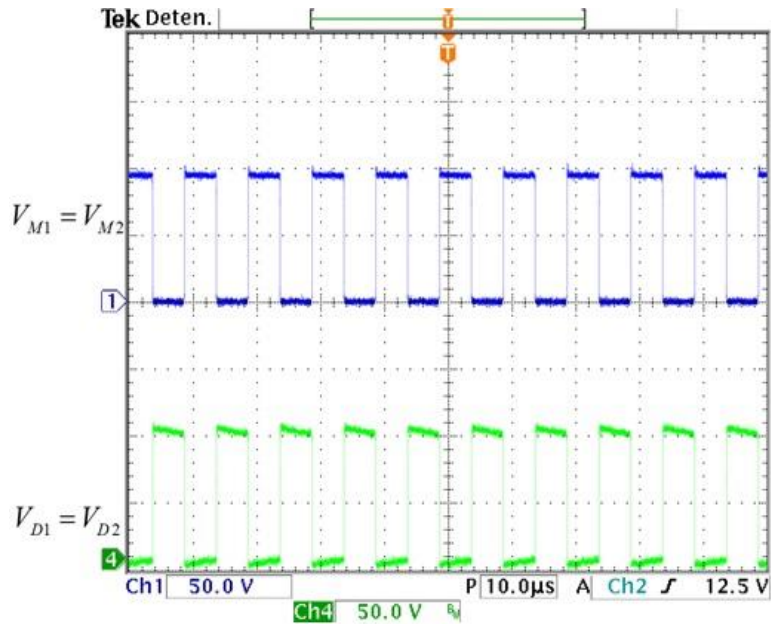


Figura 3.13 Medición experimental del voltaje en los dispositivos semiconductores: voltaje de los MOSFETs (arriba)(eje-y: 50 V/div), y voltaje de los diodos (abajo)(eje-y: 50 V/div)(eje-x: tiempo 10 μ s/div).

Para verificar el comportamiento dinámico del convertidor en lazo abierto, se realiza una prueba a cambios escalonados en la carga. La carga cambia de 4.6 Ω (500 W) a 23 Ω (100 W) periódicamente a una frecuencia de 5 Hz. El circuito utilizado para generar esos cambios se puede ver en la Figura 3.14, en el bloque denominado “Carga”. La grafica del comportamiento del voltaje de salida ante esta prueba se muestra en la Figura 3.15. Se puede notar que el voltaje de salida varía cuando ocurren cambios de carga. Por lo tanto, es necesario diseñar un controlador al convertidor para regular las variaciones de voltaje.

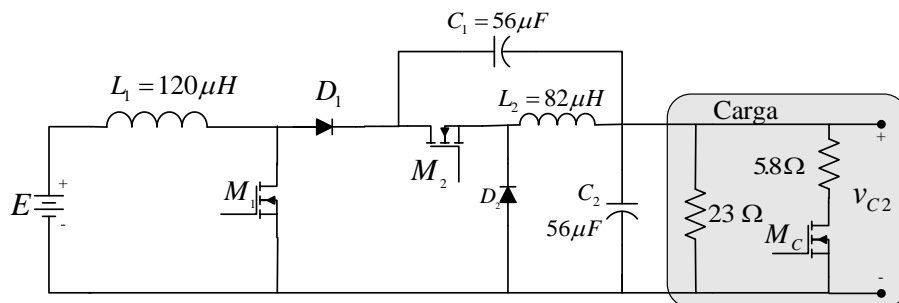


Figura 3.14 Circuito para cambios de carga del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

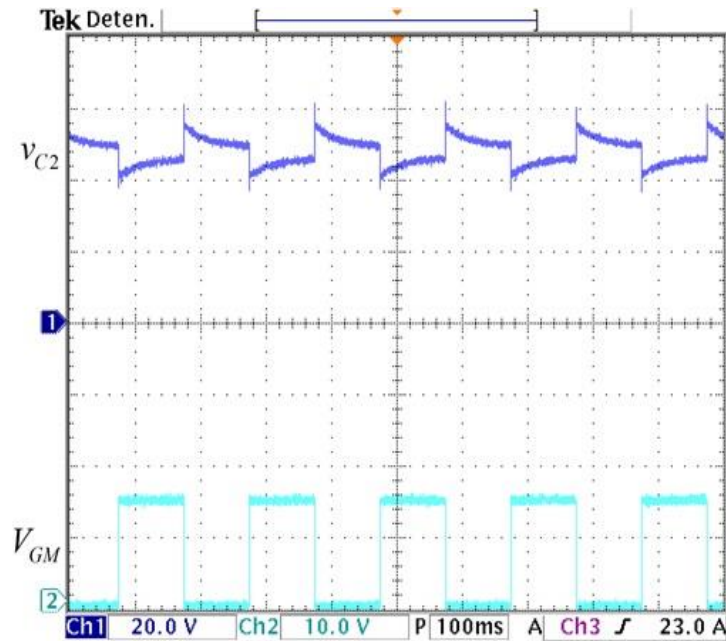


Figura 3.15 Prueba en lazo abierto a cambios en la carga: (arriba) voltaje de salida del convertidor v_{C2} (eje-y: 20 V/div), y (abajo) voltaje de activación V_{GM} del interruptor M_C encargado de cambiar la carga de 100 W a 500 W (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).

Con el equipo AP Instruments 300, se obtiene en el laboratorio la respuesta en frecuencia experimental de la función de transferencia $\tilde{v}_{C2}(s)/\tilde{d}(s)$. Esta se compara con la obtenida del modelo lineal en MATLAB como se muestra en la Figura 3.16. La gráfica de la respuesta experimental (línea de puntos) es más suave por el efecto de los elementos parásitos del convertidor, en el modelo lineal (línea continua) no se consideran dichos parásitos. El comportamiento similar de estas respuestas valida la aproximación del modelo lineal.

Finalmente, se obtiene la eficiencia experimental para este convertidor. La eficiencia experimental se obtiene midiendo y comparando la potencia de entrada con la potencia de salida del prototipo. Se realizó la medición experimental de la eficiencia a diferentes valores de cargas como se muestra en Figura 3.17. Se puede notar que a plena carga (500 W) la eficiencia experimental es del 90.5%. La eficiencia estimada que se obtuvo en la sección anterior fue del 91%; por lo tanto, es una buena aproximación de la eficiencia experimental.

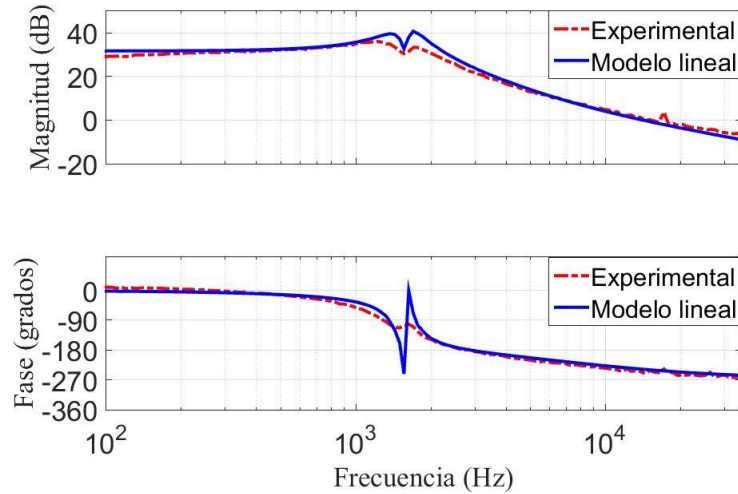


Figura 3.16 Respuesta en frecuencia de la función de transferencia $\tilde{v}_{c2}(s)/\tilde{d}(s)$: magnitud (arriba)(eje-y: 20 dB/div), y fase (abajo)(eje-y: 90 grados/div).

En la Tabla 3.5 se proporciona una comparación de los convertidores propuestos con convertidores para aplicaciones similares. El convertidor elevador/reductor con estructura PERR y el convertidor SEPIC con celda de inductores [41] muestran mejor eficiencia que el convertidor [9]. El convertidor [10] tiene la mejor eficiencia, pero el prototipo se probó solo con un software de simulación. Además, el convertidor [10] tiene como desventaja una mayor cantidad total de dispositivos, un rango de ganancia de voltaje limitado y un esquema de control más complejo porque usa seis interruptores activos.

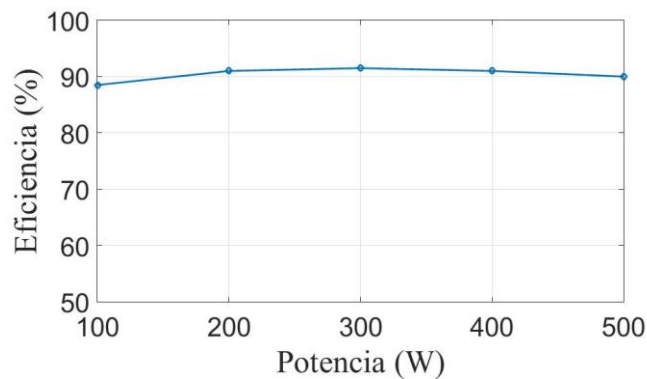


Figura 3.17 Eficiencia experimental del convertidor elevador/reductor con estructura PERR para diferentes cargas.

Tabla 3.5 Comparación entre los convertidores propuestos y otras estructuras.

	SEPIC-CI	Convertidor elevador/reductor PERR	Convertidor [9]	Convertidor [10]
Número de interruptores	1	2	4	6
Número of diodos	2	2	0	0
Número de capacitores	2	2	1	3
Número de inductores	3	2	1	1
Total de componentes	8	8	6	10
Ganancia de voltaje	$\frac{D}{2(1-D)}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{1}{1.5-D}$
Eficiencia	90%	90.5%	85.5%	95.7%
Corriente de entrada no pulsante	Si	Si	No	Si

Capítulo 4

Diseño del controlador de los convertidores propuestos

4.1 Controlador en modo-corriente.

Los convertidores SEPIC con inductores conmutados y el elevador/reductor con estructura PERR tienen un comportamiento dinámico no lineal y el diseño del controlador es más complicado utilizando técnicas no lineales. Sin embargo, se puede diseñar un controlador usando el modelo linealizado obtenido en la sección anterior usando técnicas de control lineal. Además, el costo de la implementación de controladores no lineales es mayor y existe un mayor riesgo de dañar el equipo electrónico si no se implementa correctamente [42]. Los controladores no lineales son apropiados para sistemas más sofisticados donde no hay aproximaciones lineales adecuadas; por lo tanto, en este trabajo se selecciona un controlador lineal.

El control modo-corriente es un esquema ampliamente utilizado para controlar convertidores conmutados. Tiene muchas ventajas sobre el control modo-voltaje: (a) mayor facilidad en el diseño de los compensadores del lazo de control, (b) una respuesta transitoria más rápida, y (c) protección contra sobre corriente. Para la implementación y desempeño del controlador es importante una selección adecuada de las variables utilizadas para la retroalimentación.

El uso de control modo-voltaje no es adecuado para los convertidores propuestos porque una alta ganancia en el controlador puede producir inestabilidad [43]. Dado que la función de transferencia del voltaje de salida con respecto a la entrada de control de los convertidores propuestos es de fase mínima, para valores típicos del convertidor, es más apropiado utilizar un esquema de control en modo-corriente. La corriente del inductor de entrada y el voltaje de salida son variables que se pueden seleccionar para el control en modo-corriente [43]. La corriente del inductor proporcionará una respuesta transitoria más rápida. La detección de la corriente del inductor también se puede utilizar para la protección de sobrecarga de

corriente a través del convertidor. Por lo tanto, estos dos lazos de retroalimentación son suficientes para obtener un buen rendimiento de regulación, aunque este convertidor tiene cuatro variables de estado.

Se selecciona un esquema del controlador en modo-corriente promedio para los reguladores, como se muestra en la Figura 4.1. El procedimiento general de diseño del controlador para este esquema es un problema doble. El lazo interno utiliza un filtro pasa-bajas y un compensador de alta ganancia para que la corriente de entrada siga la referencia actual. El lazo exterior utiliza un controlador PI para la regulación del voltaje de salida. El lazo interno se compone de una ganancia del sensor de corriente N , un compensador de alta ganancia $G(s)$, un filtro pasa-bajas $F(s)$ y una rampa del oscilador de tamaño V_p . El lazo externo está compuesto por la ganancia H , el voltaje de salida deseado o voltaje de referencia v_{ref} y un controlador PI denotado por $K(s)$.

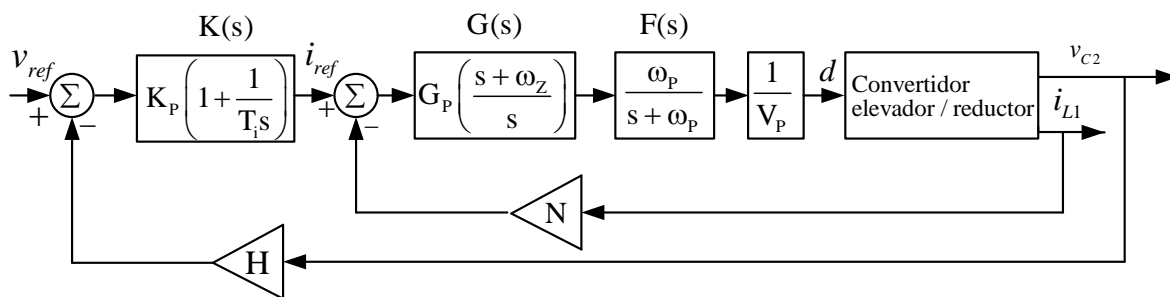


Figura 4.1 Diagrama de bloques del controlador modo-corriente.

Las técnicas de modelado de lazo en el dominio de la frecuencia, se utilizan para diseñar el controlador, esto proporciona márgenes de rendimiento y estabilidad adecuados [34]. El margen de ganancia, el margen de fase, y la pendiente de cruce en cero decibeles que se aprecian en el diagrama de Bode de la ganancia de lazo, son parámetros esenciales que determinan la robustez del regulador conmutado. Una de las ventajas de este método es que el modelo teórico resultante, a diferencia de otros métodos, se puede verificar experimentalmente mediante el uso de un analizador de respuesta de frecuencia. El procedimiento es fácil y se puede implementar con excelentes resultados.

La robustez en lazo cerrado se obtiene cuando la ganancia del lazo satisface las siguientes condiciones: a) una alta ganancia a baja frecuencia, lo que mejora la regulación en estado estable; b) una pendiente de la ganancia de lazo en o cerca de la frecuencia de cruce debe ser aproximadamente -20 dB/dec, lo que mejora la sensibilidad, y c) una ganancia de lazo con márgenes de fase y ganancia apropiados para una estabilidad robusta. Estas condiciones se utilizan para establecer las ganancias del lazo de control; en cuanto a la localización de los polos y ceros del controlador son establecidos principalmente por la frecuencia de conmutación operativa. Ahora se da el procedimiento para diseñar el controlador.

Lazo de corriente

La ley de control para el lazo de corriente tiene la siguiente forma:

$$\tilde{d} = \frac{1}{V_p} \underbrace{\left(G_p \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right) \right)}_{G(s)} \underbrace{\left(\frac{\omega_p}{s + \omega_p} \right)}_{F(s)} (\tilde{i}_{ref} - N\tilde{i}_{L1}), \quad (4.1)$$

donde G_p es la ganancia, ω_z es la ubicación del cero y ω_p representa la ubicación del polo. La señal de corriente \tilde{i}_{ref} es una señal obtenida como salida del lazo de voltaje utilizada como señal de referencia del lazo de corriente y $N\tilde{i}_{L1}$ es una señal de voltaje proporcional a la corriente a través del inductor detectada por el sensor de corriente [28]. El cero ω_z debe colocarse aproximadamente una década por debajo con respecto al valor de f_s [43]. El polo ω_p debe colocarse en o por arriba de $f_s / 2$. La ganancia del compensador G_p se debe seleccionar de modo que se tenga una pendiente aproximada de -20 dB/dec en la ganancia de lazo, para ello se proponen valores de ganancia que cumplan con la siguiente desigualdad:

a) Para el convertidor SEPIC con celda de inductores

$$G_p < \frac{10V_p(1-D)^3 R}{E D N}, \quad (4.2)$$

b) Para el convertidor elevador/reductor con estructura PERR

$$G_P < \frac{5V_p(1-D)^3 R}{E D N}, \quad (4.3)$$

todo esto para garantizar las condiciones que proporcionen estabilidad y buen funcionamiento del lazo de corriente.

El circuito eléctrico para la implementación del controlador se muestra en la Figura 4.2. La corriente se detecta a través de un sensor de corriente ajustable con la ganancia N. La ganancia del compensador se calcula mediante la relación $G_P = R_{FZ}/R_{1F}$, y la relación del polo por $\omega_Z = 1/(R_{FZ}C_{FZ})$, donde R_{FZ} es la resistencia y C_{FZ} la capacitancia del compensador de alta ganancia. El polo del filtro pasa-bajas está dado por $\omega_p = (C_{FZ} + C_{FP})/(R_{FZ}C_{FZ}C_{FP})$ donde C_{FP} es el capacitor del filtro.

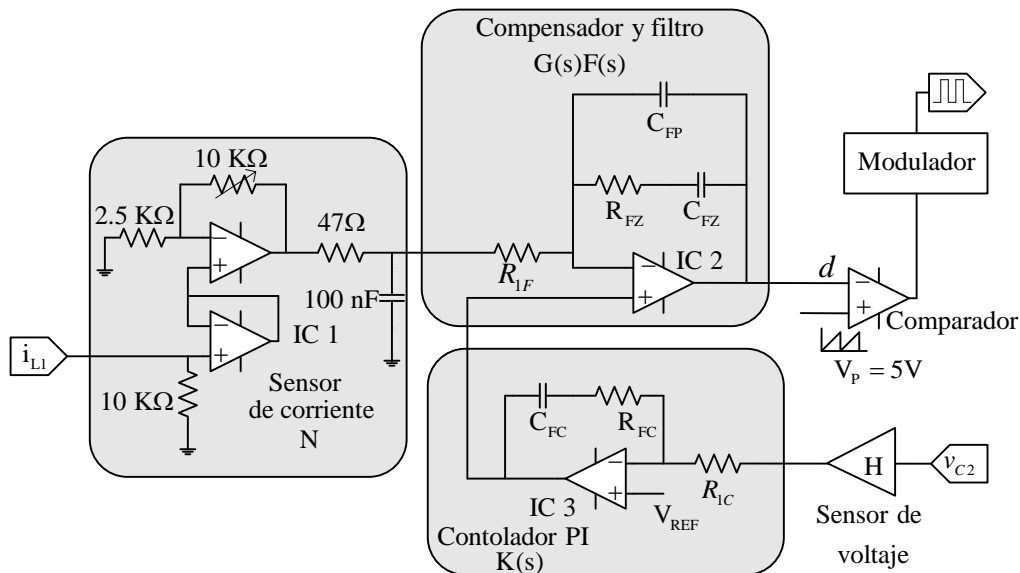


Figura 4.2 Circuito eléctrico del controlador modo-corriente.

Lazo de voltaje

En el lazo de voltaje o también denominado lazo externo, se diseña un controlador proporcional-integral (PI) para proporcionar regulación al voltaje de salida. La referencia \tilde{i}_{ref} es la señal de salida de este lazo, y está dada por

$$\tilde{i}_{ref} = K_P \underbrace{\left(1 + 1/(T_i s)\right)}_{K(s)} (\tilde{v}_{ref} - H\tilde{v}_{C2}), \quad (4.4)$$

donde \tilde{v}_{ref} es la referencia para el voltaje de salida, K_p la ganancia proporcional y T_i el tiempo de integración. La ganancia proporcional dada por K_p se tienen que seleccionar de tal manera que se tenga una pendiente aproximada de -20 dB/dec en la ganancia de lazo, para ello se proponen valores de ganancia que cumplan con la siguiente desigualdad:

a) Para el convertidor SEPIC con celda de inductores

$$K_p < \frac{ND}{H(1-D)R}, \quad (4.5)$$

b) Para el convertidor elevador/reductor con estructura PERR

$$K_p < \frac{2ND}{H(1-D)R}, \quad (4.6)$$

todo esto para conseguir estabilidad y buenas condiciones de funcionamiento del lazo externo. La ganancia H es ajustable para el sensor de voltaje. El tiempo integrativo T_i debe seleccionarse de forma que $1/T_i$ se ubique por lo menos una década abajo de f_s .

El circuito eléctrico para la implementación del controlador se muestra en la Figura 4.2. La ganancia proporcional viene dada por $K_p = R_{FC} / R_{IC}$. El tiempo integrativo se obtiene por $T_i = R_{FC} C_{FC}$, donde R_{FC} es el valor de la resistencia y C_{FC} el valor de la capacitancia del controlador PI.

4.2 Controlador del convertidor SEPIC con celda de inductores.

Se diseña un controlador en modo-corriente para el convertidor SEPIC-CI en base a las recomendaciones expuestas. El circuito electrónico se observa en la Figura 4.3. En el lazo interno la ganancia del sensor es $N = 0.2$, el compensador de alta ganancia tiene una ganancia $G_p = 1$ con polo ubicado en $\omega_z = 6666$ rad/s. El polo del filtro pasa-bajas está posicionado en $\omega_p = 314159$ rad/s. En el lazo de

voltaje exterior, el valor de la ganancia del sensor es $H = 0.333$. El controlador PI tiene una ganancia $K_p = 0.045$ con un tiempo integrativo de $T_i = 50 \mu s$.

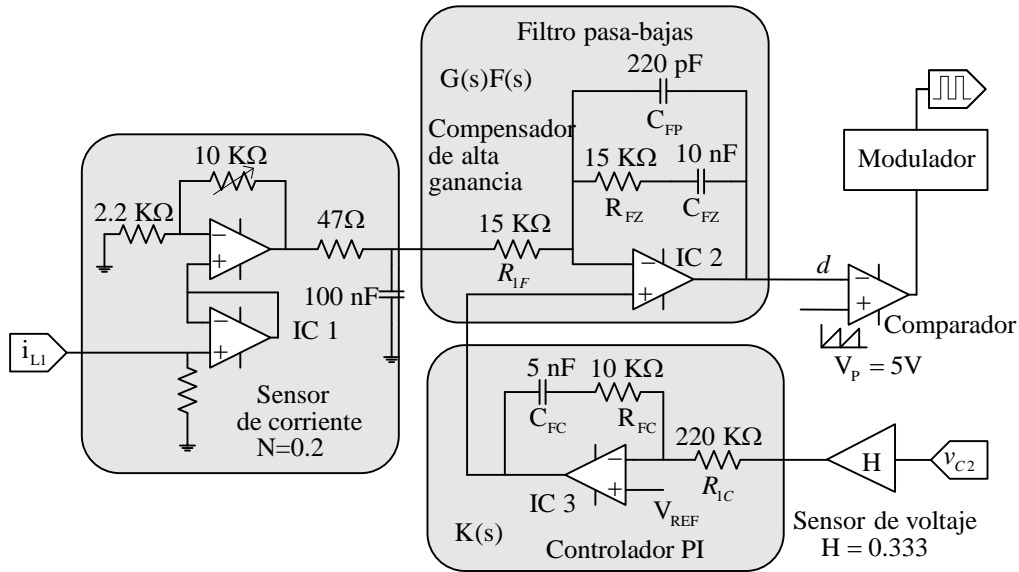


Figura 4.3 Circuito del controlador para el convertidor SEPIC-Cl.

Pruebas experimentales en lazo cerrado.

Con el analizador de respuesta de frecuencia experimental, se obtiene la respuesta en frecuencia experimental de la ganancia de lazo de voltaje como se muestra en la Figura 4.4. El controlador PI domina la ganancia de lazo a bajas frecuencias. El cruce por 0 dB es aproximadamente a -20 dB/dec. El lazo de voltaje presenta un margen de ganancia de 6 dB y un margen de fase de 86.6 grados; se satisface una estabilidad robusta para el regulador conmutado.

El voltaje de salida del sistema de circuito cerrado se fijó en 21 V durante el ciclo de trabajo. Cambios de carga se aplicaron a una frecuencia de 5 Hz, conmutando entre los valores de carga: 20 W y 120 W. A pesar de las perturbaciones en la carga, el voltaje de salida permaneció constante, como se muestra en la Figura 4.5. También, se mide la corriente de salida $i_R = v_{C2}/R$ ante dichos cambios de carga como se muestra en la Figura 4.6. Esta corriente tuvo una respuesta rápida y no mostró picos a pesar de los cambios.

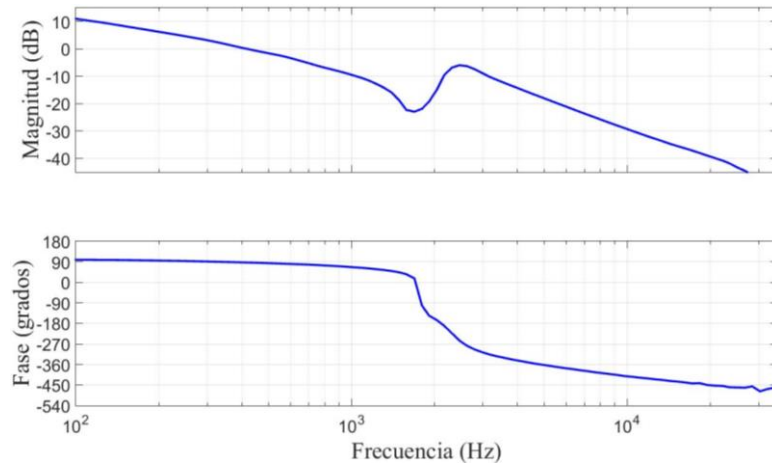


Figura 4.4 Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de voltaje del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-Cl: magnitud (arriba)(eje-y: 20 dB/div), y fase (abajo)(eje-y: 90 grados/div).

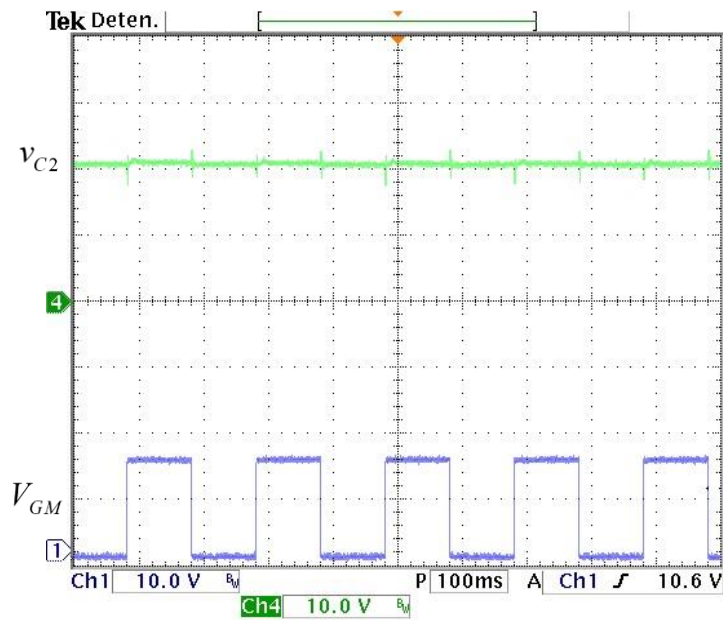


Figura 4.5 Prueba en lazo cerrado a cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-Cl: (arriba) voltaje de salida v_{C2} (eje-y: 10 V/div), y (abajo) voltaje de activación V_{GM} del interruptor encargado de cambiar la carga entre 20 W y 120 W (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).

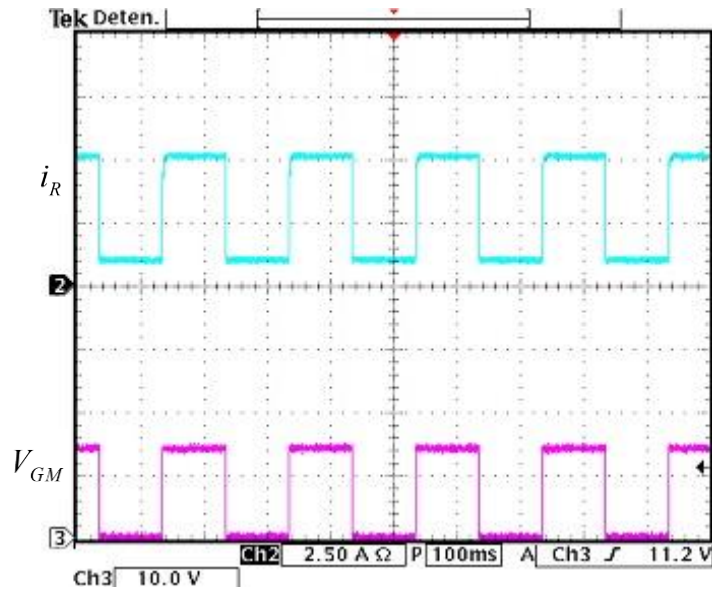


Figura 4.6 Prueba en lazo cerrado a cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI: (arriba) corriente de salida i_R (eje-y: 2.5 A/div), y (abajo) voltaje de activación V_{GM} del MOSFET encargado de cambiar la carga entre 20 W y 120 W (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).

La Figura 4.7 muestra la simulación del comportamiento del voltaje en los capacitores y del ciclo de trabajo ante los cambios de carga en lazo cerrado. Se puede observar que estos cambios solo generan pequeños picos en los voltajes de los capacitores y en el ciclo de trabajo. En la Figura 4.8 se muestra la simulación del comportamiento de la corriente en los inductores y de la corriente en la carga ante los cambios de carga en lazo cerrado. Se observa que el controlador genera un rápido cambio en los niveles de corriente los cuales muestran picos de corriente pequeños en el transitorio. De la Figura 4.5 a la Figura 4.8 se puede observar que el controlador regula adecuadamente el voltaje de salida ante cambios en la carga.

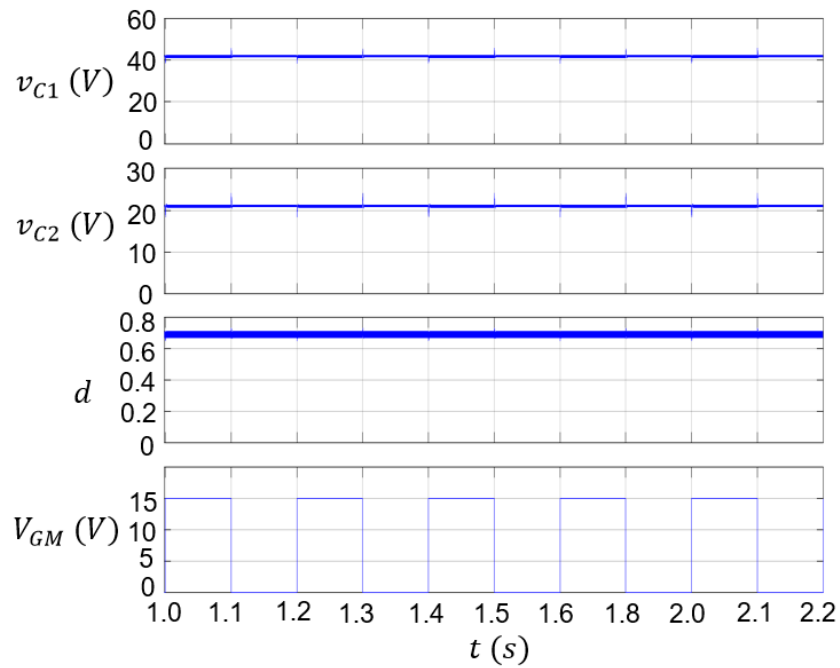


Figura 4.7 Simulación de voltajes en capacitores y ciclo de trabajo en lazo cerrado ante cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor

SEPIC-CI.

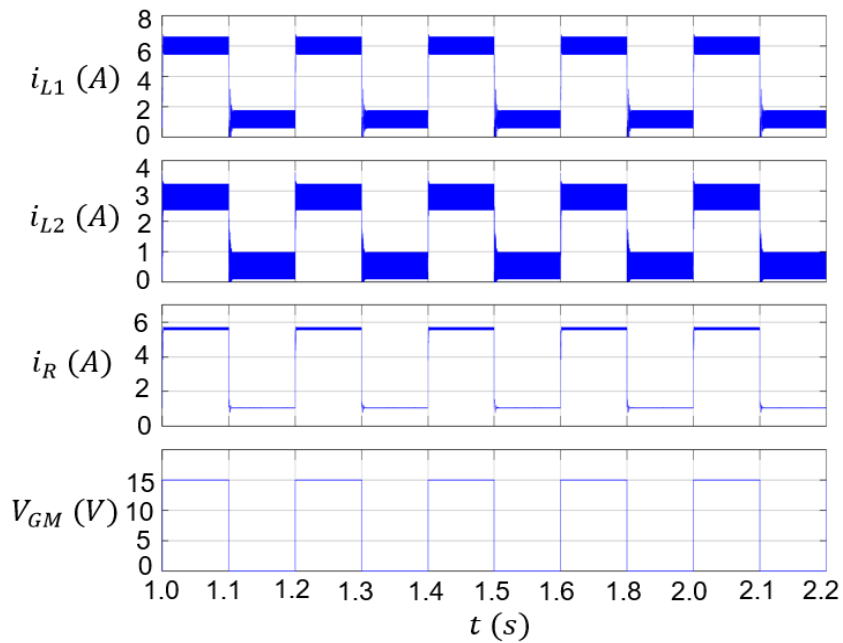


Figura 4.8 Simulación de corriente en inductores y corriente en la carga en lazo cerrado ante cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-CI.

Se aplicaron cambios en el voltaje de entrada de 17.5 V a 24.5 V para mostrar el comportamiento del controlador ante posibles cambios de un voltaje de entrada que varíe por arriba o por debajo del valor nominal, como se muestra en la Figura 4.9. El voltaje de salida se mantuvo constante en 21 V. La Figura 4.10 muestra la simulación del comportamiento del voltaje en los capacitores y del ciclo de trabajo ante los cambios en el voltaje de entrada. Se puede observar que el ciclo de trabajo varía para compensar estos cambios y mantener el voltaje de salida constante, el voltaje v_{C1} varía conforme lo hace la entrada de voltaje. En la Figura 4.11 se muestra la simulación del comportamiento de la corriente en los inductores y de la corriente en la carga ante los cambios en el voltaje de entrada. Se observa que el controlador genera cambios en la corriente de entrada para poder mantener la corriente de la carga constante. De la Figura 4.9 a la Figura 4.10 se puede observar que el controlador regula adecuadamente el voltaje de salida ante las perturbaciones en el voltaje de entrada.

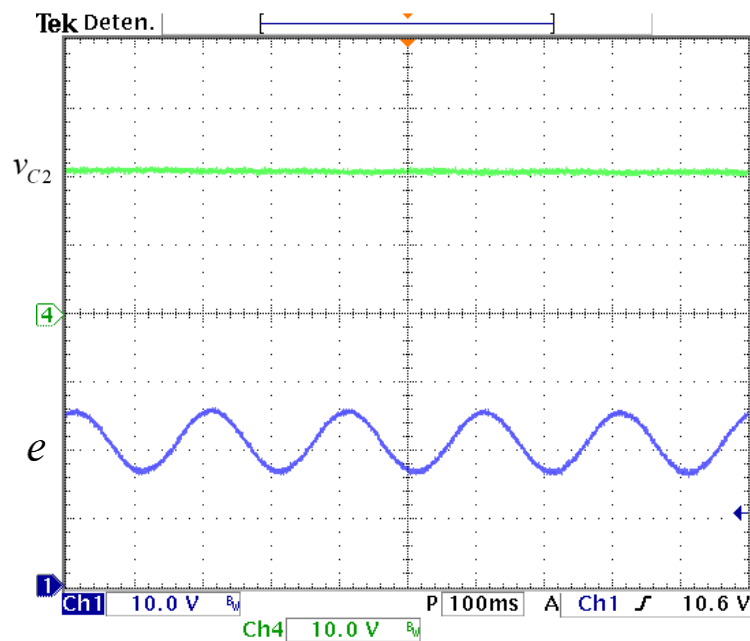


Figura 4.9 Prueba en lazo cerrado a cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con convertidor SEPIC-CI: (arriba) voltaje de salida v_{C2} (eje-y: 10 V/div), y (abajo) voltaje de entrada variante e (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).

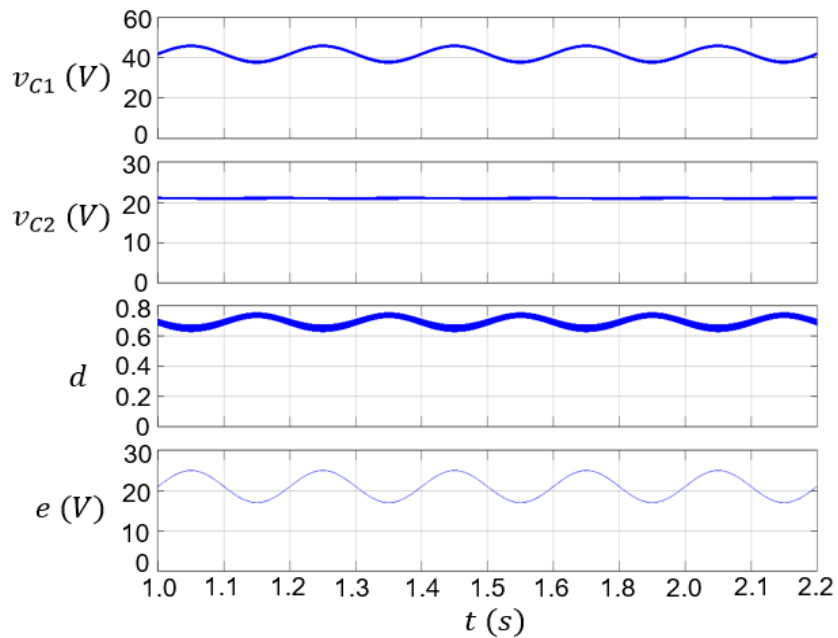


Figura 4.10 Simulación de voltajes en capacitores y ciclo de trabajo en lazo cerrado ante cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con convertidor SEPIC-CI.

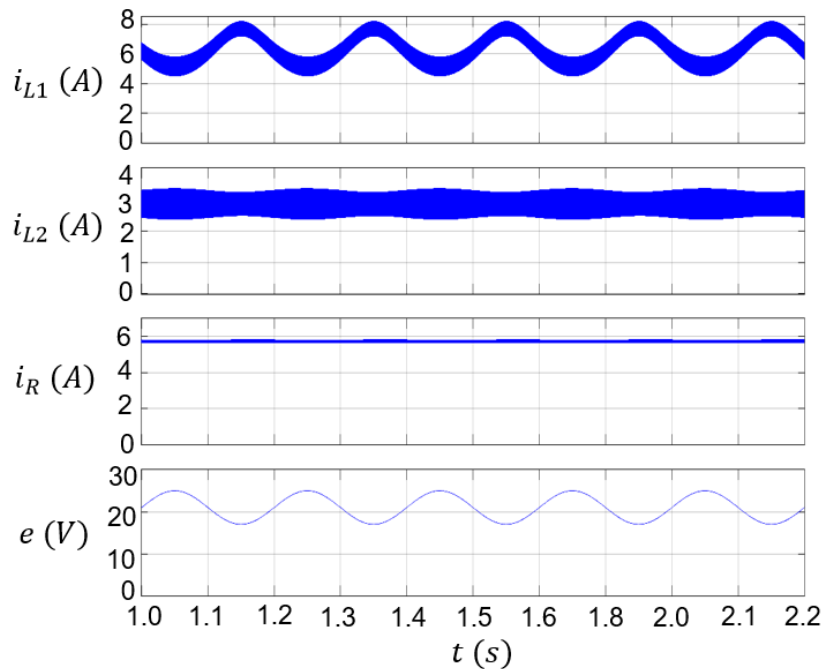


Figura 4.11 Simulación de corriente en los inductores y corriente en la carga en lazo cerrado ante cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con el convertidor SEPIC-Cl.

4.3 Controlador del convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Se diseña el controlador en modo-corriente para el convertidor elevador/reductor con estructura PERR en base a las recomendaciones expuestas. El circuito electrónico se observa en la Figura 4.12. En el lazo interno, la ganancia es $N = 0.25$, el compensador de alta ganancia tiene una ganancia $G_p = 1.19$ con polo ubicado en $\omega_z = 17857$ rad/s. El polo del filtro pasa-bajas está posicionado en $\omega_p = 314.2$ Krad/s. En el lazo de voltaje exterior, el valor de la ganancia del sensor es $H = 0.15$. El controlador PI tiene una ganancia $K_p = 0.15$ con un tiempo integrativo de $T_i = 350$ μ s.

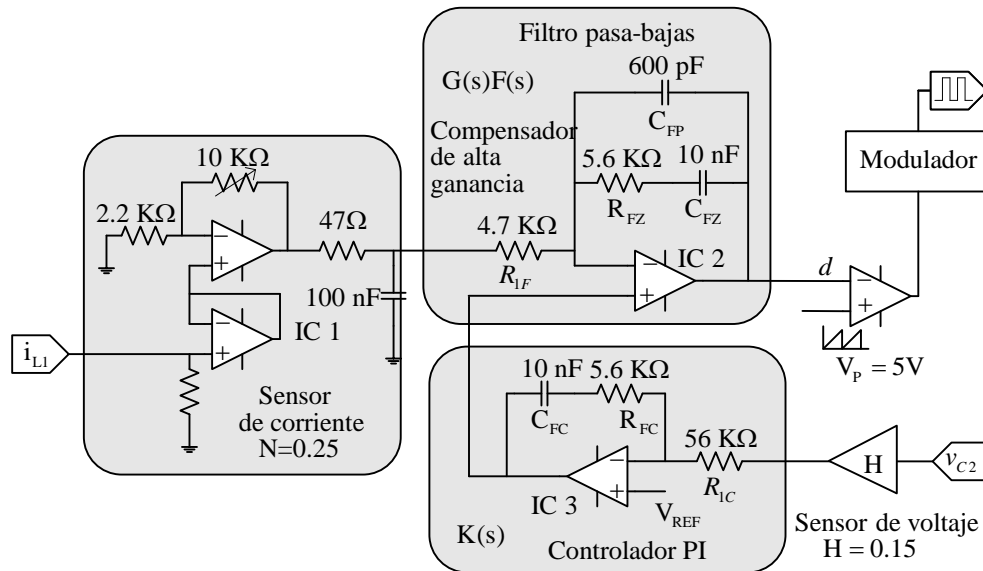


Figura 4.12 Circuito del controlador del convertidor elevador/reductor con estructura PEER.

Pruebas experimentales en lazo cerrado

Este controlador está diseñado utilizando técnicas de moldeado de la ganancia de lazo. Por lo tanto, es importante garantizar valores adecuados de margen de ganancia, margen de fase y pendiente de cruce a 0 dB de la ganancia de lazo de voltaje. Con el equipo AP Instruments 300, se obtiene la respuesta en frecuencia experimental de la ganancia de lazo de voltaje como se muestra en la Figura 4.13. Esta presenta una pendiente de cruce a 0 dB de alrededor de -20 dB/dec, un margen de ganancia de aproximadamente 8 dB y un margen de fase de aproximadamente 90 grados, con estos valores se garantiza la estabilidad robusta del regulador.

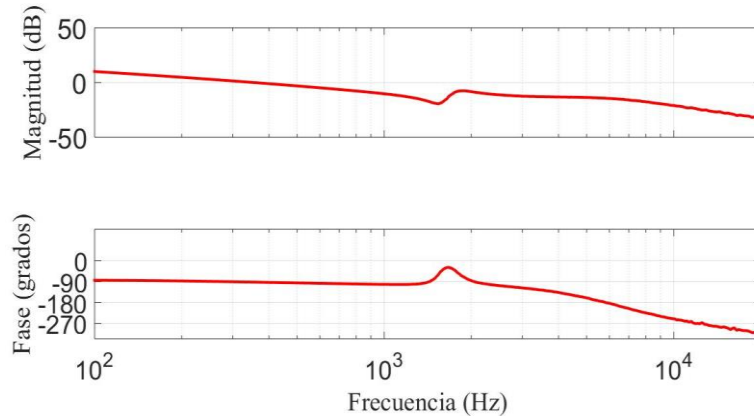


Figura 4.13 Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de voltaje del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR: magnitud (arriba)(eje-y: 20 dB/div), y fase (abajo)(eje-y: 90 grados/div).

Ahora, con el esquema de control habilitado, se aplican cambios en la carga desde un valor de 100 W (20 % de carga completa) hasta 500 W (carga completa) a una frecuencia de 5 Hz, como se muestra en la Figura 4.14. Se observa que el voltaje de salida permanece constante. La Figura 4.15 muestra la simulación del comportamiento del voltaje en los capacitores y del ciclo de trabajo ante los cambios de carga en lazo cerrado. Se puede observar que estos cambios solo generan pequeños picos en el capacitor de salida y en el ciclo de trabajo. En la Figura 4.16 se muestra la simulación del comportamiento de la corriente en los inductores y de la corriente en la carga ante los cambios de carga en lazo cerrado. Se observa que el controlador genera cambios en los niveles de corriente, los cuales muestran un transitorio rápido y suave. De la Figura 4.14 a la Figura 4.16 se puede observar que el controlador regula adecuadamente el voltaje de salida ante cambios en la carga.

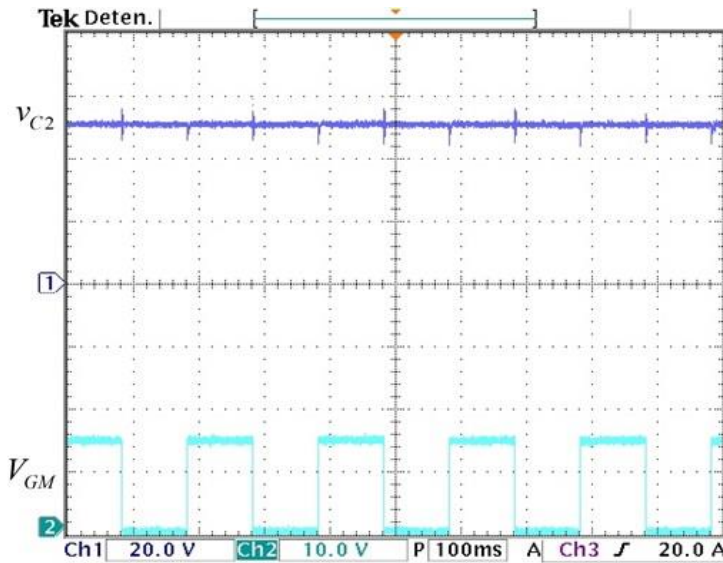


Figura 4.14 Prueba en lazo cerrado a cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR: (arriba) voltaje de salida v_{C2} (eje-y: 20 V/div), y (abajo) voltaje de activación V_{GM} del interruptor encargado de cambiar la carga de 100 W a 500 W (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).

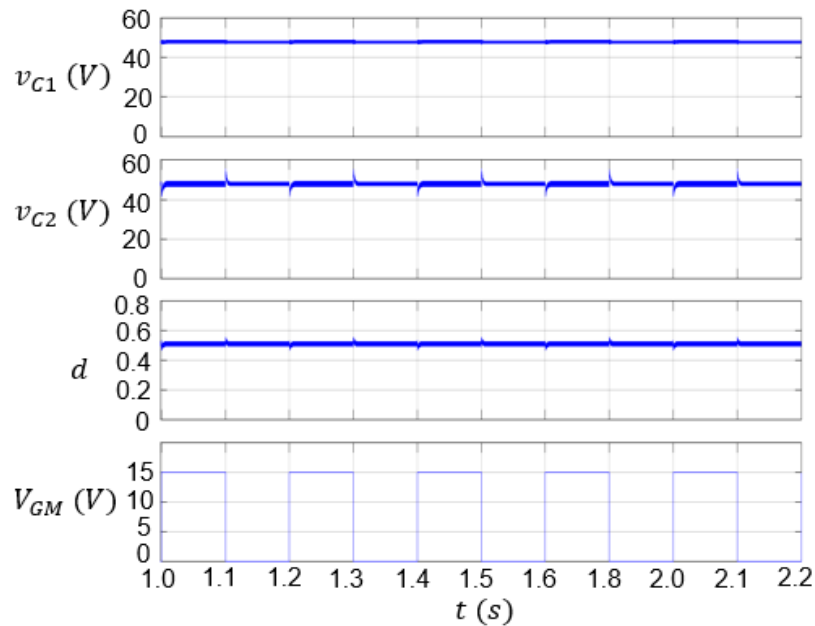


Figura 4.15 Simulación de voltajes en los capacitores y ciclo de trabajo en lazo cerrado ante cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

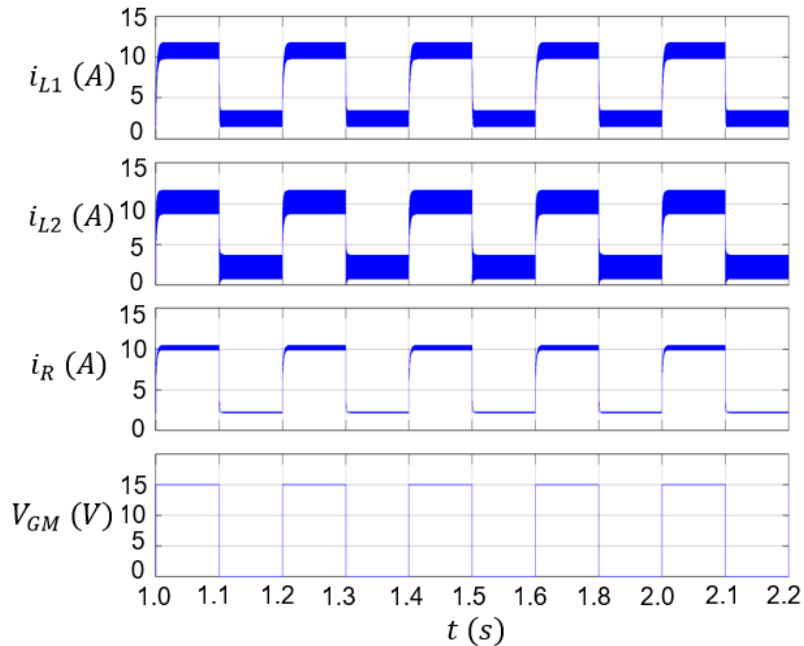


Figura 4.16 Simulación de corriente en los inductores y corriente en la carga en lazo cerrado ante cambios en la carga del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Además, se aplican variaciones en el voltaje de entrada, que van desde 40 V hasta 56 V, para mostrar el comportamiento del controlador ante una fuente de alimentación con variaciones de voltaje, como se muestra en la Figura 4.17. La salida de voltaje se mantiene regulada a 48 V. La Figura 4.18 muestra la simulación del comportamiento del voltaje en los capacitores y del ciclo de trabajo ante los cambios en el voltaje de entrada. Se puede observar que el ciclo de trabajo varía para compensar estos cambios y mantener el voltaje de salida constante. En la Figura 4.19 se muestra la simulación del comportamiento de la corriente en los inductores y de la corriente en la carga ante los cambios en el voltaje de entrada. Se observa que el controlador genera cambios en la corriente de entrada para poder mantener la corriente de la carga constante. De la Figura 4.17 a la Figura 4.19 se puede observar que el controlador regula adecuadamente el voltaje de salida ante variaciones en el voltaje de entrada.

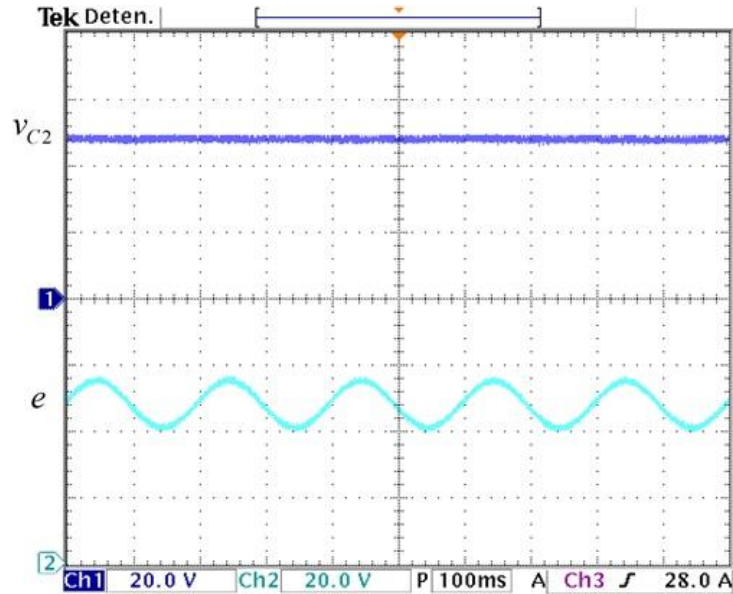


Figura 4.17 Prueba en lazo cerrado a cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con el convertidor elevador/ reductor con estructura PERR: (arriba) voltaje de salida v_{C2} (eje-y: 20 V/div), y (abajo) voltaje de entrada variante e (eje-y: 20 V/div) (eje-x: tiempo 100 ms/div).

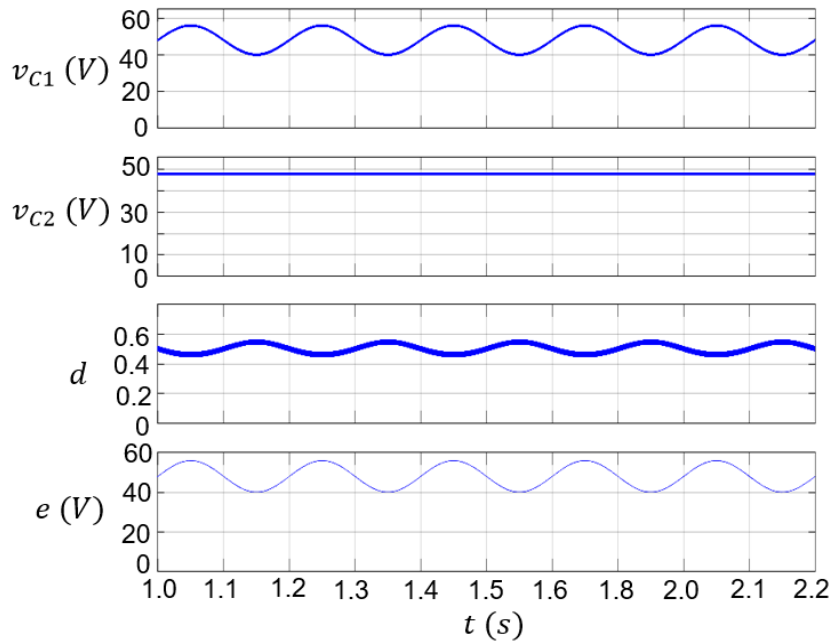


Figura 4.18 Simulación de voltajes en capacitores y ciclo de trabajo en lazo cerrado ante cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

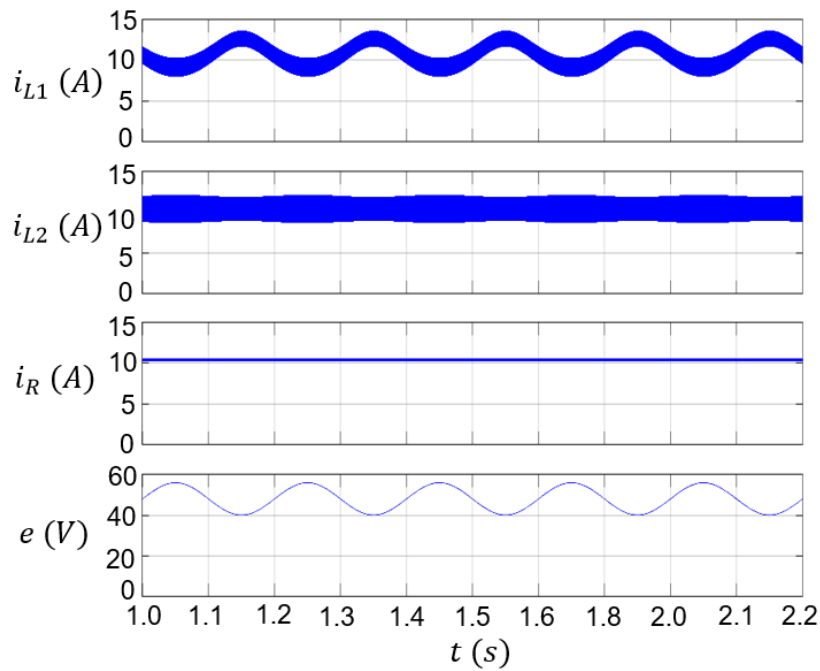


Figura 4.19 Simulación de corriente en los inductores y corriente en la carga en lazo cerrado ante cambios en el voltaje de entrada del regulador conmutado con el convertidor elevador/reductor con estructura PERR.

Ambos reguladores de voltaje propuestos en esta tesis trabajan adecuadamente ante variaciones en la carga y en el voltaje de entrada. Estos rangos de variación de voltaje se presentan en los bancos de baterías de iones de litio, por lo que estos reguladores son una buena opción para aplicaciones que se alimentan con este tipo de baterías.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

Los convertidores propuestos en esta tesis tienen la capacidad tanto de elevar como de reducir el voltaje, una entrada de corriente no pulsante, y un voltaje de salida no invertido. En particular, estos convertidores son adecuados para funcionar como una interfaz entre un banco de baterías de iones de litio y una carga. La vida útil de las baterías de litio mejora cuando la corriente que se le demanda no es pulsante, y se puede hacer una conexión más fácil entre los componentes cuando no hay circuitos con voltaje inverso. Las expresiones de diseño obtenidas de los convertidores, permiten encontrar los valores de diseño adecuado para cada elemento que forma el convertidor para una aplicación específica. Para el análisis dinámico, se derivaron modelos no lineales y lineales, y posteriormente se derivaron las funciones de transferencia de interés con el objeto de diseñar un controlador. En el laboratorio se construyó un prototipo de 120 W a 21 V para el convertidor SEPIC con celda de inductores y un convertidor de 500 W a 48 V para el convertidor elevador/reductor con estructura PERR. En el convertidor SEPIC con celda de inductores se enfatizó el hacer uso de los capacitores de polímero orgánico de aluminio, los cuales son pequeños y de baja resistencia permitiendo tener un prototipo compacto y sin afectar de manera considerable el rizo de voltaje del capacitor debido a su resistencia parásita. Este convertidor en contraste con el SEPIC tradicional, cuenta con un requerimiento de capacitores de menor valor; sin embargo, las inductancias son mayores. Además, se mostró que el convertidor SEPIC con celda de inductores no es fácil de aislar en comparación con el SEPIC clásico; sin embargo, esta característica no tiene afecto para la aplicación buscada en esta tesis. El convertidor relevador/reductor con estructura PERR se analiza en modo de conducción continua y con los interruptores activos trabajando de manera simultánea. Se obtuvieron gráficas de los valores de estado estacionario, el rizo del

voltaje de salida, y la respuesta en frecuencia en lazo abierto para validar las expresiones y modelos en estado estable, así como demostrar la característica de elevador/reductor y la corriente de entrada no pulsante del convertidor. El diseño del controlador para ambos convertidores propuestos se basó en un esquema de control modo-corriente, la metodología para la selección de los valores de diseño del controlador se expuso con detalle. Se realizaron pruebas a cambios de carga y variaciones en el voltaje de entrada en lazo cerrado para validar el diseño adecuado del controlador. En el análisis de eficiencias de los convertidores propuestos, se observó que las mayores pérdidas de potencia se encuentran en los dispositivos semiconductores. Con todo este análisis y los resultados experimentales de los prototipos, se concluye que ambos reguladores de voltaje basados en los convertidores propuestos son adecuados para regular las variaciones de voltaje que presentan las baterías de iones de litio.

5.2 Trabajo futuro

Los convertidores estudiados en esta tesis operan en conducción continua; sin embargo, sería interesante estudiar convertidores operando en conducción discontinua. Convertidores operando en modo de conducción discontinua requieren de inductores de menor valor, en comparación del modo de conducción continua, permitiendo un inductor de menor tamaño; y por lo tanto, de menor resistencia parásita. Sin embargo, el rizo de corriente en los inductores en modo conducción discontinua aumenta considerablemente. Proponer el SEPIC con celda de inductores operando en ambos modos: la etapa de entrada en modo de conducción continua, y la etapa de salida en modo de conducción discontinua. Esto podría ayudar a disminuir el tamaño de la celda de inductores y los voltajes de estrés, aumentando la eficiencia. También, se pueden usar con inductores acoplados en la celda, esto ayudaría a reducir el tamaño y costo del prototipo ya que ambos inductores compartirían el mismo núcleo.

Sería interesante estudiar el convertidor elevador/reductor con estructura PERR con dos ciclos de trabajo diferentes, siendo el ciclo de trabajo de la primera etapa (etapa de elevación de voltaje) menor que el ciclo de trabajo de la segunda etapa (etapa de reducción de voltaje). Esto permite que se eleve menos el voltaje en la primera etapa, y se reduzca menos el voltaje en la segunda, teniendo un menor voltaje de estrés en los dispositivos semiconductores y así poder mejorar la eficiencia del convertidor.

Un tópico interesante sería estudiar nuevas estructuras reductor/elevador de dos interruptores activos en conexión PERR. Buscar nuevas estructuras que cumplan con las características para ser aplicadas en regulación de voltaje de las baterías de iones litio. Estas estructuras deberían tener cuando máximo la misma cantidad de elementos que el convertidor elevador/reductor con estructura PEER propuesto en esta tesis. Se tendrían que hacer pruebas para determinar si son o no las más adecuadas.

En los convertidores de voltaje propuestos, las mayores pérdidas de potencia se presentan en los dispositivos semiconductores, los cuales son fabricados en base a silicio (Si). Para lograr aumentar el desempeño, se deben reemplazar estos dispositivos por semiconductores fabricados en base a carburo de silicio (SiC) o nitruro de galio (GaN), los cuales poseen mejores características como son: menor resistencia en conducción con mínima disipación de potencia, y una mayor capacidad de voltaje, velocidad de conmutación, y temperatura de funcionamiento.

5.3 Artículos realizados

Durante los estudios de doctorado se realizaron los siguientes trabajos:

- 1.- J. A. Villanueva-Loredo, J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, and L. H. Diaz-Saldierna, "Switching regulator based on switched-inductor SEPIC DC-DC

converter with a continuous input current for lithium-ion batteries," IET Power Electron, vol. 14, no. 5, pp. 982–991, 2021, (Impact factor = 2.112).

2.- J. Leyva-Ramos, J. A. Villanueva-Loredo, M. G. Ortiz-Lopez, and L. H. Diaz-Saldierna, "A Non-Cascading Step-up/down DC-DC Converter with Non-Pulsating input Current for Lithium-ion Battery Applications: Analysis and Design," 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Houston, TX, pp. 1985-1992, 2022.

3.- J. A. Villanueva-Loredo, J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, and L. H. Diaz-Saldierna, "Switching Regulator Based on a Non-inverting Step-up/down DC-DC Converter for Lithium-ion Battery Applications," Micromachines, vol. 14, no. 6, pp. 1144-1166, 2023, (Impact factor = 3.523).

Referencias

- [1] N. Mohan, *Power Electronics a First Course*, First Ed. 2012.
- [2] R. Erickson, and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Second Ed. 2001.
- [3] S. Zhang, Y. Wang, and J. M. Alonso, "A High Performance Primary-Side-Regulated LED Driver Based on Single- Stage SEPIC-Flyback Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 1 pp. 26–30, 2016.
- [4] K. D. Kim, H. M. Lee, S. W. Hong, and G. H. Cho, "A noninverting buck–boost converter with state-based current control for Li-ion battery management in mobile applications," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 66, no. 12, pp. 9623-9627, Dec. 2019.
- [5] Z. Geng, T. Hong, K. Qi, J. Ambrosio, and D. Gu, "Modular regenerative emulation system for DC–DC converters in hybrid fuel cell vehicle applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 10, pp. 9233-9240, Oct. 2018.
- [6] X. Ren, Z. Tang, X. Ruan, J. Wei, and G. Hua, "Four switch buck-boost converter for telecom DC-DC power supply applications," in *Proc. IEEE APEC*, Austin, TX, USA, pp. 1527- 1530, 2008.
- [7] IEEE Guide for the Characterization and Evaluation of Lithium-Based Batteries in Stationary Applications, in *IEEE Std 1679.1-2017* , vol., no., pp.1-47, 2018.
- [8] C. Tsai, Y. Tsai, and H. Liu, "A stable mode-transition technique for a digitally controlled non-inverting buck–boost DC–DC converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 475-483, Jan. 2015.
- [9] Y. Tsai, and C. Tsai, "Digital noninverting-buck–boost converter with enhanced duty-cycle-overlap control," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, no. 1, pp. 41-45, Jan. 2017.
- [10] A. Mishra, and V. De Smedt, "A Novel Hybrid Buck-Boost Converter Topology

- for Li-ion Batteries with Increased Efficiency," 2020 27th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp. 1-4, 2020.
- [11] M. J. Brand, M. H. Hofmann, S. S. Schuster, et al, "The influence of current ripples on the lifetime of lithium-ion batteries," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 11, pp. 10438-10455, 2018.
- [12] F. Savoye, P. Venet, M. Millet, and J. Groot, "Impact of periodic current pulses on Li-Ion battery performance," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3482-3488, 2012.
- [13] P. Krein, *Elements of Power Electronics*, Second Ed. 2014
- [14] J. Chen, D. Maksimović, and R. W. Erickson, "Analysis and design of a low-stress buck-boost converter in universal-input PFC applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 7, pp. 320-329, 2006.
- [15] M. Fu, C. Ma, and X. Zhu, "A Cascaded Boost–Buck Converter for High-Efficiency Wireless Power Transfer Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 3, pp. 1972-1980, Aug. 2014.
- [16] C. K. Tse, and M. H. L. Chow, "Theoretical study of switching power converters with power factor correction and output regulation," *IEEE Trans. Circuits and Syst. I.*, vol. 47, no. 7, pp. 1047–1055, 2000.
- [17] E. Palacios-Hernández, J. A. Morales-Saldaña, and R. Loera-Palomo, "Quadratic step-down dc–dc converters based on reduced redundant power processing approach," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 136–145, 2013.
- [18] C. G. Zogogianni, E. C. Tatakis, and M. S. Vekic, "Non-isolated reduced redundant power processing DC/DC converter: a systematic study of topologies with wide voltage ratio for high-power applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 9, pp. 8491-8502, 2019.
- [19] O. López-Santos, L. Martínez-Salamero, G. García, 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, 2013.
- [20] G. Tiang, W. Qi, Y. Yan, and Y.Z. Jiang, "High Power Factor LED power supply based on SEPIC Converter", *IET Electron. Lett.*, vol. 50, no. 24, pp. 1866-1868, 2014.

- [21] E. H. Ismail, "Bridgeless SEPIC rectifier with unity power factor and reduced conduction losses," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 1147-1157, 2009.
- [22] M. Killi, and S. Samanta, "An Adaptive Voltage-Sensor-Based MPPT for Photovoltaic Systems With SEPIC Converter Including Steady-State and Drift Analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 12, pp. 7609-7619, 2015.
- [23] M. Yilmaz, and P.T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, 2013.
- [24] S. W. Lee, and H. L. Do, "Zero-Ripple Input-Current High-Step-Up Boost-SEPIC DC-DC Converter with Reduced Switch-Voltage Stress," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 8, pp. 6170-6177, 2017.
- [25] S. Gao, Y. Wang, Y. Guan, and D. Xu: "A High-Frequency High Voltage Gain Modified SEPIC with Integrated Inductors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 6, pp. 7481–7490, 2019.
- [26] Y.P. Siwakoti, A. Mostaan, A. Abdelhakim, et al, "High-Voltage Gain Quasi-SEPIC DC – DC Converter," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 7, no. 2, pp. 1243–1257, 2019.
- [27] H. Ardi, and A. Ajami, "Study on a High Voltage Gain SEPIC-Based DC-DC Converter with Continuous Input Current for Sustainable Energy Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 12, pp. 10403–10409, 2018.
- [28] J. D. Navamani, A. Lavanya, and K. Vijayakumar, "Modified SEPIC converter with high boosting capability," *Electron. Lett.*, vol. 55, no. 13, pp. 759–761, 2019.
- [29] B. Axelrod, Y. Berkovich, and Y. Beck, "New Quadratic Sepic Converter with a Switched-Coupled Inductor," *2018 20th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2018 ECCE Eur.*, pp. 1–9, 2018.
- [30] M. R. Banaei, and S.G. Sani, "Analysis and Implementation of a New SEPIC-Based Single Switch Buck-Boost DC-DC Converter with Continuous Input Current," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, 2013.

- [31] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters," *IEEE Trans. Circuits Syst*, vol. 55, no. 2, pp. 687–696, 2008.
- [32] J.A. Villanueva-Loredo. Regulador de voltaje basado en un convertidor sepic con una celda de inductores conmutados. M. S. Tesis, Instituto Potosino de Investigacion Cientifica y Tecnologica, Saln Luis Potosí, México, 2018.
- [33] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese. Principles of Power Electronics. Pearson Education, 2010.
- [34] K. J. Astrom, R. M. Murray, Feedback Systems: An Introduction for Scientist and Engineers. (Princeton, Princeton University Press, 2008).
- [35] M. H. Ahmed, F. C. Lee, and Q. Li, "Two-stage 48-V VRM with intermediate bus voltage optimization for data centers," *IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron.*, vol. 9, no. 1, pp. 702-715, Feb. 2021.
- [36] L. Hao, C. S. Namuduri, S. Gopalakrishnan, C. J. Lee, et al, "Brushless fast starter for automotive engine start/stop application," *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 56 , no. 6, pp. 6041-6052, 2020.
- [37] K. Selvanathan, and U. Govindarajan, "A novel tri-capacity battery charger topology for low-voltage DC residential nanogrid," *IET Renewable Power Gener.*, vol. 15 , no. 8, pp. 1648-61661, 2021.
- [38] C. Duan, C. Wang, Z. Li, J. Chen, et al, "A solar power-assisted battery balancing system for electric vehicles," *IEEE Trans Transp. Electrifi.*, vol. 4, no. 2, pp. 432-443, 2018.
- [39] C. Simpson. Characterisitcs of Rechargeable Batteries in SNVA 533 (Texas Instrument Incorporated, 2011)
- [40] M. J. Brand, M. H. Hofmann, S. S. Schuster, et al, "The influence of current ripples on the lifetime of lithium-ion batteries," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol 67, no. 11, pp. 10438-10455, 2018.
- [41] J. A. Villanueva-Loredo, M. G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, and L. H. Diaz-Saldierna, "Switching regulator based on switched-inductor SEPIC DC-DC converter with a continuous input current for lithium-ion batteries," *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 982–991, Apr. 2021.

- [42] J. Iqbal, M. Ullah, S.G. Khan, B. Khelifa, and S. Ćuković, “Nonlinear control systems - A brief overview of historical and recent advances,” *Nonlinear Eng.*, vol. 6, no. 4, pp. 301–312, 2017.
- [43] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, and M. Martinez-Cruz, “Average current controlled switching regulators with cascade boost converters,” *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 1-10, 2011.