



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

POSGRADO EN CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS

**REGULADOR DE VOLTAJE BASADO EN UN
CONVERTIDOR SEPIC CON UNA CELDA DE
INDUCTORES CONMUTADOS**

Tesis que presenta

Juan Antonio Villanueva Loredo

Para obtener el grado de

Maestro en Control y Sistemas Dinámicos

Director de la Tesis:

Dr. Jesús Leyva Ramos

San Luis Potosí, S.L.P., Julio de 2018



Constancia de aprobación de la tesis

La tesis **“Regulador de Voltaje basado en un Convertidor SEPIC con una Celda de Inductores Conmutados”** presentada para obtener el Grado de Maestro en Control y Sistemas Dinámicos, fue elaborada por **Juan Antonio Villanueva Loredo** y aprobada el **treinta y uno de julio del dos mil dieciocho** 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.



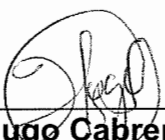
Dr. Jesús Leyva Ramos
Director de la tesis



Dr. Daniel Alejandro Melchor Aguilar
Jurado en el Examen



Dr. Diego Langarica Córdoba
Jurado en el Examen



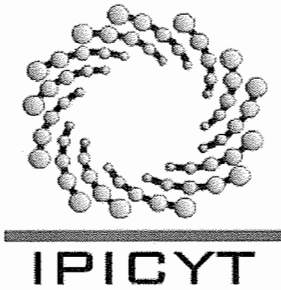
Dr. Hugo Cabrera Ibarra
Jurado en el Examen



Créditos Institucionales

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

Durante la realización del trabajo el autor recibió una beca académica del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología con No. de registro 611232 y del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A. C.



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

Acta de Examen de Grado

El Secretario Académico del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., certifica que en el Acta 028 del Libro Primero de Actas de Exámenes de Grado del Programa de Maestría en Control y Sistemas Dinámicos está asentado lo siguiente:

En la ciudad de San Luis Potosí a los 31 días del mes de julio del año 2018, se reunió a las 12:00 horas en las instalaciones del Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, A.C., el Jurado integrado por:

Dr. Daniel Alejandro Melchor Aguilar	Presidente	IPICYT
Dr. Jesús Leyva Ramos	Secretario	IPICYT
Dr. Diego Langarica Córdoba	Sinodal	IPICYT
Dr. Hugo Cabrera Ibarra	Sinodal	IPICYT

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

MAESTRO EN CONTROL Y SISTEMAS DINÁMICOS

sustentó el C.

Juan Antonio Villanueva Loredo

sobre la Tesis intitulada:

Regulador de Voltaje basado en un Convertidor SEPIC con una Celda de Inductores Conmutados

que se desarrolló bajo la dirección de

Dr. Jesús Leyva Ramos

El Jurado, después de deliberar, determinó

APROBARLO

Dándose por terminado el acto a las 13:30 horas, procediendo a la firma del Acta los integrantes del Jurado. Dando fe el Secretario Académico del Instituto.

A petición del interesado y para los fines que al mismo convengan, se extiende el presente documento en la ciudad de San Luis Potosí, S.L.P., México, a los 31 días del mes de julio de 2018.


Mtra. Ivonne Lizette Cuevas Vélez
Jefa del Departamento del Posgrado


Dr. Horacio Flores Zúñiga
Secretario Académico



Dedicado a mi esposa e hija.

Porque son mi inspiración para cumplir mis objetivos y siempre me brindan su apoyo incondicional.

Agradecimientos

Al Dr. Jesús Leyva Ramos, a la Dra. Ma. Guadalupe Ortiz López y al estudiante de doctorado Ricardo Mota Varona por su asesoramiento y paciencia.

A los profesores del División de Matemáticas Aplicadas por compartirme sus conocimientos y puntos de vista durante la impartición de las asignaturas.

Al IPICYT y CONACYT por darme la oportunidad y los recursos para el estudio de maestría.

A toda mi familia y amigos por el apoyo que me brindaron.

Contenido

Constancia de aprobación de la tesis.....	ii
Créditos Institucionales	iii
Copia del acta de examen.....	iv
Agradecimientos	vi
Contenido	vii
Lista de tablas.....	ix
Lista de figuras.....	x
Abreviaturas y Siglas	xiii
Resumen	xiv
Abstract.....	xv
Capitulo 1: Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Justificación.....	5
1.3 Objetivo.....	7
1.4 Estructura de la Tesis.....	8
Capitulo 2: Descripción y Modelado del Convertidor SEPIC con Inductores Conmutados.....	10
2.1 Características del Convertidor.....	10
2.2 Análisis del Convertidor.....	15
2.3 Modelado Promedio.....	18
Capitulo 3: Diseño del Convertidor SEPIC con Inductores Conmutados	22
3.1 Valores de Operación en Estado Estable	22
3.2 Fórmulas para el Cálculo de Capacitores e Inductores	23
3.3 Condiciones para Operar en Modo de Conducción Continua.	26
3.4 Diseño de un Prototipo.....	27
Capitulo 4: Diseño del Controlador y Resultados Experimentales	34
4.1 Diseño del Controlador.....	34
4.2 Resultados Experimentales en Lazo Abierto.....	40
4.3 Resultados Experimentales en Lazo Cerrado	45

Capitulo 5: Conclusiones y Trabajo Futuro.....	50
5.1 Conclusiones.....	50
5.2 Trabajo Futuro	52
Referencias.....	53

Lista de tablas

Tabla 3.1 Requerimiento para el convertidor.....	28
Tabla 3.2 Valores del convertidor obtenidos con las fórmulas de diseño.....	28
Tabla 3.3 Elementos del convertidor prototipo SEPIC con inductores conmutados.....	32
Tabla 4.1 Elementos del controlador modo-corriente.....	38

Lista de figuras

Figura 1.1 Diagrama esquemático del convertidor reductor-elevador.....	2
Figura 1.2 Diagrama esquemático del convertidor Cùk.....	4
Figura 1.3 Diagrama esquemático del convertidor SEPIC clásico.....	5
Figura 1.4 Celda de inductores conmutados.....	6
Figura 1.5 Combinación del SEPIC y la celda de inductores conmutados.....	7
Figura 2.1 Diagrama esquemático del convertidor SEPIC con inductores conmutados.....	10
Figura 2.2 Comparación de las ganancias de voltaje del SEPIC con inductores conmutados y SEPIC clásico.....	11
Figura 2.3 Forma de las señales de corrientes y voltajes en el SEPIC con inductores conmutados.....	12
Figura 2.4 Corriente de salida i_S del SEPIC con inductores conmutados.....	13
Figura 2.5 Corriente de salida i_S del SEPIC clásico.....	13
Figura 2.6 Grafica comparativa del capacitor C_T	14
Figura 2.7 Grafica comparativa del capacitor C_O	14
Figura 2.8 Convertidor SEPIC con inductores conmutados operando con interruptor SW activado.....	15
Figura 2.9 Circuito de carga del inductor de entrada L	16
Figura 2.10 Circuito de carga de las inductancias L_S , y descarga en los capacitores C_T y C_O	16
Figura 2.11 Convertidor SEPIC con inductores conmutados operando con interruptor SW desactivado.....	17
Figura 3.1 SEPIC con inductores conmutados en simulador SIMULINK.....	29
Figura 3.2 Corriente i_L en simulador (eje-y: 1 A/div), (eje-x: 5 μ s/div).....	30

Figura 3.3 Corriente i_{L_S} en simulador (eje-y: 1 A/div), (eje-x: 5 μ s/div).....	30
Figura 3.4 Voltaje V_{C_T} en simulador (eje-y: 5 V/div), (eje-x: 5 μ s/div).....	31
Figura 3.5 Voltaje v_o en simulador (eje-y: 1 A/div), (eje-x: 5 μ s/div).....	31
Figura 3.6 Prototipo SEPIC con inductores conmutados.....	33
Figura 4.1 Esquema del controlador modo-corriente.....	36
Figura 4.2 Controlador modo-corriente propuesto.....	37
Figura 4.3 Corriente experimental en inductores (de arriba abajo): corriente i_L (eje y: 2.5 A/div) y corriente i_{L_S} (eje-y: 2.5 A/div), (eje-x: 4 μ s/div).....	41
Figura 4.4 Voltaje v_{C_T} experimental (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 10 ms/div).....	41
Figura 4.5 Voltaje v_o experimental (eje-y: 5 V/div), (eje-x: 10 ms/div).....	42
Figura 4.6 Corriente i_s experimental (eje-y: 2.5 A/div), (eje-x: 4 μ s/div).....	43
Figura 4.7 Circuito de prueba a cambios de carga.....	43
Figura 4.8 Respuesta del convertidor a cambios de carga en lazo abierto (de arriba abajo): Voltaje de salida v_o (eje-y: 10 V/div) y voltaje de la compuerta del MOSFET MV_{C_M} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 100 ms/div).....	44
Figura 4.9 Comparación de la respuesta en frecuencia teórica y experimental de la función de transferencia v_o/u : (arriba) magnitud (eje-y: 20 dB/div), (abajo) fase (eje-y: 90 grados/div).....	44
Figura 4.10 Comparación de la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo teórica y experimental: (arriba) magnitud (eje-y: 20 dB/div), (abajo) fase (eje-y: 90 grados/div).....	45
Figura 4.11 Respuesta del convertidor a cambios de carga en lazo cerrado (de arriba abajo): Voltaje de salida v_o (eje-y: 10 V/div) y voltaje de la compuerta del MOSFET MV_{C_M} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 100 ms/div).....	46
Figura 4.12 Respuesta del convertidor a cambios de carga en lazo cerrado (de arriba abajo): Corriente de entrada i_L (eje-y: 5 A/div) y voltaje de la entrada de control u (eje-y: 2 V/div), (eje-x: 100 ms/div).....	46
Figura 4.13 Respuesta en lazo cerrado a variaciones en el voltaje de entrada (de arriba abajo): Voltaje de salida v_o (eje-y: 10 V/div) y voltaje de entrada E (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 100 ms/div).....	47

Figura 4.14 Respuesta en lazo cerrado a variaciones en el voltaje de entrada (de arriba abajo): Corriente de entrada i_L (eje-y: 5 A/div) y voltaje de la entrada de control u (eje-y: 2 V/div), (eje-x: 100 ms/div).....48

Figura 4.15 Grafica experimental de eficiencias del SEPIC con inductores conmutados (eje-y: 10 %/div), (eje-x: 20 W/div).....48

Abreviaturas y Siglas

SEPIC	Single ended primary inductance converter
CD	Corriente directa
CA	Corriente alterna
C	Capacitancia
L	Inductancia
R	Resistencia
U	Ciclo nominal
E	Voltaje de entrada
D	Diodo
MCC	Modo de conducción continuo
f	Frecuencia
T	Periodo
P	Potencia
CMC	Controlador modo-corriente
CMV	Controlador modo-voltaje
PWM	Pulse-wide modulation
ESR	Equivalent series resistance

Resumen

Regulador de Voltaje Basado en un Convertidor SEPIC con una Celda de Inductores Conmutados

Los convertidores de corriente directa a corriente directa han sido típicamente usados para elevar o disminuir el voltaje; sin embargo, en algunas aplicaciones existe la necesidad de mantener un voltaje regulado a partir de fuentes de corriente directa en donde el voltaje varía por arriba o por debajo de un valor nominal, como por ejemplo con las baterías de Litio. El convertidor SEPIC es comúnmente usado en este tipo de aplicaciones ya que funciona como reductor-elevador. Las principales ventajas de este convertidor son: (a) cuenta con una entrada de corriente no pulsante con lo cual ayuda a alargar la vida de las baterías, (b) proporciona un voltaje no invertido, y (c) muestra una gran robustez al ruido. Sin embargo, tiene la desventaja de usar capacitores más grandes ya que proporcionan una corriente de salida pulsante. Estructuras de inductores conmutados pueden ser combinadas con el convertidor SEPIC para mejorar algunas de sus características. Las ventajas son: usan capacitores más pequeños y la tensión en los dispositivos de conmutación es más pequeña. En esta tesis se lleva a cabo un estudio completo del convertidor SEPIC con inductores conmutados. Se establecen las ganancias de voltaje y corriente, así como los valores promedio de las variables de estado. Se proporcionan las expresiones para los rizados de corriente de los inductores y de voltaje en los capacitores que permiten diseñar apropiadamente el convertidor. Se describe el comportamiento del convertidor a través de modelos: (a) conmutado, (b) promediado no lineal, y (c) promediado lineal. Usando el último modelo, se desarrolla una estrategia de control para un regulador de voltaje. Al final, se muestran resultados experimentales en un prototipo de 120 W que validan los procedimientos de diseño y control del convertidor.

PALABRAS CLAVE: Baterías de litio, convertidor SEPIC, regulador conmutado convertidor reductor-elevador, modelos promedio.

Abstract

Switching Regulator Based on a SEPIC Converter with a Switched-Inductor Cell

The DC-DC switching converters have typically been used to step-up or step-down input voltages; however, in some applications there is the need to regulate an output voltage from DC sources where the voltage is above or below a nominal value, for example in applications using Lithium batteries. The SEPIC converter can be used in this application because it can step-up or step-down an input voltage. The most important advantages of this converter are: (a) it has a non-pulsating input current, which can help to increase the lifetime of the batteries, (b) it can provide a non-inverting output voltage, and (c) it shows high robustness against noise perturbations. It has the disadvantage of using capacitors of high value mainly due to the pulsating output current. Switched-inductor cells can be combined with a SEPIC converter, which can provide interesting properties. The resulting converter has the advantages of lower value capacitors and a reduced voltage stress on the switching devices. In this thesis, a complete study of the SEPIC converter with a switched-inductor cell is given with the corresponding relations for the voltage and current gains. The relationships between voltages, currents and duty ratio are given, as well as the corresponding ripples of the inductor currents and capacitor voltages that allow the proper selection of the converter elements. The bilinear switching, nonlinear averaged and linear averaged models are developed such a control strategy can be developed. A control strategy is proposed to regulate the output voltage. Experimental results for a 120 W switching regulator are given to validate the controller design procedure.

KEYWORDS: Lithium batteries, SEPIC converter, switching regulator, buck-boost converter, average models.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antecedentes

Los convertidores CD-CD (corriente directa a corriente directa) son de vital importancia en la electrónica de potencia ya que son los encargados de procesar la energía eléctrica en diferentes sistemas. Los avances tecnológicos y la disponibilidad de nuevos dispositivos semiconductores han hecho de los convertidores de CD-CD una opción popular desde 1970, donde se empezaron a aplicar en fuentes de poder. En comparación con convertidores de voltaje lineal, o reguladores de voltaje lineal, las fuentes de poder conmutadas cuentan con una eficiencia energética y densidad de potencia más alta. Con el paso del tiempo, los convertidores también se fueron aplicando a amplificadores de audio, arreglos de celdas fotovoltaicas, celdas de combustible, reguladores para pantallas e iluminación con tecnología LED, entre otros [1]. La cantidad de aplicaciones para los convertidores está en continuo crecimiento y con ello la demanda de que estos sean cada vez más eficientes, de menor peso y volumen.

En general, un convertidor contiene una entrada de alimentación o fuente, puertos de control, y un puerto de salida de potencia. El voltaje de entrada de CD se convierte, según lo especificado por la entrada de control, en un voltaje de salida de CD con una magnitud que puede ser mayor, igual o menor a la de la entrada [2]. Esto se logra debido a que los convertidores cuentan con elementos de almacenamiento e interruptores los cuales se conectan en una topología tal que la periodicidad de conmutación del interruptor controla la dinámica de transferencia de energía para producir un valor de CD deseado a la salida [1].

Dos topologías fundamentales de los convertidores CD-CD son el convertidor reductor y el convertidor elevador comúnmente usados para disminuir o elevar el voltaje, respectivamente. Sin embargo, hay aplicaciones en las que el voltaje suministrado por una fuente varía por arriba y por debajo de un valor deseado, como en el caso de un rectificador de potencia de línea de frecuencia no regulada, de una batería o de fuentes de energía renovables, en donde antes de ser usado, el voltaje de salida resultante debe regularse [3]. Lo anterior requiere de reguladores de voltaje basados en convertidores que tengan la capacidad tanto de reducir como de elevar el voltaje; es decir, que funcionen como reductor-elevador.

Los convertidores CD-CD más sencillos y utilizados que tienen esta característica son tres: el Convertidor Reductor-Elevador, Cúk, y SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter). A continuación, se describe su funcionamiento en modo conducción de continuo, es decir, los inductores están en constante carga y descarga, pero sus valores de corriente permanecen siempre mayores a cero.

Convertidor Reductor-Elevador.

El convertidor reductor-elevador, mostrado en la Fig. 1.1, consiste de un circuito con un voltaje de entrada E , un interruptor MOSFET SW , un ciclo de trabajo nominal U , un inductor L_1 , un diodo D_1 , un capacitor de salida C_o , una resistencia de carga R , y un voltaje de salida V_o .

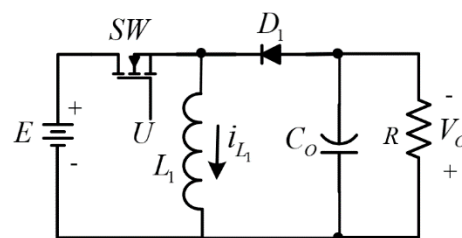


Figura 1.1 Diagrama esquemático del convertidor reductor-elevador.

Cuando el interruptor SW se activa, el voltaje E carga al inductor L_1 , el diodo D_1 no conduce corriente y el capacitor C_o descarga su energía en R . Cuando SW se desactiva, el diodo D_1 conduce corriente y el inductor descarga su energía en el capacitor C_o y la resistencia R . El rango de conversión de voltaje que presenta este convertidor es de $V_o/E = -U/(1 - U)$, el cual presenta un voltaje de salida invertido. A ciclos de trabajo $U > 0.5$ el convertidor trabaja como reductor, con $U < 0.5$ trabaja como elevador y con $U = 0.5$ se mantiene el mismo valor de voltaje absoluto a la salida que a la entrada.

Una desventaja es que presenta entrada y salida de corriente pulsante. La entrada de corriente es pulsante debido a que cuando SW está activo la fuente E proporciona una corriente mayor a cero; y cuando SW está desactivado, la fuente E se desconecta del circuito por lo que no proporciona corriente. Esto genera que se le demanden pulsos de corriente a la fuente lo cual tiende a estresarla, por lo que, si esta fuente fuese una batería, reduciría su tiempo de vida. La corriente de salida es pulsante debido a que cuando SW está activo no pasa corriente por el diodo; y cuando SW está desactivado si pasa corriente. Lo anterior genera estrés en el capacitor de salida ya que le demanda una mayor carga y descarga de energía, por lo que hace que se requieran capacitores de gran valor. Dicho estrés también causa una reducción en el tiempo de vida del capacitor [4].

Convertidor Cùk.

El convertidor Cùk cuenta con dos elementos más a los del convertidor anterior, el capacitor de transferencia de energía C_T y el inductor de salida L_2 , tal como se muestra en la Fig. 1.2. Cuando el interruptor SW se activa, el voltaje E carga al inductor L_1 , el diodo D_1 no conduce corriente, el capacitor C_T y C_o se descargan cargando a L_2 , y manteniendo el voltaje en R . Cuando SW se desactiva, el diodo D_1 conduce corriente, el inductor L_1 se descarga cargando junto con la fuente a C_T y el inductor L_2 se descarga en el capacitor C_o y la resistencia R . Al igual

que en el convertidor reductor-elevador, el rango de conversión de voltaje es de $V_o/E = -U/(1 - U)$. Cuando $U > 0.5$ el convertidor trabaja como reductor, con $U < 0.5$ trabaja como elevador y con $U = 0.5$ se mantiene el mismo voltaje absoluto a la salida que a la entrada.

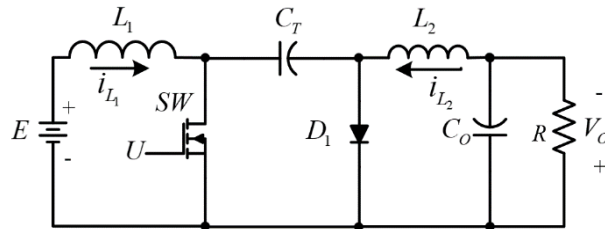


Figura 1.2 Diagrama esquemático del convertidor Cùk.

La ventaja en este convertidor es que la corriente de entrada y la corriente de salida no son pulsantes, esto porque el valor de la corriente en ambos inductores siempre es mayor a cero. Lo anterior disminuye el desgaste en la fuente y en el capacitor de salida en comparación con el convertidor reductor-elevador. La desventaja es que cuenta con voltaje de salida invertido lo que hace que para la mayoría de aplicaciones se tenga que agregar otra etapa de inversión de voltaje.

Convertidor SEPIC.

El convertidor SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter), mostrado en la Fig. 1.3, tiene los mismos elementos que el convertidor Cùk. Cuando el interruptor SW se activa, el voltaje E carga al inductor L_1 , el diodo D_1 no conduce corriente, el capacitor C_T se descarga cargando a L_2 , y por otra parte el capacitor C_O se descarga manteniendo la tensión en R . Cuando SW se desactiva, el diodo D_1 conduce corriente, el inductor L_1 se descarga cargando junto con la fuente a C_T , y el inductor L_2 se descarga en el capacitor C_O y la resistencia R . El rango de conversión de voltaje es de $V_o/E = U/(1 - U)$. Cuando $U > 0.5$ el convertidor trabaja como reductor, con $U < 0.5$ trabaja como elevador y con $U = 0.5$ se mantiene el mismo voltaje a la salida que a la entrada.

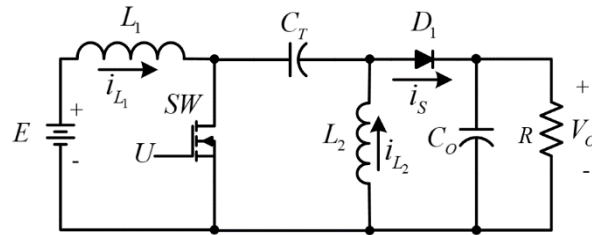


Figura 1.3 Diagrama esquemático del convertidor SEPIC clásico.

La ventaja en este convertidor es que el voltaje de salida no se encuentra invertida. También cuenta con una entrada de corriente no pulsante, presenta un buen desempeño ante variaciones en el voltaje de entrada [4], así como robustez ya que se comporta como un filtro de cuarto orden. La desventaja es que cuenta con corriente de salida i_s pulsante ya que el diodo conduce corriente solo cuando SW esta desactivado, lo que requerirá un capacitor de salida de alto valor.

1.2 Justificación

Las baterías han sido de gran importancia en el desarrollo de la tecnología, ya que muchos de los dispositivos electrónicos, así como nuevas aplicaciones las usan como fuente de almacenamiento o como fuente de alimentación de energía. Una de las baterías que son de mayor uso, por sus extraordinarias características, es la batería de iones de litio la cual se usa ampliamente para muchas aplicaciones que van desde teléfonos móviles, computadoras portátiles y cámaras digitales, herramientas eléctricas, dispositivos médicos y trenes de potencia, entre otros. Se prefieren porque son mucho más ligeras que otros tipos de baterías recargables del mismo tamaño. Además, dado que el litio es un elemento altamente reactivo, estas baterías manejan una densidad de energía muy alta. Existen diferentes materiales activos químicos que se utilizan adicionalmente al litio como óxido de cobalto, óxido de manganeso, fosfato de hierro, óxido de aluminio y titanato. La tensión nominal generada por una batería es de 3.6 V con un rango de funcionamiento típico entre

3.0 V y 4.2 V, excepto en el uso de titanato, que es de 2.4 V nominal con un rango operativo entre 1.8 V y 2.85 V para la celda.

El convertidor SEPIC es el más utilizado en este tipo de aplicaciones, debido a las características descritas en los párrafos anteriores, lo cual brinda las siguientes ventajas: (a) cuenta con entrada de corriente no pulsante lo que permite que la batería tenga una demanda constante de corriente y por ello se alargue su tiempo de vida; (b) el voltaje de salida no está invertido lo que permite facilidad de conexión a la carga; (c) tiene buen desempeño a voltajes de entrada variantes que es un fenómeno presente cuando se usan baterías como fuente; y (d) debido a su comportamiento como filtro, presenta baja sensibilidad al ruido.

La cuestión ahora es como poder minimizar la desventaja de la corriente pulsante con la que cuenta el SEPIC a su salida. Existe en la literatura, propuestas de convertidores combinados con celdas formadas con inductores y diodos que presentan excelentes resultados, entre ellos: mayores relaciones de conversión de voltaje, así como un suministro continuo de corriente a la salida [5]. La celda formada con dos inductores y dos diodos se nombra de aquí en adelante celda con inductores conmutados, su estructura se observa en la Fig. 1.4. Esta estructura forma un bloque de reducción de voltaje donde en un tiempo de conmutación los diodos no permiten el paso de corriente y los inductores se cargan en serie, y en el otro tiempo los diodos permiten el paso de corriente y los inductores se descargan en paralelo.

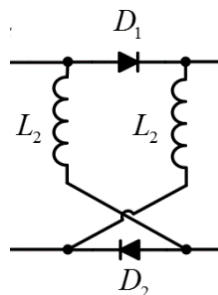


Figura 1.4 Celda de inductores conmutados.

La combinación de la celda con inductores conmutados y el SEPIC se describe de manera gráfica en la Fig 1.5 donde se observa que la celda sustituye al inductor L_2 y diodo D_1 del SEPIC. Así se forma la nueva estructura que tendrá por nombre SEPIC con inductores conmutados.

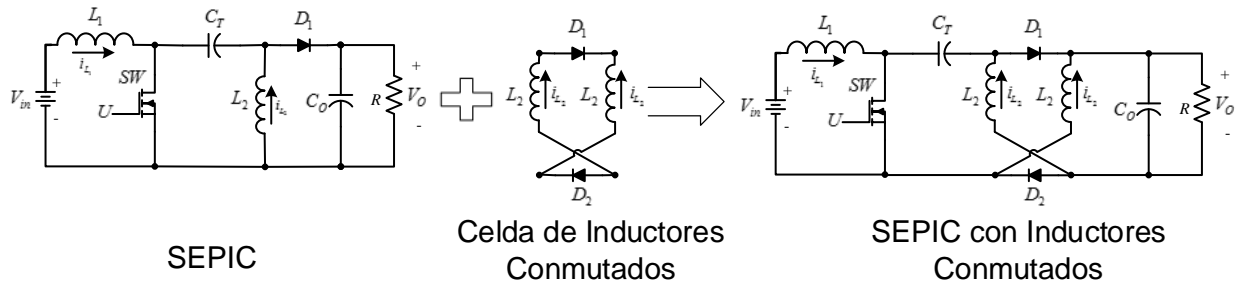


Figura 1.5 Combinación del SEPIC y la celda de inductores conmutados.

Más adelante se describe como se modifica, en esta nueva estructura, el rango de conversión de voltaje y como el convertidor tiene la capacidad de entregar una continuamente corriente a su salida. En esta tesis, se hace un estudio completo del convertidor SEPIC con inductores conmutados siguiendo los objetivos y la estructura que a continuación se detallan.

1.3 Objetivo

El objetivo general de esta tesis es el análisis y diseño del convertidor CD-CD con la estructura SEPIC con inductores conmutados en el que se obtenga una alta eficiencia, y una apropiada regulación de voltaje mediante una acción de control.

Teniendo como objetivos particulares los siguientes: (a) describir el comportamiento del convertidor a través del análisis de los circuitos que se forman con la conmutación del interruptor; (b) obtener la relación de los valores en CD, así como los correspondientes rizados de corriente en inductores y voltaje en capacitores;

(c) modelar la dinámica del convertidor a través del modelo conmutado, promediado y linealizado; (d) obtener las funciones de transferencia y diagramas de bode que permitan diseñar un controlador; (e) simular la operación en lazo abierto y lazo cerrado; (f) realizar una implementación práctica buscando una alta eficiencia y el mayor aprovechamiento de las características del convertidor; (g) diseñar un control apropiado que permita mantener el voltaje de salida regulado ante variaciones de carga; y (h) obtener conclusiones a partir de los resultados teóricos y experimentales.

1.4 Estructura de la Tesis

En el Capítulo 2 se realiza la descripción de los elementos con los que cuenta el convertidor SEPIC con inductores conmutados, sus ventajas adicionales, la descripción de su funcionamiento y el análisis matemático que describe las ecuaciones de los circuitos que se forman cuando el interruptor está encendido y cuando está apagado. A partir de estas ecuaciones se inicia el proceso de modelado del convertidor. Se parte de conjuntar las ecuaciones obtenidas al definir una variable que representa el estado de conmutación del interruptor, así a partir de ello se obtiene el modelo conmutado. Después, la variable que representa el estado de conmutación se sustituye por otra que representa su valor promedio, obteniendo así el modelo promediado. Por último, se linealiza el modelo promediado obteniendo el modelo linealizado o de señal pequeña.

En el Capítulo 3 se obtienen las expresiones de los valores de CD o valores promedio en estado estacionario de las variables de estado, así como las relaciones de rizo de la corriente en los inductores y voltaje en los capacitores que permiten tener un diseño apropiado del convertidor. Se calculan mediante estas relaciones los valores de los elementos para un prototipo de 120 W enfocado a una aplicación de regulador de voltaje en un banco de baterías de iones de litio. Se simula el convertidor para una primera validación de los valores calculados.

En el Capítulo 4 se explica la metodología para el diseño de un controlador modo-corriente. Se construye el prototipo y se muestran los resultados experimentales obtenidos en lazo abierto, la medición de las variables de estado y la respuesta en frecuencia del voltaje de salida sobre la entrada validan el modelo teórico. Después, se implementa el controlador al prototipo y se realizan las mediciones en lazo cerrado. Se mide la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo para validar la robustez. Se hace una prueba a cambios de carga donde el controlador permite mantener regulada la salida de voltaje y se muestra una prueba a variaciones en el voltaje de entrada donde se muestra que el convertidor trabaja adecuadamente ante estas variaciones. Por último, se analiza las eficiencias del convertidor operando a diferentes potencias.

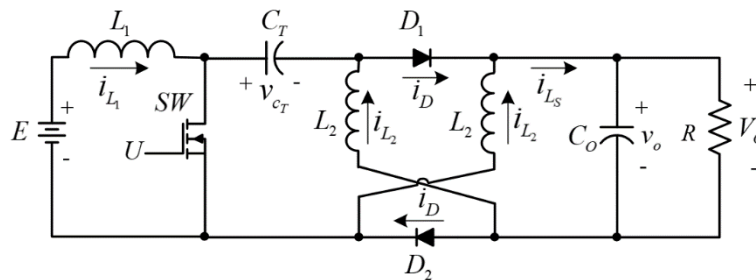
En el Capítulo 5 se detallan las conclusiones a las que se llegaron en este trabajo destacando los principales aportes. Se describe el trabajo futuro que se genera a partir de este estudio y las posibles áreas de aplicación del convertidor.

Capítulo 2

Descripción y Modelado del Convertidor SEPIC con Inductores Conmutados

2.1 Características del Convertidor

El convertidor SEPIC con inductores conmutados, mostrado en la Fig. 2.1, conserva características importantes del SEPIC clásico que se comentaron en la sección anterior como lo son: la corriente de entrada no pulsante, voltaje de salida no invertido, buen desempeño a variaciones en el voltaje de entrada, y la capacidad de reducir o elevar el voltaje.



E = Voltaje de entrada

V_o = Voltaje promedio de salida

L = Inductor de entrada

L_s = Inductor de celda

C_T = Capacitor de transferencia de energía

C_o = Capacitor de salida

SW = Interruptor activo (MOSFET)

D_1 = Interruptor pasivo 1 (diodo)

D_2 = Interruptor pasivo 2 (diodo)

R = Resistencia de carga

U = Ciclo de trabajo nominal

i_D = Corriente en el diodo

v_{c_T} = Voltaje del capacitor C_T

i_L = Corriente del inductor de entrada

i_{L_s} = Corriente del inductor de celda

i_s = Corriente de la salida de celda

Figura 2.1 Diagrama esquemático del convertidor SEPIC con inductores conmutados.

Esta nueva estructura aumenta el rango de reducción de voltaje según la siguiente expresión de ganancia de voltaje:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{U}{2(1-U)} \quad (2.1)$$

Se puede apreciar más fácilmente como es que se modifica la ganancia en el SEPIC con inductores conmutados a comparación del SEPIC clásico en la Fig. 2.2, donde se observa que el primero reduce el voltaje cuando $U < 0.666$ y lo aumenta cuando $U > 0.666$, por lo que la nueva estructura cuenta con un rango más amplio en la reducción de voltaje.

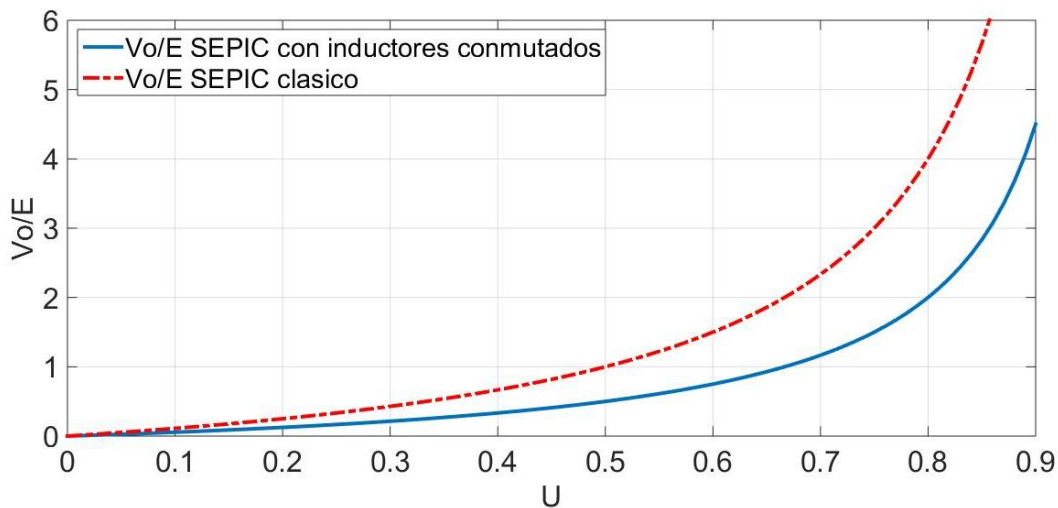


Figura 2.2 Comparación de las ganancias de voltaje del SEPIC con inductores conmutados y SEPIC clásico.

El comportamiento de las señales de voltaje y corriente del convertidor en estado estacionario y en modo conducción de continuo (MCC) se observan en la Fig. 2.3. El MCC es un modo de operación en donde la corriente en los inductores siempre será mayor cero, por lo que el interruptor debe de estar conmutando a una frecuencia f_s tal que la energía en los inductores nunca se descargue por completo.

El periodo de conmutación es el tiempo que transcurre en un ciclo de conmutación, y se representa por la variable T donde

$$T = \frac{1}{f_s} = t_{ac} + t_{des}, \quad (2.2)$$

siendo t_{ac} el tiempo en que el interruptor está activado y t_{des} el tiempo en el que el interruptor está desactivado. El ciclo de trabajo nominal se representa por la constante U , el cual es la razón del tiempo de encendido entre el tiempo de un ciclo de conmutación o periodo, es decir

$$U = t_{ac} / T. \quad (2.3)$$

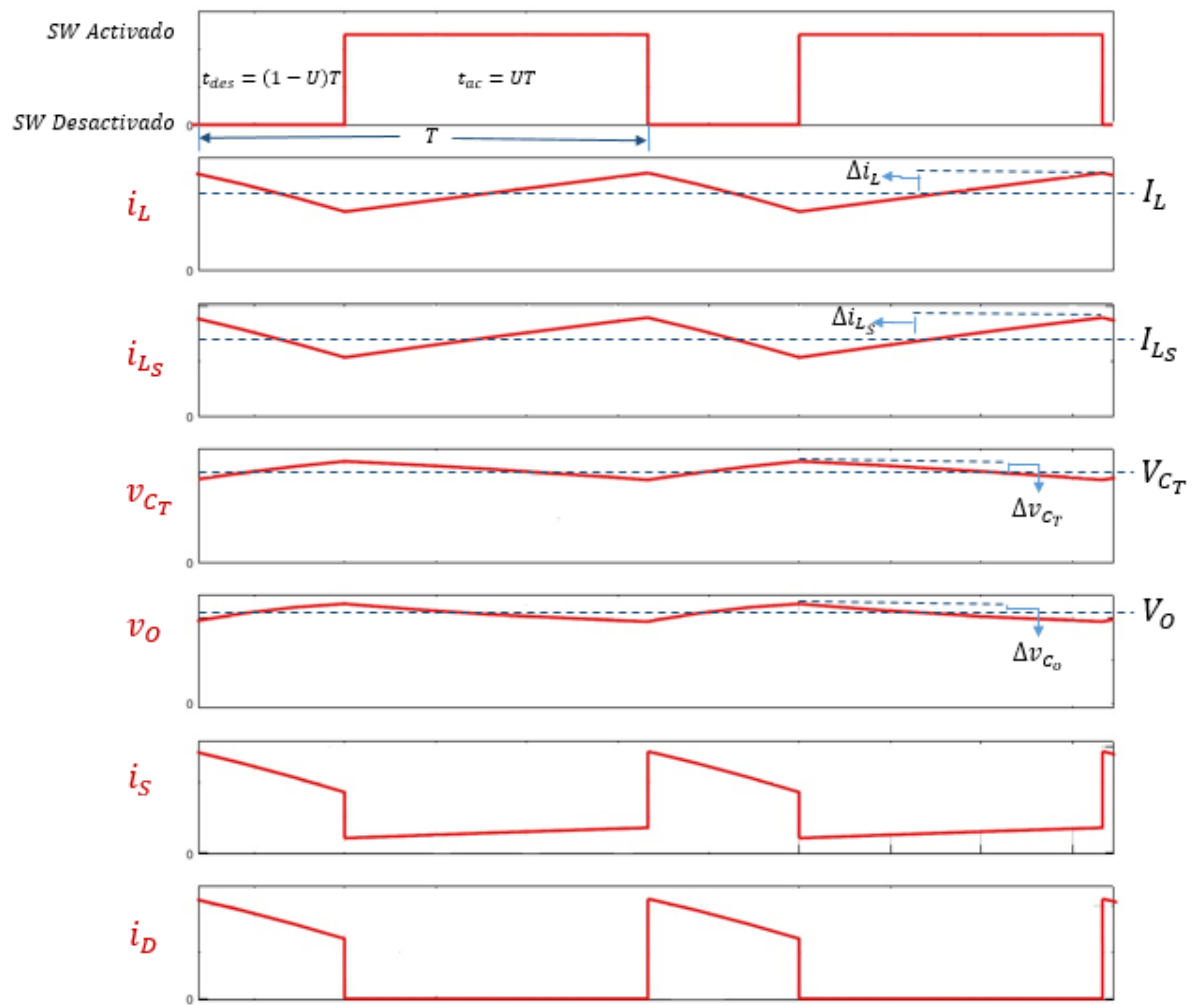


Figura 2.3 Forma de las señales de corrientes y voltajes en el SEPIC con inductores conmutados.

Las variables de estado se representan por $i_L, i_{L_S}, v_{C_T}, v_O$ las cuales tienen la forma de señal como se observa en las líneas continuas de la Fig. 2.3. Los valores $I_L, I_{L_S}, V_{C_T}, V_O$ representan los valores promedios respectivamente (líneas punteada de la Fig. 2.3). Los valores $\Delta i_L, \Delta i_{L_S}, \Delta v_{C_T}, \Delta v_O$ representan los valores de rizo de cada una de las variables de estado, los cuales por definición son la mitad del valor pico a pico que genera cada una las variables.

Cuando el interruptor SW está activado, las corrientes i_L y i_{L_S} comienzan a incrementar su valor lo cual implica que los inductores se cargan o almacenan energía; por otro lado, los voltajes v_{C_T} y v_O decremantan su valor, lo que implica que los capacitores se descargan. Cuando el interruptor SW se desactiva pasa lo contrario, las corrientes i_L y i_{L_S} decremantan su valor lo cual implica que los inductores se descargan; por otro lado, los voltajes v_{C_T} y v_O incrementan su valor, lo que implica que los capacitores se cargan. Este proceso de carga y descarga se describe como una línea de pendiente positiva en la carga y una de pendiente negativa en la descarga.

Un aspecto importante a analizar es la corriente de salida del SEPIC con inductores conmutados debido a que a comparación del SEPIC clásico, el primero cuenta con un suministro continuo de corriente a comparación del segundo que solo existe corriente en un estado de conmutación tal como lo muestra las imágenes de la Fig. 2.4 y la Fig. 2.5. Para una misma aplicación de ganancia de voltaje, la corriente de salida alta promedio del SEPIC con inductores conmutados es igual a

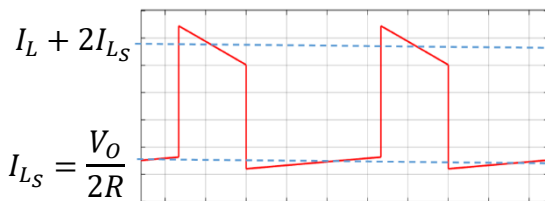


Figura 2.4 Corriente de salida i_s del SEPIC con inductores conmutados.

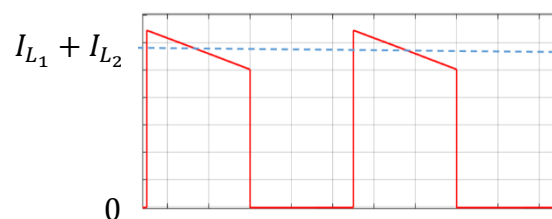


Figura 2.5 Corriente de salida i_s del SEPIC clásico.

la corriente alta promedio del SEPIC clásico es decir $I_L + 2I_{L_S} = I_{L_1} + I_{L_2}$; en el otro estado de conmutación, en el SEPIC clásico esta corriente es 0 y en el SEPIC con inductores conmutados esta corriente tiene un promedio de $V_o/2R$. Por lo que el SEPIC con inductores conmutados reduce esta pulsación en la corriente de salida en un valor de $V_o/2R$. Lo anterior permite que en el diseño se requieran de capacitores de menor valor en el SEPIC con inductores conmutados a comparación del SEPIC clásico. La comparación de los valores de los capacitores del SEPIC con inductores conmutados en comparación a los capacitores del SEPIC clásico para una misma aplicación de voltaje se muestra en la Fig. 2.6 y la Fig. 2.7. Ahí se observa que esta comparación siempre es menor que uno en ambas gráficas, por lo que para una aplicación, el SEPIC con inductores conmutados requerirá de capacitores más pequeños a comparación del SEPIC clásico.

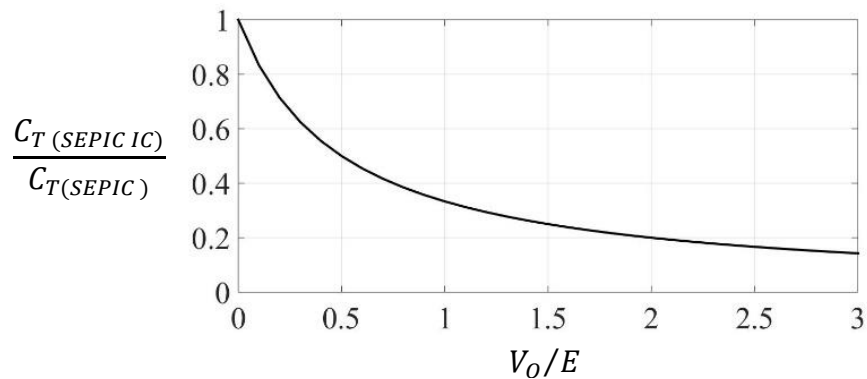


Figura 2.6 Grafica comparativa del capacitor C_T .

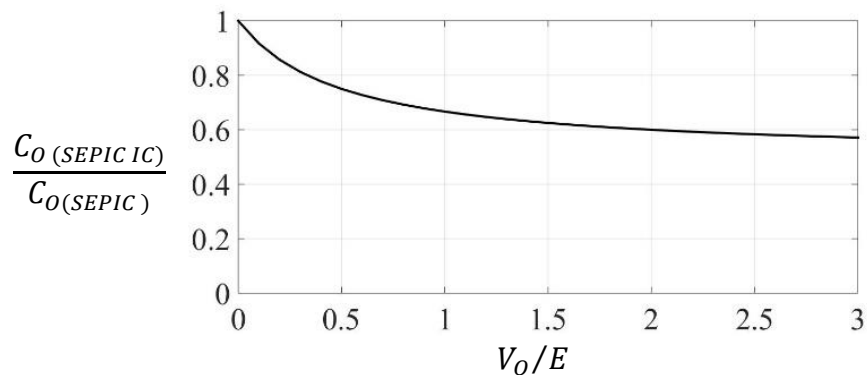


Figura 2.7 Grafica comparativa del capacitor C_O .

2.2 Análisis del Convertidor

Para entender cómo funciona este convertidor es necesario analizar los circuitos que se generan cuando el interruptor SW está activado y cuando está desactivado. Se considera que el convertidor no tiene pérdidas y que el voltaje de entrada E y la resistencia de carga R son constantes.

Interruptor SW Activado

Cuando el interruptor SW se activa, se forma la estructura que se muestra en la Fig. 2.8. En esta etapa los inductores se cargan, los capacitores se descargan, y los diodos no conducen corriente. El cerrar el interruptor, genera dos circuitos que se pueden analizar por separado.

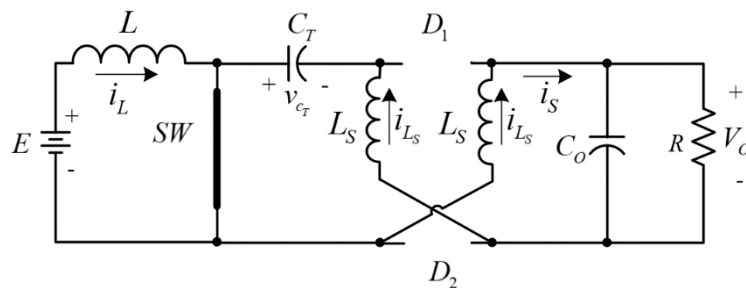


Figura 2.8 Convertidor SEPIC con inductores conmutados operando con interruptor SW activado.

En el primer circuito el voltaje de entrada E queda en paralelo con el inductor de entrada L tal como se muestra en la Fig. 2.9, en donde el voltaje de entrada E carga al inductor L mediante la corriente i_L . La ecuación que describe matemáticamente este circuito es la siguiente:

$$i_L = \frac{E}{L} \quad (2.4)$$

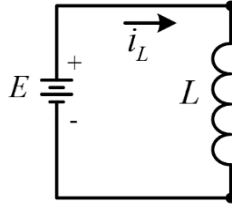


Figura 2.9 Circuito de carga del inductor de entrada L .

En el segundo circuito el capacitor de almacenamiento y transferencia C_T se descarga en serie con las inductancias de la celda y con la resistencia de carga tal como se muestra en la Fig. 2.10. Lo anterior genera que las inductancias de la celda L_S sean cargadas y que el capacitor de salida C_o entregue energía a la resistencia de carga R .

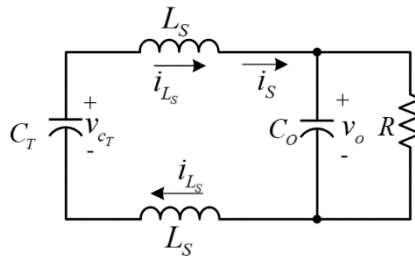


Figura 2.10 Circuito de carga de las inductancias L_S y descarga en los capacitores C_T y C_o .

Las ecuaciones que describe matemáticamente este circuito se muestran a continuación:

$$\dot{i}_{L_S} = \frac{v_{C_T} - v_o}{2L_S} \quad (2.5)$$

$$\dot{v}_{C_T} = -\frac{i_{L_S}}{C_T} \quad (2.6)$$

$$\dot{v}_o = \frac{i_{L_S}}{C_o} - \frac{v_o}{RC_o} \quad (2.7)$$

Interruptor SW Desactivado

Cuando el interruptor SW está desactivado, tal como se muestra en la Fig. 2.11, se descargan los inductores, se cargan los capacitores, y los diodos conducen corriente. Se forma un solo circuito, donde el capacitor C_T se carga a través de E y de la descarga de L , los inductores L_S se descargan alimentando a R y permitiendo que C_O se cargue.

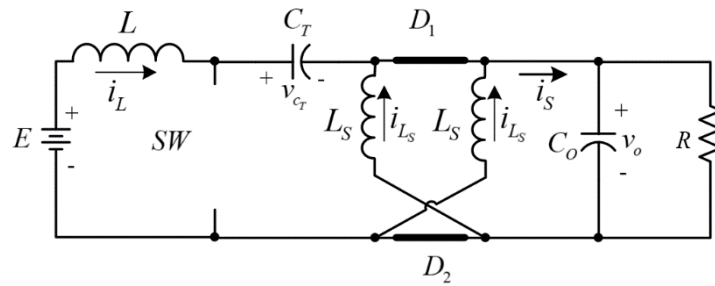


Figura 2.11 Convertidor SEPIC con inductores conmutados operando con interruptor SW desactivado.

Las ecuaciones que describen la dinámica de este circuito son:

$$i_L = \frac{E - v_{C_T} - v_o}{L} \quad (2.8)$$

$$i_{L_S} = -\frac{v_o}{L_S} \quad (2.9)$$

$$\dot{v}_{C_T} = -\frac{i_L}{C_T} \quad (2.10)$$

$$\dot{v}_o = \frac{i_L}{C_o} + \frac{2i_{L_S}}{C_o} - \frac{v_o}{RC_o} \quad (2.11)$$

A partir de las expresiones obtenidas en este análisis, se prosigue con combinar las ecuaciones de los dos estados de conmutación del convertidor en modelos que represente el sistema completo. El modelado dinámico es usado para el estudio, diseño y control del convertidor. En la siguiente sección se detallan las

características del modelado y las propiedades de cada uno de los diferentes modelos.

2.3 Modelado Promedio

El modelado es la representación matemática que describe el comportamiento dinámico de un sistema. Para facilitar el modelado en los convertidores CD-CD, la relación funcional entre fuentes, salidas y parámetros de control son explorados a través del uso de métodos de promediado, el cual da información de los valores en CD o baja frecuencia del convertidor ignorando rizo, conmutación y otros efectos rápidos [6]. Esta es una de las más importantes herramientas en electrónica de potencia para el diseño de convertidores. En esta sección se detalla el modelado del convertidor SEPIC con inductores conmutados empezando con el modelo conmutado. Después se presenta el modelo promediado, el cual será de utilidad en el siguiente capítulo para obtener los valores en CD de las variables de estado y las ecuaciones de rizo utilizadas para el diseño del convertidor. Por último, se describe el modelo a señal pequeña que se obtiene a partir de la linealización del sistema.

En el modelo conmutado es posible combinar las ecuaciones (2.4) a (2.7) que describen al convertidor cuando el interruptor SW está activado con las ecuaciones (2.8) a (2.11) que describen al convertidor cuando SW esta desactivado. Para ello, se define la variable q con la cual representa con $q = 1$ cuando el interruptor está activado y con $q = 0$ cuando el interruptor esta desactivado, lo que lleva a obtener las siguientes ecuaciones:

$$i_L = \frac{E}{L} - \frac{v_{C_T} + v_o}{L} (1 - q), \quad (2.12)$$

$$i_{L_s} = \frac{v_{C_T}}{2L_s} (q) - \frac{v_o}{2L_s} (2 - q), \quad (2.13)$$

$$\dot{v}_{C_r} = \frac{i_L}{C_r}(1-q) - \frac{i_{L_s}}{C_r}(q), \quad (2.14)$$

$$\dot{v}_o = \frac{i_L}{C_o}(1-q) + \frac{i_{L_s}}{C_o}(2-q) - \frac{v_o}{RC_o} \quad (2.15)$$

y a partir de ahí, obtener el modelo conmutado:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{i}_{L_s} \\ \dot{v}_{C_r} \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-q)}{L} & -\frac{(1-q)}{L} \\ 0 & 0 & \frac{q}{2L_s} & -\frac{(2-q)}{2L_s} \\ \frac{1-q}{C_r} & -\frac{q}{C_r} & 0 & 0 \\ \frac{1-q}{C_o} & \frac{2-q}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ i_{L_s} \\ v_{C_r} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E. \quad (2.16)$$

Dado que q es una variable discreta, este sistema representaría un sistema lineal por partes en un modelo de tiempo discreto. La desventaja de los modelos en tiempo discreto es que la mayoría de los convertidores no se comportan de esa manera. Es cierto que la acción del interruptor es un proceso discreto; sin embargo, los instantes de conmutación son un proceso análogo ya que el interruptor puede encender y apagar en cualquier momento [2].

Si en el modelo conmutado (2.16) ahora se considera la variable $u \in (0,1)$ la cual representa el promedio del valor de la variable q , entonces obtenemos el modelo promediado no lineal representado de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_L \\ \dot{\bar{i}}_{L_s} \\ \dot{\bar{v}}_{C_T} \\ \dot{\bar{v}}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-u)}{L} & -\frac{(1-u)}{L} \\ 0 & 0 & \frac{u}{2L_s} & -\frac{(2-u)}{2L_s} \\ \frac{1-u}{C_T} & -\frac{u}{C_T} & 0 & 0 \\ \frac{1-u}{C_o} & \frac{2-u}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{i}_{L_s} \\ \bar{v}_{C_T} \\ \bar{v}_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E. \quad (2.17)$$

El modelo (2.17) representa un sistema no lineal debido a la presencia de la variable u . Sin embargo, es factible hacer una aproximación lineal de este sistema por el método de análisis en señal pequeña. Para obtener el modelo a señal pequeña, se considera que las variables de estado pueden estar aproximadas por una componente en CD y una pequeña componente en CA donde $I_L, I_{L_s}, V_{C_T}, V_O, U$ representan los valores promedios, punto de equilibrio, o valores de CD, y $\tilde{i}_L, \tilde{i}_{L_s}, \tilde{v}_{C_T}, \tilde{v}_O, \tilde{u}$ representan la parte variante o componente en CA [2], tal como lo muestran las siguientes expresiones:

$$\bar{i}_L \approx I_L + \tilde{i}_L, \quad (2.18)$$

$$\bar{i}_{L_s} \approx I_{L_s} + \tilde{i}_{L_s}, \quad (2.19)$$

$$\bar{v}_{C_T} \approx V_{C_T} + \tilde{v}_{C_T}, \quad (2.20)$$

$$\bar{v}_O \approx V_O + \tilde{v}_O, \quad (2.21)$$

$$u \approx U + \tilde{u}. \quad (2.22)$$

A partir del modelo promediado no lineal (2.17), se realiza la linealización tomando en cuenta hasta los términos de primer orden de la expansión de la serie de Taylor. Con esto se obtiene un sistema lineal de la forma $\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u}$ donde

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_T} \\ \tilde{v}_O \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

obteniendo así el modelo linealizado o de señal pequeña:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{i}}_{L_s} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_T} \\ \dot{\tilde{v}}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-U)}{L} & -\frac{(1-U)}{L} \\ 0 & 0 & \frac{U}{2L_s} & -\frac{(2-U)}{2L_s} \\ \frac{1-U}{C_T} & -\frac{U}{C_T} & 0 & 0 \\ \frac{1-U}{C_o} & \frac{2-U}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{i}_{L_s} \\ \tilde{v}_{C_T} \\ \tilde{v}_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-U)L} \\ \frac{E}{2(1-U)L_s} \\ -\frac{UE}{4RC_T(1-U)^2} \\ -\frac{UE}{4RC_o(1-U)^2} \end{bmatrix} \tilde{u} \quad (2.24)$$

Nótese que este modelo lineal ya cuenta con la variable \tilde{u} representando a la variable de entrada del sistema, con lo que haciendo uso de las herramientas de sistemas lineales, se puede obtener las funciones de transferencia del sistema para el diseño de un controlador lo cual se abordará más adelante. En el siguiente capítulo se harán uso de los modelos para obtener los valores de diseño del convertidor SEPIC con inductores conmutados.

Capítulo 3

Diseño del Convertidor SEPIC con Inductores Conmutados

Para el diseño de un convertidor CD-CD se requiere conocer las características de operación, las cuales comúnmente son el voltaje de entrada, el voltaje de salida, y la potencia entregada por el convertidor. A partir de esto y considerando características propias de la aplicación, se define la topología del convertidor más adecuada. Para cada topología deben desarrollarse expresiones de diseño que permitan obtener los valores en CD y los valores de rizo de corriente y voltaje de los capacitores e inductores, respectivamente. Con las expresiones de los valores en CD, se conocen los valores promedio que tendrán las corrientes y voltajes de capacitores e inductores del convertidor. A partir de esto se proponen los valores de rizo más adecuados, y así se obtienen los valores de los capacitores e inductores. Los elementos restantes del convertidor se eligen a partir de los voltajes o corrientes máximos a los que estarán sometidos. Es importante también considerar las condiciones para asegurar que el convertidor trabaje en modo de conducción continuo.

En este capítulo se describe la obtención de las expresiones de los valores de CD, los valores de rizo, y las condiciones de modo de conducción continuo. Lo anterior permite diseñar y simular el SEPIC con inductores conmutados el cual será usado para la regulación de voltaje de un banco de baterías de litio.

3.1 Valores de Operación en Estado Estable

Los valores de operación en estado estable o valores de CD son los valores promedios que tendrán las variables de estado cuando el convertidor alcance el

estado estacionario y considerando que se opera en ciclo de trabajo nominal. Del modelo promediado no lineal (2.17) considere el sistema sin dinámica; es decir, las derivadas de las variables de estado igual a cero. Los variables de estado se representan solo por sus valores promedios ignorando los componentes en CA, y la entrada se representa solo con su valor nominal ignorando las variaciones. Con esto, el sistema se reduce a las siguientes ecuaciones:

$$0 = -\frac{(1-U)}{L}V_{C_r} - \frac{(1-U)}{L}V_o + \frac{1}{L}E, \quad (3.1)$$

$$0 = \frac{U}{2L_s}V_{C_r} - \frac{(2-U)}{2L_s}V_o, \quad (3.2)$$

$$0 = \frac{1-U}{C_T}I_L - \frac{U}{C_T}I_{L_s}, \quad (3.3)$$

$$0 = \frac{1-U}{C_o}I_L + \frac{2-U}{C_o}I_{L_s} - \frac{1}{RC_o}V_o. \quad (3.4)$$

Al manipular algebraicamente las ecuaciones anteriores, se encuentran los valores promedio en estado estacionario representados por las siguientes expresiones:

$$I_L = \frac{U^2 E}{4(1-U)^2 R}, \quad (3.5)$$

$$I_{L_s} = \frac{U E}{4(1-U) R}, \quad (3.6)$$

$$V_{C_r} = \frac{2-U}{2(1-U)} E, \quad (3.7)$$

$$V_o = \frac{U}{2(1-U)} E. \quad (3.8)$$

3.2 Fórmulas para el Cálculo de Capacitores e Inductores

Se asume que el comportamiento de corriente en los inductores y voltaje en los capacitores son líneas rectas con pendientes positivas cuando se cargan y

pendientes negativas cuando se descargan, donde el rizo de voltaje o corriente es la mitad del valor pico a pico que tienen dichas transiciones. Para el análisis se considera que se trabaja en MCC por lo que los valores de corriente en los inductores y voltajes en los capacitores nunca cruzan por cero.

El circuito que representa al inductor L cuando se está cargando se observa en la Fig. 2.9, y la expresión que describe a este circuito es (2.4). Dado que se asume que la carga del inductor forma una línea recta de pendiente positiva, entonces $\dot{i}_L = di/dt = 2\Delta i_L/\Delta t$ donde Δt es el tiempo en que el inductor está cargando; es decir, el tiempo en el que el interruptor SW esta encendido. Por lo cual $\Delta t = U/f_s$ donde U representa el ciclo de trabajo nominal y f_s la frecuencia de conmutación del interruptor SW. Al sustituir dichas igualdades en la expresión (2.4) resulta en $E/L = (2\Delta i_L)/(U/f_s)$, de ahí al despejar para el rizo de corriente resulta en la siguiente expresión:

$$\Delta i_L = \frac{UE}{2f_s L}. \quad (3.9)$$

Para obtener el rizo de los inductores L_s conviene usar la expresión (2.9) que describe la descarga del inductor ya que es más sencilla que la expresión (2.5) que describe la carga del inductor. Dado que se asume que la descarga del inductor forma una línea recta de pendiente negativa, entonces $\dot{i}_{L_s} = di/dt = -2\Delta i_{L_s}/\Delta t$ donde Δt es el tiempo en que el inductor está descargando; es decir, el tiempo en el que el interruptor SW está apagado, por lo cual $\Delta t = (1 - U)/f_s$. Con las igualdades anteriores y haciendo uso de las expresiones (2.9) y (3.8) se puede obtener lo siguiente:

$$\Delta i_{L_s} = \frac{UE}{4f_s L_s}. \quad (3.10)$$

Se sabe que la expresión que relaciona la corriente y el voltaje de un capacitor es:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt}, \quad (3.11)$$

donde i_C es la corriente que pasa por el capacitor, C la capacitancia y dv_C/dt es la derivada del voltaje del capacitor con respecto del tiempo. Ahora bien, en el circuito de la Fig. 2.10, la corriente que pasa por el capacitor C_T es igual a la corriente que pasa por los inductores L_S , donde en promedio esta corriente está representada por I_{L_S} . Dado que el voltaje del capacitor se comporta como una línea recta, entonces $dv_{C_T}/dt = 2\Delta v_{C_T}/\Delta t$ donde $\Delta t = U/f_S$, y usando la expresión (3.6) se obtiene la siguiente expresión:

$$\Delta v_{C_T} = \frac{U^2 E}{8R(1-U)f_S C_T}. \quad (3.12)$$

Para obtener la fórmula de rizo del voltaje del capacitor de salida C_O se usa el circuito de la Fig. 2.10. Al igual que en el caso anterior, haciendo referencia a la fórmula de corriente de los capacitores (3.11), por análisis de nodo, se observa que la corriente que pasa por el capacitor C_O es igual a la corriente que pasa por los inductores L_S menos la corriente que pasa por la resistencia la cual puede ser expresada como $I_{L_S} - V_O/R$, por lo que $I_{L_S} - V_O/R = dv_O/dt = -2\Delta v_O/\Delta t$, donde $\Delta t = U/f_S$ y usando las expresiones (3.6) y (3.8) se puede obtener:

$$\Delta v_O = \frac{U^2 E}{8R(1-U)f_S C_O}. \quad (3.13)$$

3.3 Condiciones para Operar en Modo de Conducción Continua

Por lo general los rizados son propuestos al momento de diseñar un convertidor, de tal manera que de las expresiones anteriores (3.9), (3.10), (3.12) y (3.13) se pueden despejar los valores de las inductancias y capacitancias requerido por una cierta aplicación. Como se trabaja en MCC, se debe de tener cuidado en que ningún valor de corriente en los inductores llegue a cruzar por cero. Por lo cual, es necesario generar restricciones para asegurar la correcta operación.

Si se requiere que la corriente del inductor de entrada nunca sea menor o igual a cero, entonces la restricción será $I_L - \Delta i_L > 0$, se sustituye cada una de estos valores por su igual en (3.5) y (3.9) obteniendo la siguiente restricción:

$$L > \frac{2(1-U)^2 R}{U f_s}. \quad (3.14)$$

De igual manera para el inductor de la celda será $I_{L_S} - \Delta i_{L_S} > 0$, se sustituye cada una de estos valores por su igual en las ecuaciones (3.6) y (3.10) obteniendo la siguiente restricción:

$$L_S > \frac{(1-U)R}{f_s}. \quad (3.15)$$

Para el capacitor de transferencia de energía se debe cumplir que $V_{C_T} - \Delta v_{C_T} > 0$, usando (3.7) y (3.12) se obtiene la siguiente restricción:

$$C_T > \frac{U^2}{4(2-U)Rf_s}. \quad (3.16)$$

Por último, para el capacitor de salida se debe cumplir que $V_O - \Delta v_O > 0$, usando (3.8) y (3.13) resulta la siguiente restricción:

$$C_o > \frac{U}{4Rf_s}. \quad (3.17)$$

3.4 Diseño de un Prototipo

Se requiere realizar un prototipo del convertidor SEPIC con inductores conmutados para poder comparar resultados teóricos con experimentales y con ello observar que tanto se aproximan los cálculos y modelos descritos en los capítulos anteriores con el sistema real. El prototipo se diseña en base a parámetros que provengan de una aplicación que aproveche todas las ventajas del convertidor, las cuales se nombraron al principio del Capítulo 2. La aplicación que se propone es la de un convertidor encargado de mantener regulada la salida de voltaje de un banco de baterías de litio. El voltaje nominal de salida de este banco de baterías es de 21 V, y dado que se trata de baterías, dicho voltaje de salida varía entre 18 V cuando el banco de baterías está por descargarse y 25 V cuando el banco de baterías está recién cargado. La potencia máxima a entregar es de 120 W.

Esta aplicación es apta para el convertidor SEPIC con inductores conmutados debido a que aprovecha varias características: (a) convertidor reductor-elevador, se necesita mantener un voltaje regulado de 21 V y un buen funcionamiento a variaciones de entrada, ya que la entrada varía de 18 V a 25 V; (b) entrada de corriente no pulsante, esto ayuda a elevar el tiempo de vida de las baterías; y (c) salida de corriente continua, esto permite que el capacitor de salida sea de menor tamaño y tenga mayor duración.

La frecuencia de conmutación del interruptor SW se propone de 100 kHz. Los rizados de corriente en los inductores se recomiendan entre 10% y 20%. Como se requiere desgastar lo menos posible a las baterías, se propone 10% de rizo de corriente para el inductor de entrada. Los inductores de la celda tendrán un rizo de

corriente del 15%. Los capacitores se recomiendan y se proponen con un rizo del 1%. La Tabla 3.1 muestra de forma resumida los requerimientos para el convertidor.

Voltaje de Entrada	E	21 V
Voltaje de Salida	V_o	21 V
Potencia	P	120 W
Frecuencia	f_s	100 kHz
Rizo corriente inductor 1	$\% \Delta i_{L_1}$	10%
Rizo corriente inductor 2	$\% \Delta i_{L_2}$	15%
Rizo capacitor serial	$\% \Delta v_{C_T}$	1%
Rizo Voltaje de Salida	$\% \Delta v_o$	1%

Tabla 3.1 Requerimiento para el convertidor.

Ciclo de trabajo	U	0.666
Carga	R	3.675 Ω
Inductor	L	122 μH
Inductor	L_S	82 μH
Capacitor de transferencia	C_T	22 μF
Capacitor de salida	C_o	45 μF
Corriente de entrada	I_{L_1}	5.71 A
Corriente de celda	I_{L_2}	2.85 A
Voltaje capacitor conmutado	V_{C_T}	42 V

Tabla 3.2 Valores del convertidor obtenidos con las fórmulas de diseño.

Dados los requerimientos y mediante las expresiones (3.5) a (3.8), se obtienen los valores en CD de la corriente en los inductores y el voltaje en los capacitores, así como el ciclo de trabajo nominal. Dado que ya se definió los

porcentajes de rizo de corriente en los inductores y voltaje en los capacitores, mediante las ecuaciones (3.9), (3.10), (3.12) y (3.13) podemos despejar y obtener los valores de las inductancias y capacitancias. La resistencia de carga se obtiene al dividir el cuadrado del voltaje de salida sobre la potencia. La Tabla 3.2 muestra los valores obtenidos para el diseño del convertidor.

Simulación del Convertidor en Lazo Abierto

Con los valores de las tablas anteriores, se puede realizar una simulación para verificar que el comportamiento concuerde con lo estipulado. El prototipo SEPIC con inductores conmutados construido en el simulador Simulink se muestra en la Fig. 3.1.

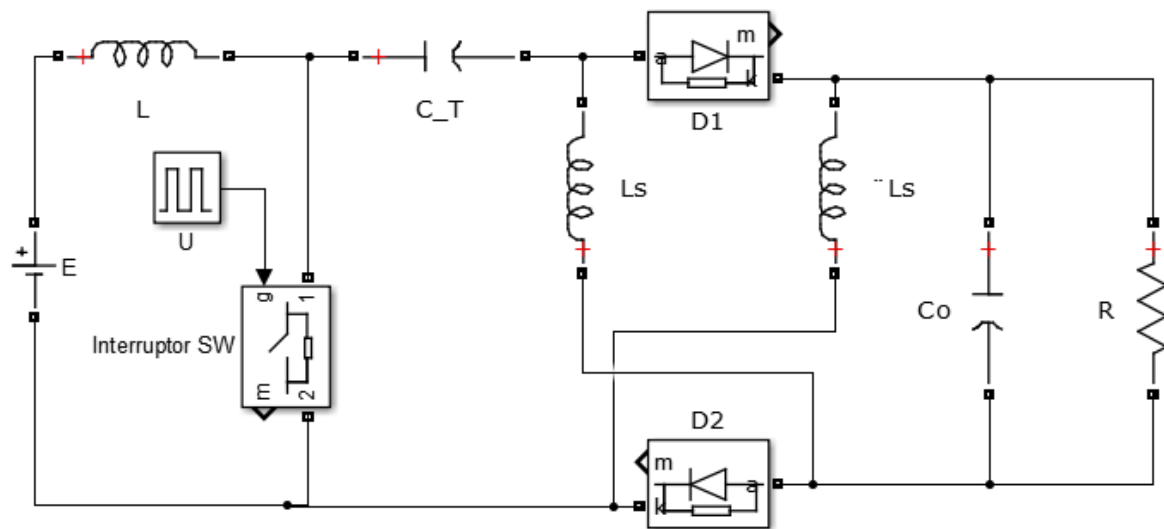


Figura 3.1 SEPIC con inductores conmutados en simulador SIMULINK.

Se realizan las mediciones de las variables de estado, midiendo la corriente en los inductores y el voltaje en los capacitores del convertidor simulado. La corriente en el inductor L es de 5.73 A con un rizo de corriente de 0.569 A lo cual da un porcentaje de rizo del 10% tal como se muestra en la Fig. 3.2. La corriente en el inductor L_S es de 2.87 A con un rizo de corriente de 0.427 A lo cual da un porcentaje de rizo del 14.9% tal como se muestra en la Fig. 3.3.

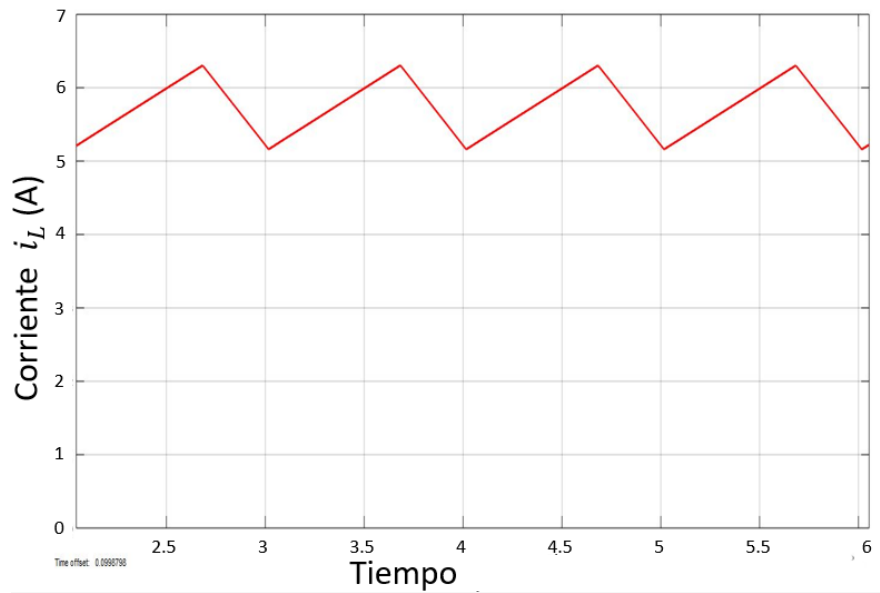


Figura 3.2 Corriente i_L en simulador (eje-y: 1 A/div), (eje-x: 5 μs /div).

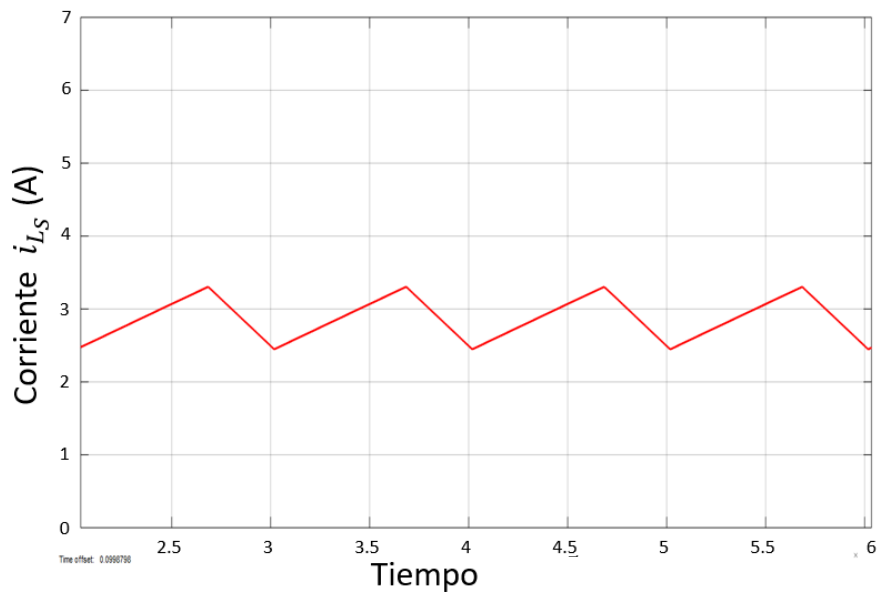


Figura 3.3 Corriente i_{L_S} en simulador (eje-y: 1 A/div), (eje-x: 5 μs /div).

El voltaje en el capacitor C_T es de 42.09 V con un rizo de voltaje de 0.419 V lo cual da un porcentaje de rizo del 1% tal como se muestra en la Fig. 3.4. El voltaje en el capacitor C_O es de 21.12 V con un rizo de voltaje de 0.206 V lo cual da un porcentaje de rizo del 1% tal como se muestra en la Fig. 3.5.

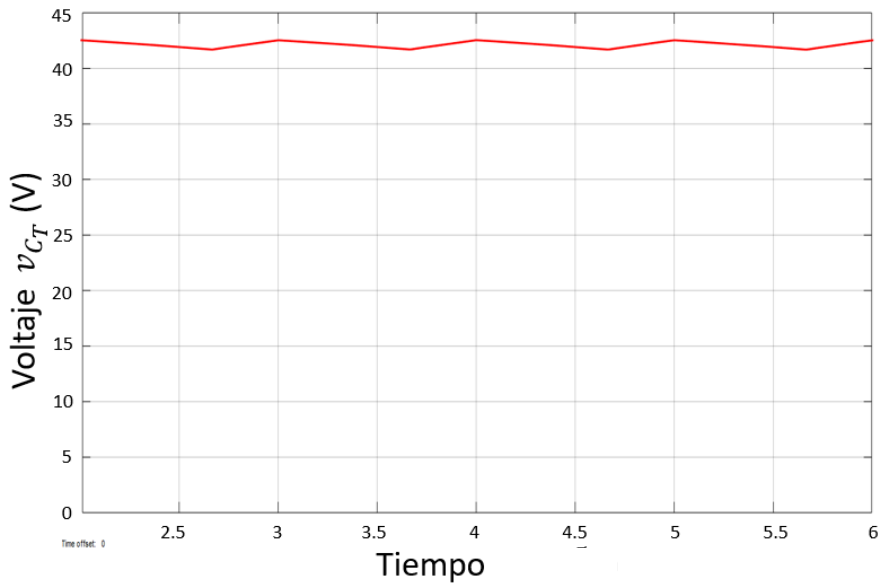


Figura 3.4 Voltaje V_{C_T} en simulador (eje-y: 5 V/div), (eje-x: 5 μ s/div).

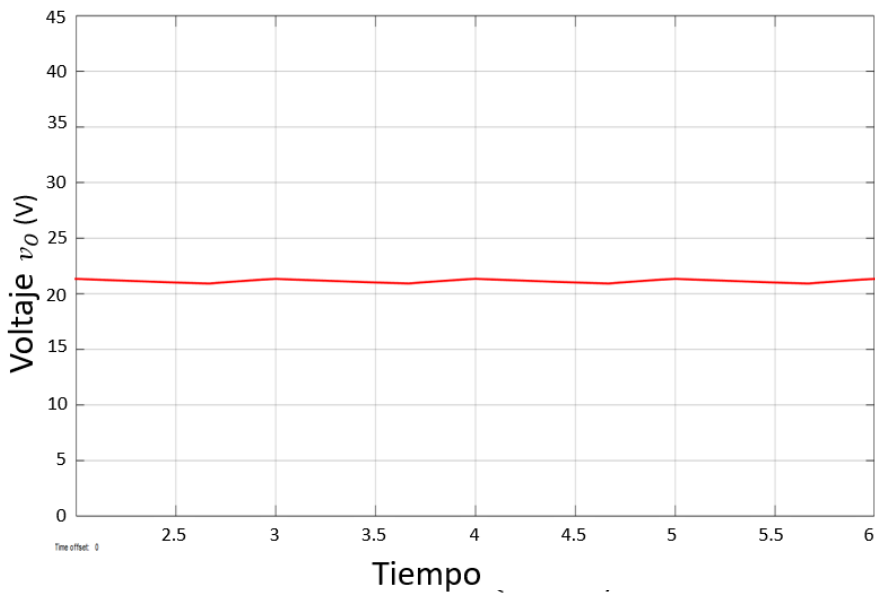


Figura 3.5 Voltaje v_o en simulador (eje-y: 5 V/div), (eje-x: 5 μ s/div).

La simulación permite corroborar que los cálculos tienen buena aproximación al comportamiento del convertidor. Los errores entre los valores de DC teóricos y

los simulados están entre 0.2% y 0.7% y los porcentajes de rizo teóricos coinciden con los calculados.

Elección de los Componentes

ELEMENTO	NUM.	CARACTERISTICAS
Inductor L	Hecho en el Laboratorio	122 μH con núcleo toroidal de ferrita 13x8x5 mm AT50-26 y alambre magneto 16 AWG
Inductor L_S	Hecho en el Laboratorio	82 μH con núcleo toroidal de ferrita 13x8x5 mm AT50-26 y alambre magneto 16 AWG
MOSFET	IRFP4468	$V_{DSS} = 100 V$ $R_{DS(on)} = 2 m\Omega$ $I_D = 195 A$
Capacitor C_T	EZPE50206LTA	20 μF Capacitor de película de polipropileno metalizado. 500 V y ESR de 11 $m\Omega$
Capacitor C_O	EZPE50456MTA	45 μF Capacitor de película de polipropileno metalizado. 500 V y ESR de 23 $m\Omega$
Diodos D_1 y D_2	STPS60150CT	Diodo Schottky 150 V, 30 A $V_F(\max) = 0.76 V$
Carga R	MRC-5-OHM	Resistencia cerámica ajustable. Ajustada a 3.67 Ω
Comparador	LM311	Comparador de voltaje de alta velocidad
Driver de MOSFET	Hecho en el Laboratorio	Driver con configuración Totem-pole con transistores 0536BD y EEB80

Tabla 3.3 Elementos del convertidor prototipo SEPIC con inductores conmutados.

Con las fórmulas de rizo se obtuvieron los valores de las capacitancias e inductancias; sin embargo, falta seleccionar los diodos, interruptor (MOSFET),

comparador, driver del MOSFET, y capacitores comerciales. Estos elementos se seleccionan de acuerdo al voltaje y corriente máxima que puedan llegar a tener. En la Tabla 3.3 se describen las características de los elementos del convertidor.

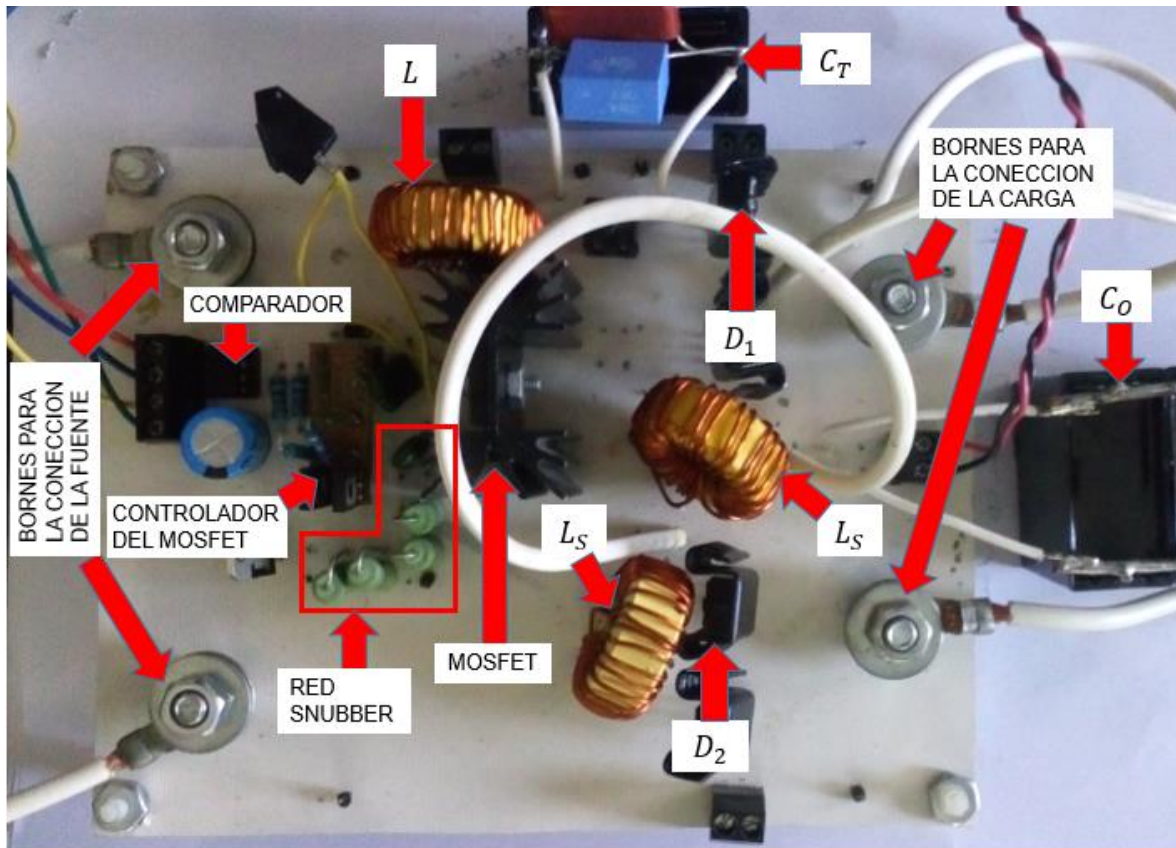


Figura 3.6 Prototipo SEPIC con inductores conmutados.

Es importante señalar que para la elección de MOSFET, capacitores, y diodos se considera que tengan la menor resistencia posible, esto con el fin de tener una buena eficiencia en el convertidor. Así, se realizó el prototipo el cual se muestra en la Fig. 3.6. La fuente y la carga se conectan mediante terminales de tuerca y tornillo al convertidor, a los diodos y MOSFET se les cubre con disipadores para evitar el sobrecalentamiento, una red snubber se conecta al MOSFET para absorber su energía procedente de elementos reactivos debido a la conmutación.

Capítulo 4

Diseño del Controlador y Resultados Experimentales

4.1 Diseño del Controlador

Control modo-corriente y control modo-voltaje son esquemas para el diseño de controladores en convertidores CD-CD. Para el controlador modo-voltaje, solamente la salida de voltaje del convertidor es retroalimentada; sin embargo, como se indicará más adelante, este podría generar inestabilidad. La función de transferencia \tilde{i}_L/\tilde{u} del convertidor SEPIC con inductores conmutados es de fase mínima y presenta apropiadas características de comportamiento, por lo que se opta por usar un esquema de controlador modo-corriente. En este esquema [7], la corriente de entrada y el voltaje de salida son retroalimentados. El retroalimentar la corriente de entrada, para la regulación de la salida de voltaje, permite obtener una respuesta transitoria más rápida y prevenir una sobrecarga de corriente en el convertidor.

En esta sección se describe la metodología para el diseño del controlador. Se empieza a partir del análisis del modelo linealizado (2.24) donde se obtienen las transformadas de Laplace, y con ello, las funciones de transferencia que serán utilizadas para un control modo-corriente. Las funciones de transferencia que se necesitan obtener son $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{u}$ y \tilde{v}_O/\tilde{u} . A continuación se muestran dichas funciones de transferencia:

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{u}} = \frac{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}, \quad (4.1)$$

$$\frac{\tilde{v}_O}{\tilde{u}} = \frac{c_3s^3 + c_2s^2 + c_1s + c_0}{s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}, \quad (4.2)$$

donde:

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{2(U-1)^2}{C_T C_O L L_S}, & b_0 &= \frac{-EU}{C_T C_O L L_S R (U-1)}, \\
 a_1 &= \frac{1}{C_T C_O R} \left[\frac{(U-1)^2}{L} + \frac{U^2}{2L_S} \right], & b_1 &= \frac{-E(UL + 4C_T R^2 - 2C_T UR^2 + 2C_O UR^2)}{4R^2 C_T C_O L L_S (U-1)}, \\
 a_2 &= \frac{(U-1)^2 (C_S + C_O)}{C_T C_O L} + \frac{(U-2)^2}{2C_O L_S} + \frac{U^2}{2C_T L_S}, & b_2 &= \frac{-E(4C_T + C_T U + C_O U)}{4C_T C_O L R (U-1)}, \\
 a_3 &= \frac{1}{C_O R}, & b_3 &= \frac{-E}{L(U-1)}, \\
 c_0 &= \frac{E}{C_T C_O L L_S}, \\
 c_1 &= \frac{-EU^2}{4C_T C_O L_S R (U-1)^2}, \\
 c_2 &= \frac{E}{C_O} \left(\frac{1}{L} + \frac{U-2}{2L_S (U-1)} \right), \\
 c_3 &= \frac{-EU}{4C_O R (U-1)^2}.
 \end{aligned}$$

La función de transferencia \tilde{i}_L/\tilde{u} es estable y de fase mínima, mientras que \tilde{v}_O/\tilde{u} es estable y de fase no mínima, es decir, tiene ceros ubicados en el semiplano derecho (RHP). Si solo la salida de voltaje es usada para la retroalimentación, el sistema podría mostrar inestabilidad si un controlador de alta ganancia es usado [8].

El esquema de Controlador Modo-Corriente se muestra en Fig.4.1. Este controlador usa un compensador de alta ganancia, un filtro pasa bajas y un controlador PI para garantizar que la corriente promedio en el inductor sigue la corriente de referencia y la regulación de la salida de voltaje. El controlador emplea un lazo de corriente y un lazo de voltaje. En el lazo de corriente: N es la ganancia del sensor de corriente, $G(s)$ es un compensador de alta ganancia, $F(s)$ es un filtro

pasa-bajas con un polo de alta frecuencia, y V_p es el máximo valor de voltaje de la señal rampa. En el lazo de voltaje: H es la ganancia del sensor de voltaje, $K(s)$ es el controlador PI de lazo de voltaje, y V_{REF} es un valor preestablecido al valor deseado en la salida de voltaje ($V_{REF} = Hv_o$). A la salida de convertidor se conecta un circuito de prueba a cambios de carga. Cuando el MOSFET M se activa la carga total es la suma de las resistencias en paralelo R_1 y R_2 equivalente a la carga a potencia máxima, y cuando M se desactiva la carga total es R_1 equivalente a la carga a cierto porcentaje de la potencia máxima.

El procedimiento para diseñar el controlador está basado en técnicas de moldeado de ganancia [9], tal que garantice estabilidad robusta. Las siguientes condiciones se tienen que satisfacer para el lazo de voltaje: a) para estabilidad relativa, la pendiente cercana a la frecuencia de cruce por 0 dB no debe ser mayor a -20 dB/dec; b) para disminuir el error en estado estacionario, la ganancia a bajas frecuencias debe de ser alta; y c) para estabilidad robusta, se requiere un apropiado margen y ganancia de fase. Estas características son usadas para determinar los valores de las ganancias del controlador, mientras que los polos y ceros son

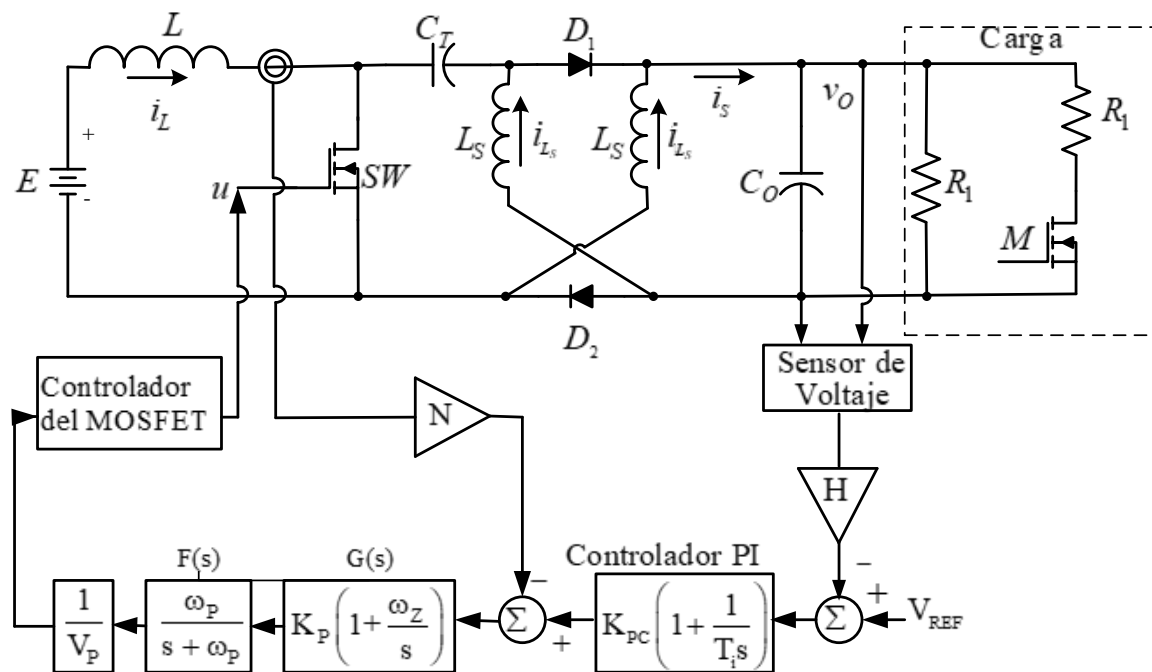


Figura 4.1 Esquema del controlador modo-corriente.

determinados principalmente para la frecuencia de conmutación de operación del convertidor. Más adelante, se describen las expresiones para encontrar los valores apropiados de los elementos del controlador, el circuito se observa en la Fig 4.2 y sus elementos en la Tabla 4.1.

Diseño del lazo de Corriente

Las funciones de transferencia del compensador de alta ganancia y el filtro pasa-bajas son $G(s) = K_p(1 + \omega_z/s)$ y $F(s) = \omega_p/(s + \omega_p)$, respectivamente tal como se muestra en la Fig. 4.1. La ley de control del lazo de corriente está definida por:

$$u = \frac{1}{V_p} \underbrace{\left(K_p \left(1 + \frac{\omega_z}{s} \right) \right)}_{G(s)} \underbrace{\left(\frac{1}{1 + (s/\omega_p)} \right)}_{F(s)} (i_{ref} - Ni_L), \quad (4.3)$$

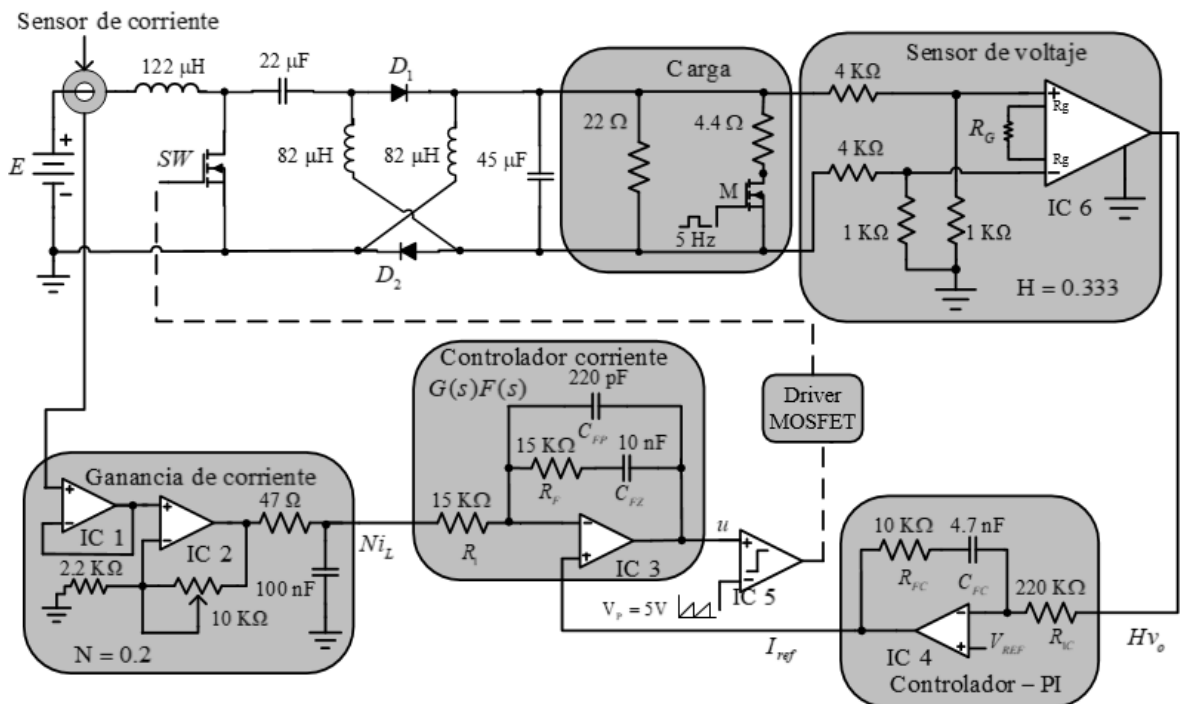


Figura 4.2 Controlador modo-corriente propuesto.

Elemento	Núm.
MOSFET M	IRFP4004
IC1-IC4	TL81
IC5	LM311
1C6	1NA129

Tabla 4.1 Elementos del controlador modo-corriente.

donde la ganancia N tiene un efecto en la amortiguación de los picos resonantes del convertidor, K_p es la ganancia, ω_z es la localización del cero del compensador de alta frecuencia, ω_p representa la ubicación del polo en el filtro, y i_{ref} es la corriente de referencia que se genera a la salida del controlador PI.

El procedimiento es el siguiente: 1) El cero ω_z debe de ser colocado por lo menos una década debajo de mitad de la frecuencia de conmutación PWM $f_s/2$. La relación que determina su valor está dada por:

$$\omega_z = \frac{1}{R_F C_{FZ}}. \quad (4.4)$$

2) El polo ω_p debe de ubicarse igual o por arriba de $f_s/2$. Su valor está determinado por la siguiente expresión:

$$\omega_p = \frac{C_{FZ} + C_{FP}}{R_F C_{FZ} C_{FP}}, \quad (4.5)$$

donde C_{FP} es el capacitor asociado al filtro pasa-bajas del lazo de corriente.

3) La ganancia del compensador K_p se determinada por la siguiente relación:

$$K_p = \frac{R_F}{R_1}, \quad (4.6)$$

donde los valores de resistencia deben de ser seleccionados tal que

$$K_p < \frac{20V_p R(1-U)^3}{EUN}, \quad (4.7)$$

y se cumplan las condiciones que garanticen estabilidad en el lazo de corriente.

Diseño de Lazo de Voltaje

Una vez que se termina con el diseño del lazo de corriente, se diseña el correspondiente control para el lazo de voltaje. Este lazo debe proporcionar una adecuada corrección de estado estacionario de la salida de voltaje por medio del controlador PI. La salida de este lazo es la corriente de referencia dada por

$$i_{ref} = K_{PC} \frac{(1 + (1/T_i s))}{K(s)} (v_{ref} - H v_O), \quad (4.8)$$

donde K_{PC} es la ganancia proporcional, T_i es el tiempo integrativo, y v_{ref} es la referencia de la salida de voltaje.

El procedimiento que se usa es el siguiente: 1) La ganancia proporcional $K_{PC} = R_{FC}/R_{1C}$ debe seleccionarse tal que

$$K_{PC} < \frac{NU}{HR(1-U)}, \quad (4.9)$$

para lograr condiciones de estabilidad.

2) El tiempo integrativo T_i se determina a través de la expresión

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

donde R_{FC} y C_{FC} son los valores de resistencia y capacitancia del controlador PI. Su valor se elige tal que $1/T_i$ se localice por lo menos una década debajo de la frecuencia de conmutación f_S .

Después de obtener las expresiones para el controlador en el lazo de voltaje y lazo de corriente, estas expresiones se usan para obtener los elementos de los circuitos que conforman el controlador modo-corriente del convertidor SEPIC con inductores conmutados para la aplicación propuesta. Se calculan los polos y ceros de las funciones de transferencia $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{u}$ y \tilde{v}_O/\tilde{u} , usando los valores de diseño obtenidos mostrados en las Tablas 3.1 y 3.2 y sustituyéndolos en las funciones de transferencia (4.1) y (4.2). La función de transferencia \tilde{v}_O/\tilde{u} resulta tener polos ubicados en $\{(-1.9778 \pm j18.6099) \times 10^3, (-1.0222 \pm j7.7863) \times 10^3\}$ y ceros en $\{77.1482 \times 10^3, (1.4259 \pm j11.7455) \times 10^3\}$. La función de transferencia $\tilde{i}_{L_1}/\tilde{u}$ tiene

ceros ubicados en $\{-6.0965 \times 10^3, (-1.4517 \pm j18.7667) \times 10^3\}$ y los mismos polos que la función de transferencia \tilde{v}_o/\tilde{u} . Por lo tanto, las funciones de transferencia resultantes son estables; sin embargo, \tilde{v}_o/\tilde{u} es de fase no mínima ya que tiene ceros ubicados al lado derecho del plano-s.

El controlador diseñado propuesto y mostrado en la Fig. 4.2 tiene el cero de alta ganancia ubicado en $f_z = 1061 \text{ Hz}$ y el polo del filtro pasa bajas es ubicado en $f_p = 50 \text{ kHz}$. El tiempo integrativo del controlador PI tiene un valor de $T_i = 50 \mu\text{s}$. Usando la desigualdad (4.7) se encuentra que el compensador debe de satisfacer $K_Z < 4.86$; por lo tanto, los elementos del circuito fueron seleccionados tal que esta ganancia tenga valor de 1. Por otro lado, la ganancia del controlador PI debe de satisfacer la desigualdad (4.9) para un valor de $K_{PC} < 0.059$ donde R_{1C} se ajustó para tener un valor de $K_{PC} = 0.045$.

4.2 Resultados Experimentales en Lazo Abierto

En esta sección se realizaron las mediciones del prototipo en el laboratorio con el fin de validar los resultados teóricos. Se realizaron primero las mediciones en lazo abierto, obteniendo los valores promedio y los rizados de cada una de las variables de estado. Se comprueba también que la corriente de salida es continua y se realiza al convertidor la prueba a cambios de carga donde se observa la necesidad de establecer una acción de control.

La medición de las corrientes en los inductores se muestra en la Fig. 4.3. El valor promedio de la corriente i_L es 6.37 A con un valor de rizo de corriente de 0.75 A lo cual da un porcentaje de rizo de 11.77%. El valor promedio de la corriente i_{LS} es 2.9 A con un valor de rizo de corriente de 0.45 A lo cual da un porcentaje de rizo de 15.5%. Se observa una diferencia considerable entre el valor promedio experimental de la corriente i_L de 6.37 A y el teórico de 5.71 A, esto debido a que se tiene pérdida de potencia en el circuito. Los valores experimentales de la

corriente i_{L_S} y ambos porcentajes de rizo son próximos a los calculados teóricamente.

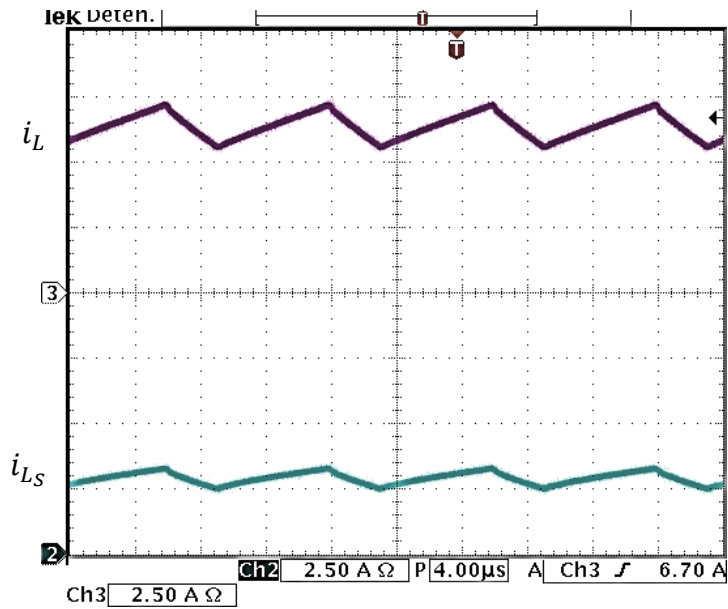


Figura 4.3 Corriente experimental en inductores (de arriba abajo): corriente i_L (eje-y: 2.5 A/div) y corriente i_{L_S} (eje-y: 2.5 A/div), (eje-x: 4 μ s/div).

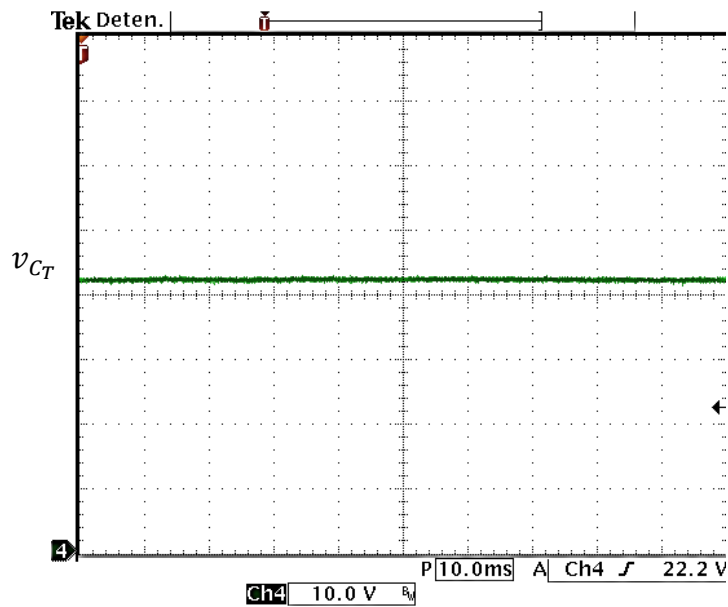


Figura 4.4 Voltaje v_{C_T} experimental (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 10 ms/div).

El voltaje v_{C_T} es en promedio 42 V con un rizo de aproximadamente 0.5 V lo que equivale a un porcentaje de rizo de 1.2% como se muestra en la Fig.4.4. El voltaje v_{C_O} en promedio mide 21 V y tiene un rizo de voltaje aproximadamente de 0.3 V lo que equivale a un porcentaje de rizo de 1.4% como se muestra en la Fig. 4.5. Se

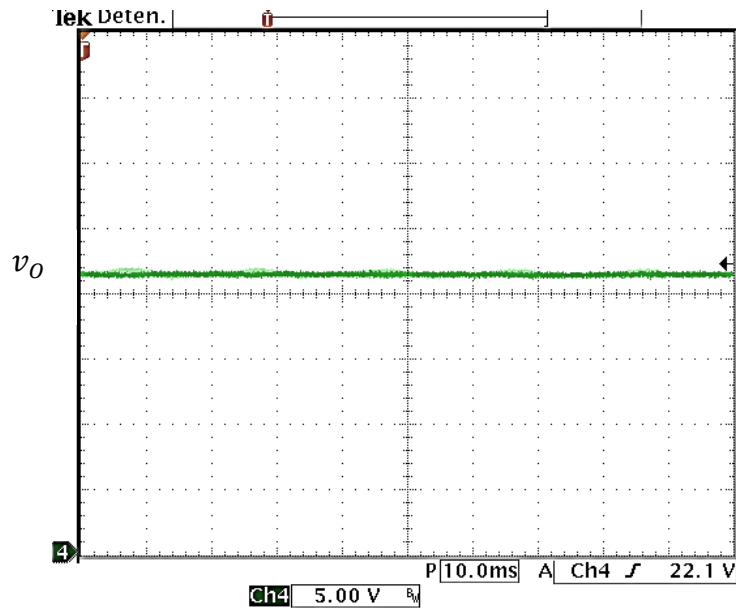


Figura 4.5 Voltaje v_o experimental (eje-y: 5 V/div), (eje-x: 10 ms/div).

observa que los voltajes promedios de los capacitores coinciden con los calculados y los porcentajes de rizo están muy próximos al 1% que se propuso en los cálculos.

Con los resultados experimentales de las mediciones de las variables de estado se concluye que se aproximan a sus valores teóricos, por lo que el modelado y las formulas obtenidas en el Capítulo 3 son una buena aproximación al comportamiento del convertidor SEPIC con inductores conmutados. Con la medición de la corriente de salida de la celda de inductores i_{L_S} que se muestra en la Fig. 4.6, se corrobora que siempre se tendrá corriente a la salida a diferencia del SEPIC clásico donde en un estado de conmutación esta corriente es cero.

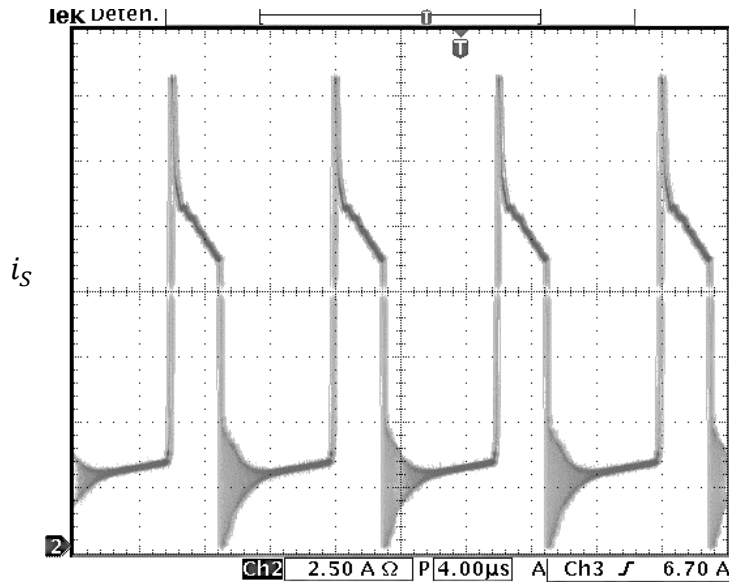


Figura 4.6 Corriente i_s experimental (eje-y: 2.5 A/div), (eje-x: 4 μ s/div).

Se analiza la respuesta del convertidor a cambios de carga. Mediante un interruptor, en este caso el MOSFET M, se intercambian repetitivamente la carga de 22 Ω correspondiente a una potencia de 20 W a una carga de 3.67 Ω que se deriva del paralelo de las resistencias de 22 Ω y 4.4 Ω correspondiente a una potencia de 120 W tal como muestra en la Fig. 4.7. La respuesta del voltaje de salida a estos cambios se muestra en la Fig. 4.8, donde el voltaje de salida varía; es decir, no se mantiene constante al momento de realizarse dichos cambios a una frecuencia de 5 Hz. Aquí se observa la necesidad de diseñar un controlador que mantenga el voltaje de salida regulado.

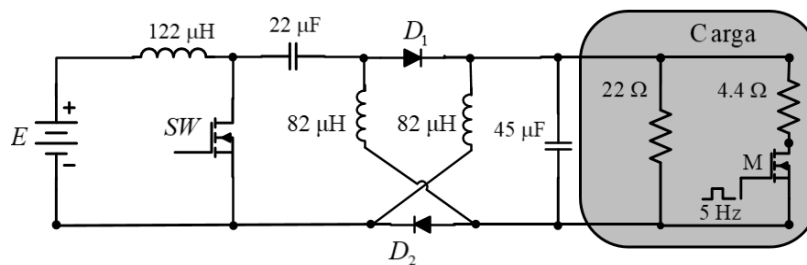


Figura 4.7 Circuito de prueba a cambios de carga.

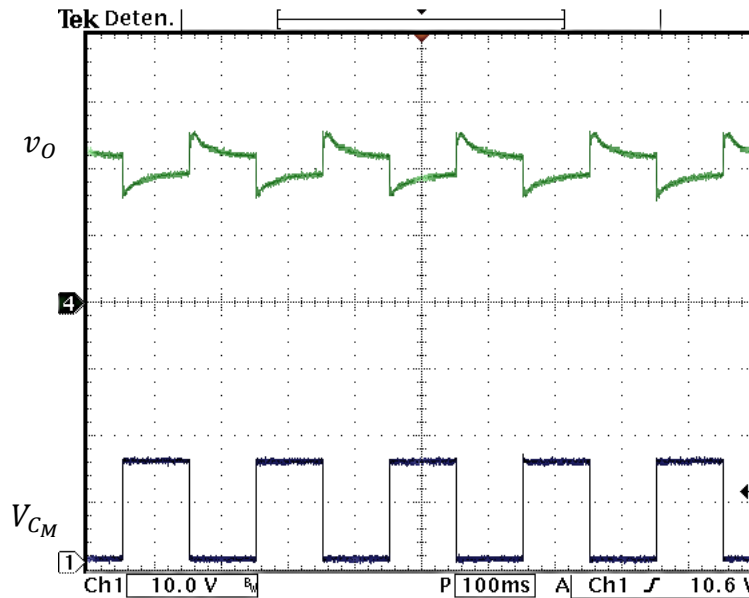


Figura 4.8 Respuesta del convertidor a cambios de carga en lazo abierto (de arriba abajo): Voltaje de salida v_o (eje-y: 10 V/div) y voltaje de la compuerta del MOSFET V_{C_M} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 10 ms/div).

Para validar el modelo matemático del SEPIC con inductores conmutados, se comparan la respuesta en frecuencia teórica y experimental de la función de

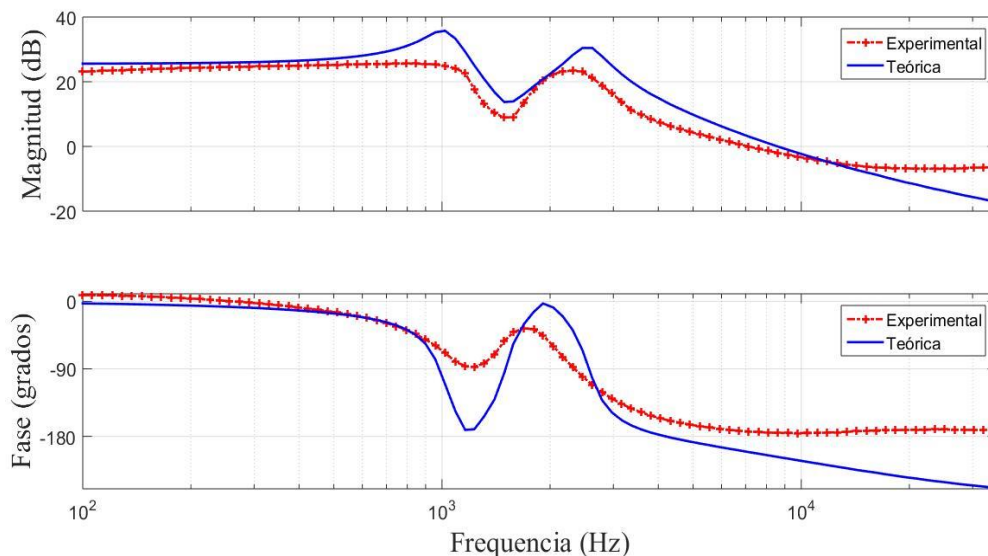


Figura 4.9 Comparación de la respuesta en frecuencia teórica y experimental de la función de transferencia v_o/u : (arriba) magnitud (eje-y: 20 dB/div), (abajo) fase (eje-y: 90 grados/div).

transferencia \tilde{v}_o/\tilde{u} tal como se muestra en la Fig. 4.9. La respuesta en frecuencia experimental se obtuvo a carga nominal usando el Analizador de Respuesta en Frecuencia 300 de AP Instruments. Los resultados de la gráfica validan el modelo matemático ya que la respuesta experimental y teórica son cualitativamente cercanas y tienen la misma forma. Las pequeñas diferencias entre las magnitudes y fases son debido a que en la simulación no se consideran los efectos de los parásitos de los elementos e interruptores.

4.3 Resultados Experimentales en Lazo Cerrado

Se implementa el controlador modo corriente al prototipo SEPIC con inductores conmutados y se realizan las mediciones correspondientes. La respuesta en frecuencia experimental para el lazo de voltaje se muestra en la Fig. 4.10. La ganancia de lazo de voltaje tiene una pendiente de -20 dB/dec en el cruce por 0 dB, un margen de fase de 86 grados y un margen de ganancia de 13.5 dB; así, se garantiza la estabilidad robusta. La ganancia de lazo es dominada por el controlador PI con altas ganancias en bajas frecuencias y un ancho de banda de 340 Hz.

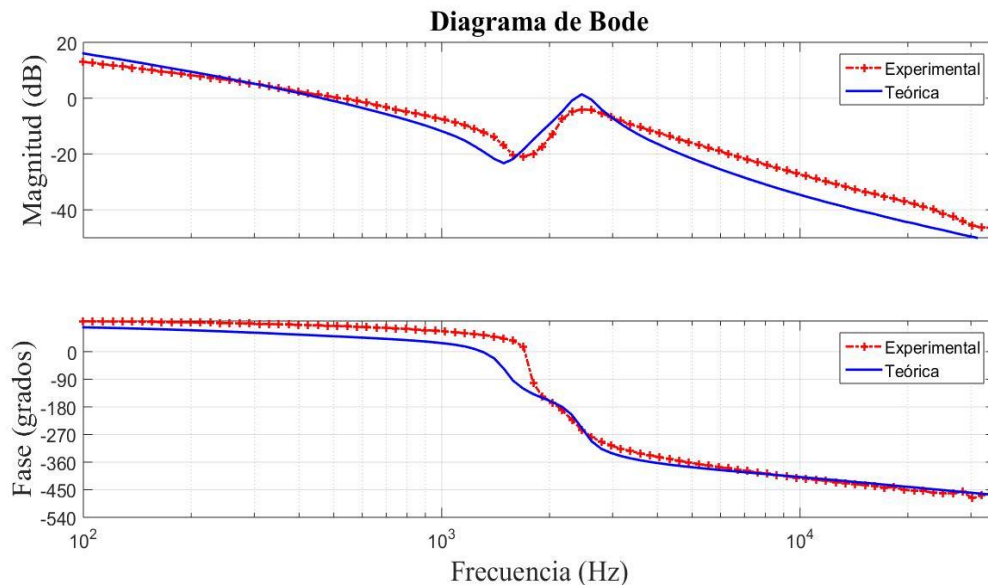


Figura 4.10 Comparación de la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo teórica y experimental: (arriba) magnitud (eje-y: 20 dB/div), (abajo) fase (eje-y: 90 grados/div).

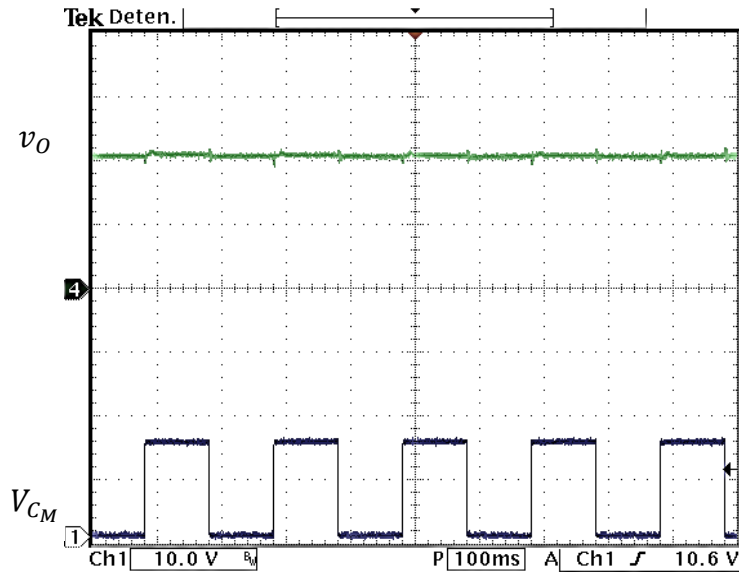


Figura 4.11 Respuesta del convertidor a cambios de carga en lazo cerrado (de arriba abajo): Voltaje de salida v_O (eje-y: 10 V/div) y voltaje de la compuerta del MOSFET V_{CM} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 100 ms/div).

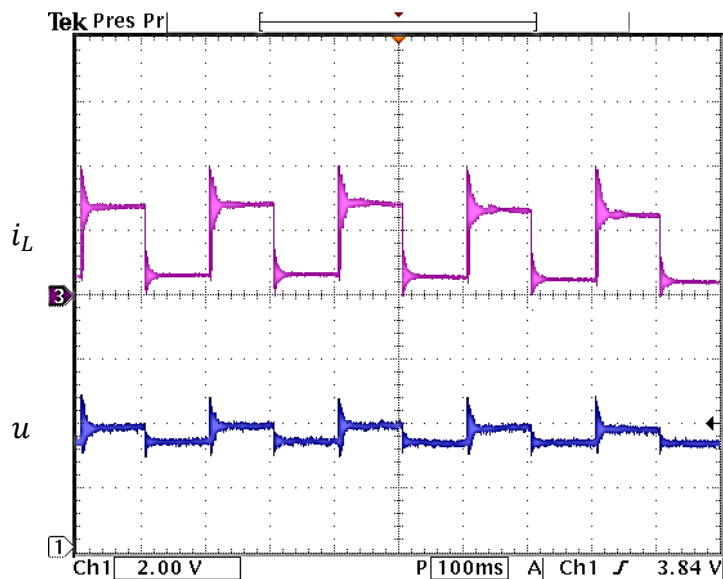


Figura 4.12 Respuesta del convertidor a cambios de carga en lazo cerrado (de arriba abajo): Corriente de entrada i_L (eje-y: 5 A/div) y voltaje de la entrada de control u (eje-y: 2 V/div), (eje-x: 100 ms/div).

Se realiza nuevamente la prueba a cambios de carga a una frecuencia de 5 Hz, donde ahora el controlador permite mantener regulado el voltaje a 21 V a pesar de los cambios que van de 120 W (carga al 100%) a 20 W (carga al 17%) tal como se muestra en la Fig. 4.11. Esto se logra debido a que el controlador compensa estos cambios de carga a través de la variación de la entrada o ciclo de trabajo u tal como se muestra en la Fig. 4.12, la corriente de entrada cambia repetitivamente de un valor de 6.5 A cuando la potencia es 120 W, a un valor de 1.3 A cuando la potencia es 20 W.

Dado que la aplicación propuesta para el convertidor es la de regular un voltaje que varía por arriba y por debajo a un valor nominal, se realiza una prueba donde se varia de forma sinusoidal la entrada de 17.5 V a 24.5 V. A pesar de estos cambios, el voltaje de salida permanece constante a 21 V tal como se observa en la Fig. 4.13. Lo que muestra que el convertidor está trabajando como reductor o como elevador según sea el caso. El controlador permite mantener el voltaje regulado debido a que conforme varía la entrada, este hace variar la entrada de

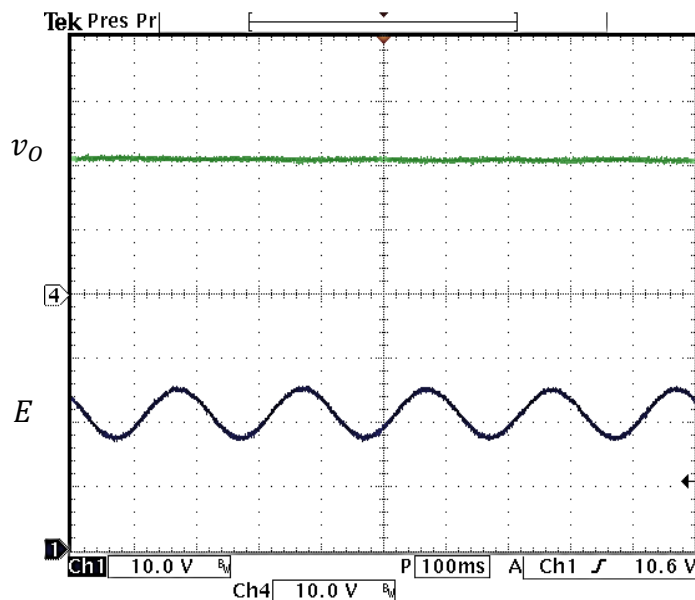


Figura 4.13 Respuesta en lazo cerrado a variaciones en el voltaje de entrada (de arriba abajo): Voltaje de salida v_o (eje-y: 10 V/div) y voltaje de entrada E (eje-y: 10 V/div), (eje-x: 100 ms/div).

control u tal como se muestra en la Fig. 4.14. La corriente de entrada i_L varía también de forma sinusoidal.

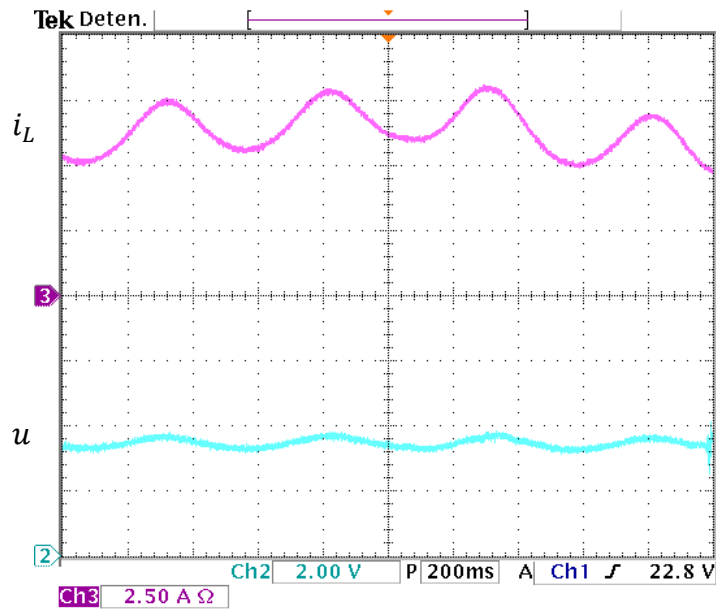


Figura 4.14 Respuesta en lazo cerrado a variaciones en el voltaje de entrada (de arriba abajo): Corriente de entrada i_L (eje-y: 5 A/div) y voltaje de la entrada de control u (eje-y: 2 V/div), (eje-x: 100 ms/div).

Por último, se mide la eficiencia del convertidor. El convertidor SEPIC con inductores conmutados tiene una eficiencia del 91% a una potencia de 120 W la cual teóricamente es similar a la eficiencia de un SEPIC clásico para la misma

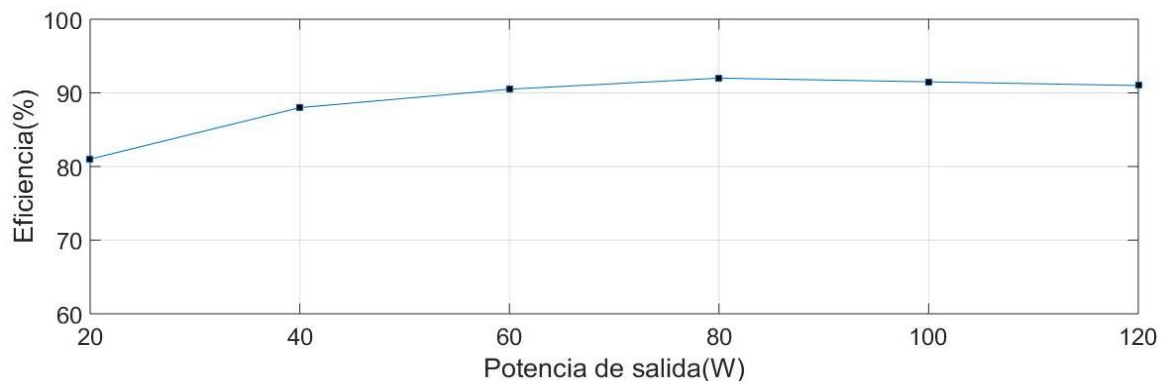


Figura 4.15 Gráfica experimental de eficiencias del SEPIC con inductores conmutados (eje-y: 10 %/div), (eje-x: 20 W/div).

aplicación. La gráfica de eficiencias a diferentes potencias se muestra en la Fig. 4.15 donde la mayor eficiencia es a los 80 W siendo esta del 92%.

Con los resultados experimentales en lazo abierto se puede comprobar que los modelos obtenidos describen correctamente el comportamiento del convertidor. Los resultados experimentales en lazo cerrado; es decir, con la implementación del controlador, permiten asegurar la robustez del sistema y la correcta regulación de la salida de voltaje. La aplicación propuesta aprovecha todas las ventajas que muestra la estructura SEPIC con inductores conmutados.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

5.1 Conclusiones

El convertidor SEPIC clásico es adecuado para aplicaciones donde el voltaje entregado por la fuente varía por arriba o por debajo de un valor deseado; sin embargo, como principal desventaja, este convertidor usa en la etapa de transferencia un capacitor de alto valor y presenta una corriente de salida pulsante. El esquema del SEPIC con inductores conmutados, propuesto en este trabajo, evita esta desventaja usando una celda de inductores conmutados lo cual produce un requerimiento menor en el valor de los capacitores y una corriente de salida continua.

Los resultados obtenidos experimentalmente, a través de las mediciones hechas al prototipo en el laboratorio, validan los resultados obtenidos teóricamente a través del modelado. Las pequeñas diferencias radican en que teóricamente no se consideran efectos como los son el ESR en los capacitores, la caída de voltaje en los diodos, y la resistencia de conducción del MOSFET entre otros. Si estos efectos fuesen considerados, tanto el modelo matemático del convertidor como su ley control serían mucho más complicados.

La función de transferencia \tilde{v}_o/\tilde{u} obtenida del modelo linealizado es de fase no mínima, por lo que no se garantiza la estabilidad si solo se retroalimenta el voltaje al momento de diseñar la ley de control. Es por eso que se utiliza un controlador modo-corriente el cual retroalimenta también la corriente de entrada y esto permite obtener una respuesta transitoria más rápida, prevenir una sobrecarga y garantizar la estabilidad.

Se observa que en la prueba a cambios de carga hecha en lazo abierto el convertidor muestra sensibilidad a estos cambios ya que la salida de voltaje no permanece constante. Se logra corregir este problema a través de la implementación del controlador, ya que a pesar de dichos cambios, la salida de voltaje permanece regulada.

Las expresiones de los valores en estado estable, los valores de rizo y la metodología para el diseño del controlador permite que fácilmente se diseñen reguladores de voltaje basados en el convertidor SEPIC con inductores conmutados para cualquier otra aplicación que aproveche los beneficios de este convertidor.

Aunque el SEPIC con inductores conmutados es un sistema de cuarto orden, el controlador propuesto se basa en un simple PI lo cual hace que se facilite su diseño e implementación. Además, una ventaja de que el convertidor sea de cuarto orden es que muestra gran robustez al ruido.

Se logra demostrar experimentalmente, por medio de la prueba a variaciones en el voltaje de entrada, que el convertidor SEPIC con inductores conmutados trabaja adecuadamente cuando la entrada de voltaje varía por arriba o por debajo de un valor deseado ya que mantiene el voltaje de salida constante a pesar de estas variaciones. Por lo que este convertidor se puede proponer por ejemplo para aplicaciones que usan baterías.

La eficiencia del convertidor es del 91% a plena carga. Esta es una eficiencia relativamente buena, similar a la del SEPIC clásico en aplicaciones de igual potencia. Esto se debe a que el SEPIC con inductores conmutados aunque cuente con dos diodos, estos conducen corriente por menos tiempo a comparación del diodo en el SEPIC clásico.

5.2 Trabajo Futuro

Buscar nuevos elementos del convertidor para hacer al sistema más eficiente y compacto. Día con día surgen nuevas tecnologías que brinda mejores características a los dispositivos. Los capacitores son creados con nuevos materiales con el fin de incrementar su capacidad de almacenamiento de energía, reducir el ESR y su volumen. Los diodos cuentan con respuesta más rápida, mayor capacidad de corriente y menor voltaje de polarización directa. El MOSFET se fabrica cada vez con menor resistencia en encendido y mayor velocidad de conmutación. Todo esto permite que los dispositivos tengan una menor pérdida de energía y ocupen menor espacio.

Debido a que el convertidor SEPIC con inductores conmutados funciona bien ante variaciones en el voltaje de entrada, se puede proponer el uso de este convertidor en aplicaciones de corrección de factor de potencia. Esto es, conectando el regulador basado en este convertidor después de un puente rectificador de onda completa evitando o reduciendo el valor del capacitor que comúnmente se conecta en esta parte. También, este convertidor cuenta con una entrada de corriente no pulsante lo que generara un bajo contenido de armónicos en la línea. Además trabaja como reductor-elevador lo que permitirá ofrecer un amplio rango de conversión de voltaje y un continuo funcionamiento ante la entrada de voltaje de onda completa.

Proponer nuevas aplicaciones donde sea más factible usar el SEPIC con inductores conmutados que su actual convertidor. Aplicaciones en energías renovables como reguladores de voltaje en celdas de combustible o sistemas fotovoltaicos, en sistemas alimentados por baterías como computadoras portátiles o vehículos eléctricos entre otras, son algunas de las posibles aplicaciones futuras de este convertidor.

Referencias

- [1] 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.
- [2] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Second Ed. 2001.
- [3] H. M. Huang, S. H. Twu, S. J. Cheng, and H. J. Chiu, "A single-stage SEPIC PFC converter for multiple lighting LED lamps," *Proc. - 4th IEEE Int. Symp. Electron. Des. Test Appl. DELTA 2008*, vol. 2, pp. 15–19, 2008.
- [4] J. Falin, "Designing DC / DC converters based on SEPIC topology," *Analog Appl. J.*, pp. 18–23, 2008.
- [5] 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.
- [6] P. T.Krein, *Elements of Power Electronics*, First Ed. New York: Oxford University Press, 1998.
- [7] W. Tang, F. C. Lee, and R. B. Ridley, "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 2, 1993.
- [8] 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.
- [9] K. Zhou, and J. Doyle, *Essentials of Robust Control*, Prentice-Hall, Inc, 1998.