

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**CONVERTIDOR ELEVADOR CON CANCELACIÓN
ÓPTIMA DE RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA Y
CORRIENTE SUAVE EN LOS CAPACITORES
CONMUTADOS**

TESIS PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. HILDA LIZETH TORRES ESPINOSA

DIRECTOR DE TESIS

DR. JULIO CESAR ROSAS CARO

CO-DIRECTOR DE TESIS

M.C. AARON GONZÁLEZ RODRIGUEZ

CIUDAD MADERO TAM, MÉXICO.

NOVIEMBRE 2013

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**CONVERTIDOR ELEVADOR CON CANCELACIÓN
ÓPTIMA DE RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA Y
CORRIENTE SUAVE EN LOS CAPACITORES
CONMUTADOS**

TESIS PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. HILDA LIZETH TORRES ESPINOSA

JURADO

PRESIDENTE: DR. JULIO CESAR ROSAS CARO.
SECRETARIO: M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ.
VOCAL: M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS.
SUPLENTE: DR. GASTÓN HERNÁNDEZ MARTÍNEZ.

CIUDAD MADERO TAM, MÉXICO.

NOVIEMBRE 2013

Dedicatoria

A mi esposo, *Gerardo Rodríguez*, por su amor y apoyo incondicional, quien con su compañía y paciencia durante este tiempo, ha provocado en mi tranquilidad y alegría; porque en los momentos difíciles, siempre estaba ahí, siendo el pilar más sólido que no me dejaba caer; al contagiarme de su fortaleza y enseñarme que no existe motivo para temer o rendirse.

A mi madre, *Mercedes Espinoza*, por darme la educación y motivación para seguir adelante, por sus enseñanzas, por su cariño tan grande que día a día me demuestra, porque me ha hecho saber que además de una madre tengo una excelente amiga, a quien agradezco infinitamente sus consejos de vida y su compañía en cada triunfo logrado.

A mi padre, *Emiliano Torres*, por su comprensión y confianza a lo largo de este camino.

A mis hermanos, *Zoila, Pedro y Eduardo*, quienes siempre me han brindado su más sincero cariño y apoyo, porque creen en mí, confían en mis decisiones y comparten conmigo, cada momento de mi vida.

Agradecimientos

A *Dios*, por brindarme la oportunidad de vivir y darme la fortaleza de ser constante en todo lo que hago.

A mi asesor, *Dr. Julio Cesar Rosas Caro*, por su gran amistad, por su tiempo invertido, por sus enseñanzas, asesorías y sugerencias para el desarrollo de este trabajo.

A mis revisores, *M.C. Aarón González Rodríguez, M.C. Hermenegildo Cisneros Villegas y Dr. Gastón Hernández Martínez*, por sus comentarios que me ayudaron a mejorar esta investigación.

A la *División de Estudios de Posgrado e Investigación (DEPI)* por brindarme la oportunidad de crecer profesionalmente.

Al *Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT)* por el apoyo económico que me permitió realizar mis estudios de maestría, y por patrocinar este proyecto de tesis.

Este trabajo fue desarrollado en el marco del proyecto “Desarrollo de esquemas de conversión de voltaje para generación distribuida” apoyado por DGEST en la convocatoria 2013.

CONVERTIDOR ELEVADOR CON CANCELACIÓN ÓPTIMA DE RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA Y CORRIENTE SUAVE EN LOS CAPACITORES CONMUTADOS

Presenta: Ing. Hilda Lizeth Torres Espinosa

Asesor: Dr. Julio Cesar Rosas Caro

Co-Asesor: M.C. Aarón González Rodríguez

Resumen

Este trabajo propone una topología para un convertidor elevador de voltaje con las siguientes características: (i) capacidad de cancelar perfectamente el rizo de corriente de entrada en un punto de operación arbitrario, con un ciclo de trabajo predeterminado, (ii) cuenta con una estación de capacitores conmutados y como objetivo se plantea que la corriente entre capacitores conmutados sea suave.

A lo largo de la tesis se presenta (i) el funcionamiento básico del convertidor, (ii) las ecuaciones necesarias para seleccionar correctamente los componentes, (iii) la simulación del convertidor en el software Synopsys Saber en dónde se corroboran las ecuaciones desarrolladas.

Abstract

Presents: Eng. Hilda Lizeth Torres Espinosa

Advisor: Dr. Julio Cesar Rosas Caro

Co-Advisor: M.C. Aarón González Rodríguez

This letter proposes a topology for a voltage boost converter with the following features: (i) capability to perfectly cancel the input current ripple in an arbitrary operating point, with a preselected duty cycle, (ii) it has a switched capacitor station and the objective is proposed that the current is smooth between the switched capacitors.

Throughout the letter is presented (i) the basic operation of the converter, (ii) the equations needed to properly select the components, (iii) the simulation of the converter in the software Synopsys Saber, where we confirm the equations developed.

Contenido

| | <i>Página</i> |
|--|-----------------|
| <i>Dedicatoria</i> | <i>III</i> |
| <i>Agradecimientos</i> | <i>IV</i> |
| <i>Resumen</i> | <i>V</i> |
| <i>Abstract</i> | <i>VI</i> |
| <i>Contenido</i> | <i>VII</i> |
| <i>Lista de figuras</i> | <i>X</i> |
| | |
| <i>Capítulo I</i> | <i>1</i> |
| <i>INTRODUCCIÓN</i> | <i>1</i> |
| 1.1 Antecedentes..... | 2 |
| 1.2 Planteamiento del problema..... | 4 |
| 1.3 Justificación..... | 5 |
| 1.4 Objetivos..... | 5 |
| 1.4.1 Objetivo general..... | 5 |
| 1.4.2 Objetivos específicos..... | 6 |
| 1.5 Hipótesis..... | 6 |
| 1.6 Alcances y limitaciones..... | 6 |
| <i>Referencias Capítulo I</i> | <i>7</i> |
| | |
| <i>Capítulo II</i> | <i>9</i> |
| <i>MARCO TEÓRICO</i> | <i>9</i> |

| | | |
|-------|---|-----------|
| 2.1 | Introducción..... | 10 |
| 2.2 | Convertidor buck ó reductor..... | 11 |
| 2.3 | Convertidor boost ó elevador..... | 12 |
| 2.4 | Convertidor buck-boost ó reductor-elevador..... | 13 |
| 2.5 | Convertidor cúk..... | 13 |
| 2.6 | Convertidor sepic..... | 14 |
| 2.7 | Topologías con cancelación de rizo de corriente en la entrada..... | 15 |
| 2.7.1 | Convertidor de alto voltaje con tres interruptores..... | 16 |
| 2.7.2 | Convertidor elevador con cero rizo de corriente de entrada para aplicaciones con celdas de combustible usando un circuito de rizo espejo..... | 16 |
| 2.7.3 | Topología con cancelación pasiva de rizo de corriente..... | 17 |
| 2.8 | Topologia de un convertidor elevador intercalado con cancelación de rizo de corriente en la entrada..... | 18 |
| | Referencias Capítulo II..... | 20 |
| | Capítulo III | 21 |
| | DISEÑO DEL CONVERTIDOR..... | 21 |
| 3.1 | Introducción..... | 22 |
| 3.2 | Principio de operación de los capacitores conmutados (SC)..... | 23 |
| 3.3 | Principio de SC con un intercambio de carga completo (CCI)..... | 26 |
| 3.4 | Topología propuesta..... | 27 |
| 3.5 | Diseño del convertidor..... | 28 |
| | Referencias Capítulo III..... | 32 |
| | Capítulo IV | 35 |
| | ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CONVERTIDOR..... | 35 |

| | | |
|-------|---|-----------|
| 4.1 | Introducción..... | 36 |
| 4.2 | Análisis y modelado en estado estacionario | 36 |
| 4.2.1 | Análisis de la ganancia de voltaje..... | 36 |
| 4.2.2 | Tamaño de los inductores que almacenan energía..... | 40 |
| 4.2.3 | Tamaño del inductor limitador del pico de corriente..... | 41 |
| 4.2.4 | Tamaño de los capacitores..... | 44 |
| 4.3 | Selección de componentes..... | 44 |
| 4.3.1 | Análisis de la ganancia de voltaje..... | 45 |
| 4.3.2 | Tamaño de los inductores que almacenan energía..... | 46 |
| 4.3.3 | Tamaño de los capacitores..... | 46 |
| 4.3.4 | Tamaño del inductor limitador del pico de corriente..... | 47 |
| | Referencias Capítulo IV..... | 49 |
| | Capítulo V | 50 |
| | SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR..... | 50 |
| 5.1 | Simulación del convertidor propuesto..... | 51 |
| 5.1.1 | Diagrama del circuito a simular..... | 51 |
| 5.1.2 | Graficas de la corriente en los inductores y la corriente de entrada..... | 52 |
| 5.1.3 | Graficas de voltaje en los capacitores..... | 54 |
| 5.1.4 | Graficas de voltaje en los interruptores..... | 56 |
| | Referencias Capítulo V..... | 58 |
| | Capítulo VI | 59 |
| | CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS..... | 59 |
| 6.1 | Conclusiones..... | 60 |
| 6.2. | Recomendaciones para trabajos futuros..... | 61 |

Lista de Figuras

| | |
|--|-----------|
| <i>Figura 1.1. Esquema de conversión de la energía eléctrica.</i> | <i>2</i> |
| <i>Figura 2.1. Diagrama de bloques de un sistema de potencia.</i> | <i>10</i> |
| <i>Figura 2.2. Convertidor buck o reductor.</i> | <i>11</i> |
| <i>Figura 2.3. Convertidor boost o elevador.</i> | <i>12</i> |
| <i>Figura 2.4. Convertidor buck-boost o reductor-elevador.</i> | <i>13</i> |
| <i>Figura 2.5. Convertidor cúk.</i> | <i>14</i> |
| <i>Figura 2.6. Convertidor sepic.</i> | <i>15</i> |
| <i>Figura 2.7. Convertidor de tres interruptores.</i> | <i>16</i> |
| <i>Figura 2.8. Convertidor elevador con cero rizo de corriente en la entrada.</i> | <i>17</i> |
| <i>Figura 2.9. Topología con cancelación pasiva de rizo de corriente.</i> | <i>17</i> |
| <i>Figura 2.10. Topología con cancelación de rizo de corriente en la entrada.</i> | <i>18</i> |
| <i>Figura 3.1. Circuito con capacitores conmutados.</i> | <i>23</i> |
| <i>Figura 3.2. Circuitos equivalentes del SCC para cada estado de conmutación. (a) Durante T_1 y (b) Durante T_2.</i> | <i>24</i> |
| <i>Figura 3.3. Circuito equivalente de un circuito de carga genérica.</i> | <i>24</i> |
| <i>Figura 3.4. Posibles formas de voltaje de carga.</i> | <i>25</i> |
| <i>Figura 3.5. Diagrama de bloques del convertidor híbrido propuesto en [12].</i> | <i>26</i> |
| <i>Figura 3.6. Convertidor elevador propuesto.</i> | <i>28</i> |
| <i>Figura 3.7. (a) Circuito de la topología propuesta; (b) y (c) circuitos equivalentes para cada estado de conmutación; y (d) formas de ondas de la corriente de entrada.</i> | <i>30</i> |
| <i>Figura 4.1 Ganancia de voltaje vs ciclo de trabajo.</i> | <i>39</i> |

| | |
|---|-----------|
| <i>Fig. 4.2. (a)–(b) Esquema del circuito equivalente y (c) formas de onda para la selección de los componentes reactivos.</i> | <i>42</i> |
| <i>Figura 5.1 Diagrama eléctrico del convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada.</i> | <i>51</i> |
| <i>Figura 5.2 Diagrama del convertidor elevador en el simulador Synopsys Saber.....</i> | <i>52</i> |
| <i>Figura 5.3 Acercamiento de la gráfica de corriente en los inductores L_1 y L_2.</i> | <i>53</i> |
| <i>Figura 5.4 Gráfica con valores de corriente en la entrada I_{in} y en los inductores L_1, L_2 y L_3.....</i> | <i>54</i> |
| <i>Figura 5.5 Gráfica de voltaje en el capacitor C_1.</i> | <i>54</i> |
| <i>Figura 5.6 Gráfica de voltaje en el capacitor C_2.</i> | <i>55</i> |
| <i>Figura 5.7 Gráfica de voltaje en el capacitor C_3.</i> | <i>55</i> |
| <i>Figura 5.8 Gráfica de voltaje de salida del convertidor.</i> | <i>56</i> |
| <i>Figura 5.9 Gráfica de voltaje en los interruptores S_1.</i> | <i>57</i> |
| <i>Figura 5.10 Gráfica de voltaje en los interruptores S_2.</i> | <i>57</i> |

Capítulo

1

Introducción

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

1.1 ANTECEDENTES.

Los convertidores estáticos de potencia (ó conmutados) transforman la energía eléctrica que reciben, ya sea cambiando su forma de onda o alterando los niveles de voltaje o corriente. El principal objetivo de dichos convertidores es procesar la energía eléctrica de manera eficiente y confiable, por lo que se evita emplear elementos resistivos y en cambio se utilizan elementos que almacenan energía, tales como capacitores, bobinas y elementos de conmutación como los son, dispositivos semiconductores trabajando en modo de conmutación (corte/saturación) [1].

Los convertidores conmutados se pueden clasificar en:

- Convertidores de CA-CD ó rectificadores: convierten corriente alterna en corriente continua.
- Convertidores de CD-CA ó inversores: convierten corriente continua en corriente alterna.
- Convertidores de CA-CA ó convertidores de ciclos: convierten corriente alterna en corriente alterna.
- Convertidores de CD-CD ó fuentes conmutadas: convierten corriente continua en corriente continua.

En la Fig. 1.1 se puede observar el esquema de conversión de la energía de los convertidores conmutados.

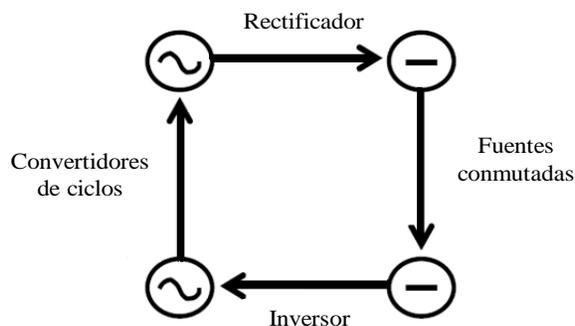


Figura 1.1. Esquema de conversión de la energía eléctrica.

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

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

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

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

Las técnicas empleadas en este trabajo para cancelar el rizo de la corriente en la entrada, disminuyen el tamaño del filtro EMI [4], y en ocasiones es posible eliminarlo completamente. Para los convertidores elevadores, el rizo de corriente puede ser reducido por varios métodos, entre ellos:

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

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

El desarrollo de este trabajo se enfoca en el diseño e implementación de un convertidor elevador con cancelación óptima del rizo de corriente de entrada, seleccionando los ciclos de trabajo correctamente.

En la División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, se propuso en 2011 una topología con la capacidad de cancelar el rizo de corriente perfectamente en un ciclo de trabajo arbitrario, provocando que el circuito de cancelación de rizo de corriente drene corriente directa y por consiguiente la potencia del convertidor aumente [6]. La topología propuesta en este trabajo presenta las siguientes mejoras con respecto de [6]: (i) la estación de capacitores conmutados presenta una corriente suave y (ii) se presenta un método de selección de los ciclos de trabajo de los interruptores que minimiza la corriente de entrada con respecto de [6] y por tanto, la cancelación de corriente será optimizada.

En la DEPI del ITCM se propuso una topología de convertidor cancelador de corriente de entrada [6] cuyos resultados fueron publicados en [7], en este trabajo se propone una mejora de dicha topología, la cual logra tener corriente suave entre los capacitores conmutados, los resultados de este trabajo se publicaron en [8].

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

Existen diversas topologías de convertidores conmutados, muchas de ellas son convertidores CD/CD y basan su funcionamiento en la elevación de voltaje para diversas aplicaciones, como pueden ser, generación con energías renovables como celdas solares y

de combustible y últimamente como parte de los sistemas de adecuación de potencia para fuentes alternas de generación de energía eléctrica.

En los convertidores estáticos de potencia, entre más bajo sea el rizo de corriente en la entrada es mejor, como por ejemplo, en el caso de las fuentes alternas de generación de energía eléctrica dichos requerimientos son muy estrictos, el rizo requerido es sumamente bajo, por los problemas de eficiencia y de generación gradual que esto puede acarrear.

Aunque, existen varios métodos para reducir el rizo de corriente de entrada, el que se usó en este trabajo disminuye significativamente el peso y tamaño del convertidor con respecto a las soluciones existentes. Es por eso, que en este trabajo se pretendía resolver el problema proponiendo una topología que ya cuenta con la cancelación de rizo de corriente.

1.3 JUSTIFICACIÓN.

En la mayoría de los convertidores (en este caso los de CD/CD elevadores) es un problema grave que exista el rizo de corriente de entrada, ya que puede ocasionar severos daños, tanto en la fuente de alimentación como en el mismo convertidor e incluso en la carga. Por ello, es importante desarrollar un convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada, que elimine los inconvenientes que provoca el rizo de corriente escogiendo un ciclo de trabajo adecuado para que la cancelación sea óptima.

1.4 OBJETIVOS.

1.4.1 Objetivo general.

Proponer una topología de convertidor elevador y su esquema de conmutación por PWM que además de cancelar el rizo de la corriente en la entrada tenga una corriente suave

en sus capacitores conmutados y proponer además, un método de selección de ciclos de trabajo para reducir el rizo de corriente en la entrada con respecto de [6].

1.4.2 Objetivos Específicos.

- Investigar las características de los convertidores CD-CD.
- Investigar la eliminación del rizo de corriente de entrada en los convertidores conmutados.
- Estudiar el software de simulación Synopsys Saber.
- Realizar la simulación del convertidor propuesto, y analizar las curvas de corriente y voltaje.

1.5 HIPÓTESIS.

- Es posible proponer un convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada que tenga corriente suave en su estación de capacitores conmutados.
- Es posible simular dicho convertidor.

1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES.

El convertidor se va a simular en el software Synopsys Saber tomando en cuenta las siguientes características:

- ✓ Voltaje de entrada máximo: 25 V.
- ✓ Voltaje de salida máximo: 120 V.
- ✓ Frecuencia de conmutación: 25 KHz.
- ✓ Potencia máxima: 120 W.

Referencias Capítulo I

- [1] Mohan, Undeland, Robbins. "Power Electronics: Converters, Applications and design", Second edition, John Wiley & Sons, 1994
- [2] H. Rashid, Muhammad. "Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones", 2ª ed., Prentice Hall., 1995.
- [3] Lu Zheng yu, Chen Guo zhu, Quian Zhao ming, Quian Ting, "A novel topology for ripple-free inputting current techniques" *Electrical Institute of Zhejiang University Hangzhou*, 2000.
- [4] Erickson R., Maksimovic D., *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition, USA: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [5] Zhengyu Lu; Huiming Chen; Zhaoming Qian; Green, T.C.; , "An improved topology of boost converter with ripple free input current," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE* , vol.1, no., pp.528-532 vol.1, 2000
- [6] Valdez- Reséndiz, J.E, "Diseño y construcción de un convertidor elevador intercalado con cancelación de rizo de corriente en la entrada", Tesis de Maestría de Ingeniería Eléctrica. *División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Ciudad Madero*, 2011.
- [7] Rosas-Caro, Julio C.; Valdez-Resendiz, Jesus E.; Mayo-Maldonado, Jonathan C.; Salas-Cabrera, Ruben; Ramirez-Arredondo, Juan M.; Salome-Baylon, Joel; "Interleaved power converter with current ripple cancelation at a selectable duty

cycle" in *Proc. 2011 Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2011*, pp.122-126, 17-22 Sept. 2011.

- [8] Rosas-Caro J.C., Mancilla-David F., Mayo-Maldonado J.C., Gonzalez-Lopez J.M., Torres-Espinosa H.L., Valdez-Resendiz J.E., "A Transformer-less High-Gain Boost Converter with Input Current Ripple Cancellation at a Selectable Duty Cycle" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, available online, to appear 2013.

Capítulo

2

Marco Teórico

Los convertidores estáticos de potencia, son una excelente alternativa para regulación de voltaje. La investigación de este trabajo se basa en un convertidor elevador CD/CD con la capacidad de cancelar perfectamente el rizo de corriente en la entrada, seleccionando correctamente los inductores, para una ganancia de voltaje determinada, el convertidor cuenta con una estación de capacitores conmutados, y otro objetivo del trabajo es lograr una corriente suave en los capacitores conmutados; por lo que, en este capítulo se presentan los detalles teóricos que rigen a algunas de las diferentes topologías básicas de los convertidores de potencia CD/CD, para comprender mejor su funcionamiento, como la base teórica para el convertidor que se pretende encontrar y proponer al término de este trabajo.

2.1 INTRODUCCIÓN.

Los convertidores estáticos de potencia de CD/CD también conocidos como convertidores CD/CD, compuestos de semiconductores de potencia y elementos pasivos como inductores y condensadores; son dispositivos que modifican el nivel de voltaje de CD en la salida. A lo largo de los años estos convertidores han ido sustituyendo a los reguladores lineales que se caracterizan por el desperdicio de energía disipada en forma de calor a través de la resistencia variable que emplean y por los bajos niveles de potencia que alcanzan [1], la cual es una desventaja contra los convertidores estáticos, por ello los han ido reemplazando.

En la Fig. 2.1 se puede apreciar un diagrama de bloques de un sistema de potencia que emplea un convertidor para adecuar el voltaje de una fuente (energía eléctrica de entrada) al requerido por una determinada carga.

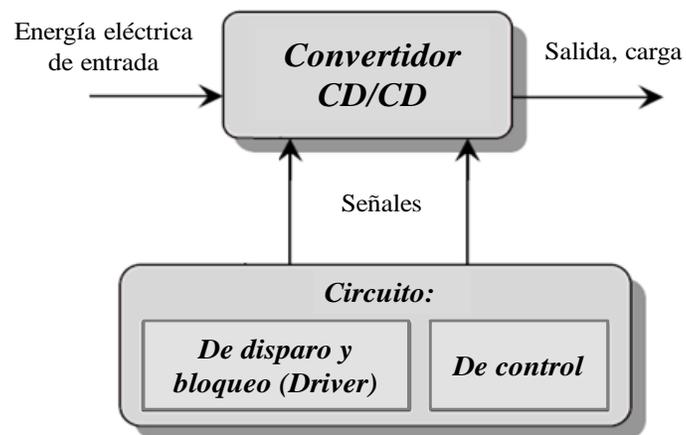


Figura 2.1. Diagrama de bloques de un sistema de potencia.

El componente base del convertidor, es el dispositivo semiconductor de potencia, que trabaja como interruptor y cumple con las siguientes características:

- Tiene dos estados claramente definidos, uno de alta impedancia (bloqueo) y otro de baja impedancia (conducción).
- Control del paso de un estado a otro con facilidad.
- Rapidez de funcionamiento para pasar de un estado a otro.

Una de las características más importantes de los convertidores es la ganancia de voltaje, la cual en estado estacionario depende del ciclo de trabajo D del interruptor, en cada uno de los convertidores, esta se define por la ecuación (2.1), como:

$$g = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.1)$$

Donde V_{out} es el voltaje de salida del convertidor y V_{in} es el voltaje de entrada.

2.2 CONVERTIDOR BUCK Ó REDUCTOR.

Un convertidor Buck, o convertidor Reductor, presenta un voltaje menor en la salida con respecto al voltaje que se encuentra en la entrada [2]. El diagrama esquemático del convertidor reductor se muestra en la Fig. 2.2. Su principal aplicación es en fuentes de CD reguladas y en controles de velocidad de motores de CD.

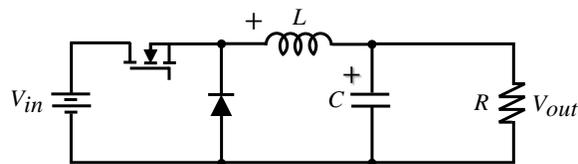


Figura 2.2. Convertidor Buck o reductor.

Las ecuaciones que rigen el funcionamiento del convertidor Buck en estado estacionario son: (i) El voltaje promedio en el capacitor y (ii) la corriente promedio en el inductor, están dados por las ecuaciones (2.2) y (2.3) respectivamente.

$$\langle V_C \rangle = DV_{in} \quad (2.2)$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{V_C}{R} \quad (2.3)$$

Donde D, en la ecuación (2.2), es el ciclo de trabajo y se define como el tiempo de encendido del interruptor entre el periodo de conmutación. Los símbolos < y > significan el promediado de las señales de voltaje en el capacitor y la corriente en el inductor en un periodo de conmutación.

2.3 CONVERTIDOR BOOST Ó ELEVADOR.

Un convertidor Boost, o convertidor elevador, presenta un voltaje mayor en la salida con respecto al voltaje que se encuentra en la entrada [2]. El diagrama esquemático del convertidor elevador se muestra en la Fig. 2.3. Su principal aplicación es en fuentes de voltaje de CD reguladas y en sistemas de acondicionamiento de potencia para fuentes alternas de generación de energía eléctrica.

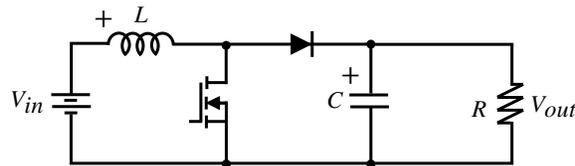


Figura 2.3. Convertidor Boost o elevador.

El voltaje promedio en el capacitor y la corriente promedio en el inductor están dados por las ecuaciones (2.4) y (2.5) respectivamente.

$$\langle V_C \rangle = V_{in} \left(\frac{1}{1-D} \right) \quad (2.4)$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{V_C}{R} \left(\frac{1}{1-D} \right) \quad (2.5)$$

2.4 CONVERTIDOR BUCK-BOOST Ó REDUCTOR-ELEVADOR.

Un convertidor Buck-Boost, o convertidor reductor-elevador, presenta un voltaje menor o mayor en la salida con polaridad invertida, respecto al voltaje que se encuentra en la entrada [2]. El diagrama esquemático del convertidor reductor-elevador se muestra en la Fig. 2.4. Su principal aplicación es en fuentes de voltajes de CD, donde una salida con polaridad negativa puede ser deseada con respecto a la terminal común de la entrada de voltaje.

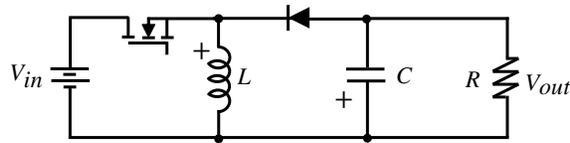


Figura 2.4. Convertidor Buck-Boost o reductor-elevador.

El voltaje promedio en el capacitor y la corriente promedio en el inductor están dados por las ecuaciones (2.6) y (2.7) respectivamente.

$$\langle V_C \rangle = V_{in} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.6)$$

$$\langle i_L \rangle = \frac{V_C}{R} \left(\frac{1}{1-D} \right) \quad (2.7)$$

2.5 CONVERTIDOR CÚK.

Un convertidor Cúk, es similar al convertidor Buck-Boost, puede disminuir o incrementar el voltaje en la salida invirtiendo su polaridad, con respecto al voltaje que se encuentra en la entrada. La ventaja del convertidor Cuk es que tanto la corriente de entrada

como la de salida son continuas [1]. El diagrama esquemático del convertidor Cúk se muestra en la Fig. 2.5. Este convertidor funciona mediante la transferencia de energía capacitiva. El capacitor C_1 está conectado a la fuente de alimentación mediante L_1 , mientras el interruptor está abierto la energía de la fuente es almacenada en C_1 . Cuando el interruptor se cierra esta energía es liberada a través de L_2 a la carga.

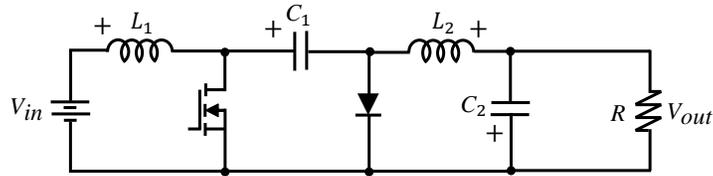


Figura 2.5. Convertidor Cúk.

El voltaje promedio en los capacitores y la corriente promedio en los inductores están dados por las ecuaciones (2.8), (2.9) y (2.10), (2.11) respectivamente.

$$\langle V_{C1} \rangle = V_{in} \left(\frac{1}{1-D} \right) \quad (2.8)$$

$$\langle V_{C2} \rangle = V_{in} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.9)$$

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{V_{in}}{R} \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \quad (2.10)$$

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{V_{in}}{R} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.11)$$

2.6 CONVERTIDOR SEPIC.

Un convertidor Sepic, puede disminuir o incrementar el voltaje en la salida y tiene la misma polaridad que el voltaje de entrada [1]. El diagrama esquemático del convertidor

Sepic se muestra en la Fig. 2.6. Su principal aplicación es en el campo de los cargadores de baterías dependiendo del nivel de carga de las mismas.

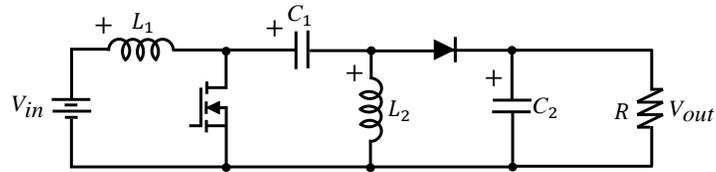


Figura 2.6. Convertidor Sepic.

El voltaje promedio en los capacitores y la corriente promedio en los inductores están dados por las ecuaciones (2.12), (2.13) y (2.14), (2.15) respectivamente.

$$\langle V_{C1} \rangle = V_{in} \quad (2.12)$$

$$\langle V_{C2} \rangle = V_{in} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.13)$$

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{V_{in}}{R} \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \quad (2.14)$$

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{V_{in}}{R} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.15)$$

2.7 TOPOLOGÍAS CON CANCELACIÓN DE RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA.

El voltaje proporcionado por la mayoría de las pequeñas fuentes de generación de energía renovable, suele ser bajo en amplitud. Es por eso, que una topología que drena una corriente continua con un rizo mínimo en la entrada, es ideal para este tipo de generación de energía.

Además, todos los convertidores conmutados, tienden a producir ruido EMI (interferencia electromagnética), esto debido a la frecuencia de conmutación del convertidor, este ruido afecta la vida útil de la fuente de alimentación. Es por eso deseable, tener un bajo rizo de corriente en la entrada del convertidor [6].

2.7.1 Convertidor de alto voltaje con tres interruptores

La Fig. 2.7 se muestra un convertidor elevador de voltaje presentado en [3], basado en un transistor y dos diodos como interruptores. Este convertidor puede extenderse con un multiplicador de voltaje y así proveer alta ganancia de tensión sin utilizar ciclos de trabajo extremos o transformadores. Sus características son: una estructura más sencilla, mayor eficiencia, reducción de tamaño y peso, pero lo más importante, que la corriente de entrada es continua y reduce la interferencia electromagnética (EMI).

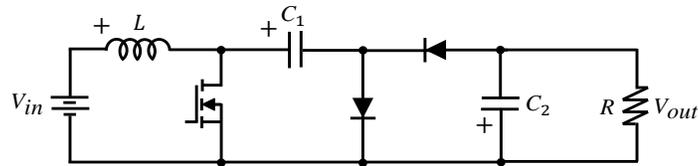


Figura 2.7. Convertidor de tres interruptores.

Éste convertidor es parecido al convertidor Cúk, excepto que en la salida en lugar de tener una inductancia tiene un diodo, esto favorece su construcción con respecto al convertidor Cúk en ahorro de tamaño y peso; es usado en aplicaciones donde se requiere alto voltaje y baja corriente de salida.

2.7.2 Convertidor elevador con cero rizo de corriente de entrada para aplicaciones con celdas de combustible usando un circuito de rizo espejo.

Los convertidores multifase o intercalados utilizan varias estaciones de conmutación, [4]. Estos tienen ventajas comparados con el convertidor elevador tradicional, tales como, el rizo de corriente en la entrada más pequeño con la misma energía

almacenada en los inductores; el rizo de corriente en la entrada es cero para un ciclo de trabajo fijo, es decir, cuando hay dos etapas de conmutación conectados en paralelo como se muestra en la Fig. 2.8, el rizo de corriente en la entrada es cero para $D=0.5$.

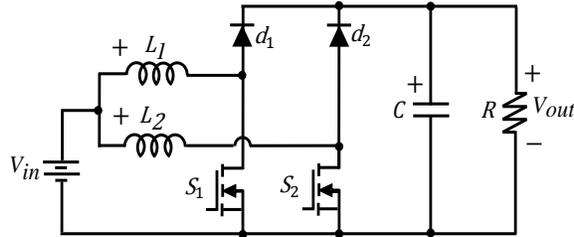


Figura 2.8. Convertidor Elevador con cero rizo de corriente en la entrada.

Por lo tanto, una desventaja para esta topología es que el ciclo de trabajo para un rizo de corriente cero en la entrada no puede ser seleccionado, sino que, depende del número de etapas de conmutación.

2.7.3 Topología con cancelación pasiva de rizo de corriente.

En la Fig. 2.9 se muestra la topología mejorada del convertidor elevador tradicional, en la cual se agrega un transformador y un capacitor, esto con la finalidad de reducir el rizo de corriente en la entrada, [5]. Comparado con topologías actuales con inductores acoplados, la corriente de entrada de este circuito cuenta con un rizo aproximadamente cero, sin ajustar coeficientes de acoplamiento.

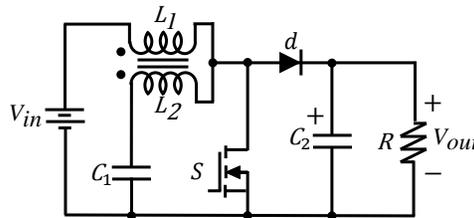


Figura 2.9. Topología con cancelación pasiva de rizo de corriente

Por otra parte, el capacitor C_1 que esta entre el transformador y la entrada del inductor es adecuado para aplicaciones de CA/CD.

2.8 TOPOLOGÍA DE UN CONVERTIDOR ELEVADOR INTERCALADO CON CANCELACIÓN DE RIZO DE CORRIENTE EN LA ENTRADA.

Esta topología propone un convertidor elevador con la capacidad de cancelar el rizo de corriente en la entrada en un ciclo de trabajo seleccionado arbitrariamente.

En el convertidor elevador intercalado tradicional la característica de cero rizo de corriente en la entrada depende del número de circuitos de conmutación intercalados. Por ejemplo, dos convertidores intercalados tradicionalmente tienen el rizo de corriente de entrada cero si y solo si el ciclo de trabajo es 0.5.

Otras ventajas de esta topología son: (i) la perfecta cancelación de rizo en el ciclo de trabajo seleccionado sin incrementar la cantidad de componentes, (ii) una ganancia de alto voltaje comparada con el convertidor elevador tradicional y (iii) la ganancia de voltaje puede ser incrementada con un multiplicador de voltaje diodo-capacitor.

En al Fig. 2.10 se presenta el diagrama esquemático del convertidor elevador intercalado con cancelación de rizo de corriente en la entrada.

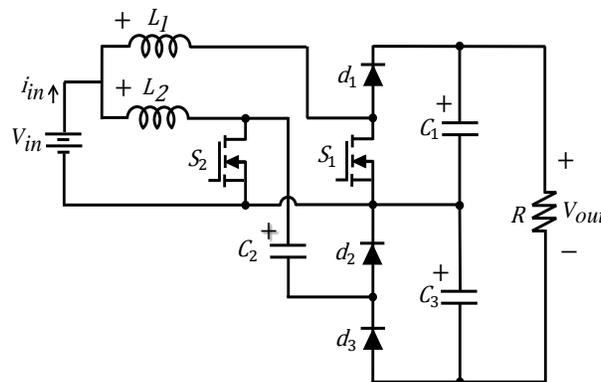


Figura 2.10. Topología con cancelación de rizo de corriente en la entrada.

Esta topología fue propuesta en [6], la cual se presentó en un congreso internacional de la IEEE y posteriormente se envió a revisión en la revista de la IEEE “Transaction on Industrial Electronics”, la cual hizo la observación de que cuando el interruptor S_2 se cierra los capacitores C_2 y C_3 quedan en paralelo y circula una corriente por d_3 que varía bruscamente, esta variación de corriente puede dañar a los dispositivos que tienen rangos de corriente menores a la amplitud de dicha corriente.

Referencias Capítulo II

- [1] Erickson R., Maksimovic D., *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition, USA: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [2] Mohan, Undeland, Robbins. “Power Electronics: Converters, Applications and design”, Second edition, John Wiley & Sons, 1994
- [3] Dongyan Zhou, Member, IEEE, Andrzej Pietkiewicz, and Slobodan Čuk, Fellow, IEEE “A Three-Switch High-Voltage Converter”. IEEE Transactions on power electronics, vol. 14, no. 1, January 1999.
- [4] Pan, Ching-Tasi; Liang, Shih-Kun; Lai, Ching-Ming M. “A Zero Input Current Ripple Boost Converter for Fuel Cell Applications by Using a Mirror Ripple Circuit”, Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International.
- [5] Zhengyu Lu; Huiming Chen; Zhaoming Qian; Green, T.C.; , "An improved topology of boost converter with ripple free input current," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE , vol.1, no., pp.528-532 vol.1, 2000.
- [6] Valdez- Reséndiz, J.E, “Diseño y construcción de un convertidor elevador intercalado con cancelación de rizo de corriente en la entrada”, Tesis de Maestría de Ingeniería Eléctrica. *División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, 2011.*

Capítulo

3

Diseño del convertidor

En este capítulo se dan a conocer los detalles del diseño del convertido elevador propuesto, así como también el principio de operación a través de consideraciones topológicas. Además, se explica su funcionamiento en relación a la cancelación óptima del rizo de corriente en la entrada.

Las características del convertidor con ganancia de alto voltaje sin utilizar valores extremos de ciclos de trabajo o transformadores elevadores, son también mencionadas.

Estas características hacen al convertidor ideal para procesar energía eléctrica proveniente de fuentes de generación de energía de bajo voltaje, tales como energías renovables.

3.1 INTRODUCCIÓN.

Un convertidor elevador tradicional puede lograr una ganancia de voltaje infinita conforme el ciclo de trabajo se acerque al 100% en teoría, pero en la práctica la resistencia parásita en el lazo que carga al inductor limita la relación de elevación [1], [2]. Debido a esto, un convertidor elevador no es usado cuando su relación de ganancia es mayor de cinco [3].

Un enfoque estándar para superar este problema es la utilización de pequeños componentes reactivos (= pasivos) incrementando la frecuencia de conmutación del convertidor para lograr una cantidad de rizo aceptable. Es bien documentado en la literatura que los pequeños elementos reactivos también tienen una resistencia de fuga pequeña [1], [6]. Sin embargo, el tiempo de conmutación finito en semiconductores de potencia limita la frecuencia de conmutación cuando el ciclo de trabajo es demasiado pequeño o demasiado grande. Una solución tradicional a esto es el empleo de transformadores intermedios para incrementar el voltaje sin utilizar valores extremos del ciclo de trabajo.

Varias topologías se han propuesto en la literatura para superar estos desafíos, incluyendo el uso de inductores acoplados y/o transformadores [7]-[8]. Además, la literatura ofrece soluciones adicionales basadas en el principio de capacitores conmutados (SC), con una combinación de convertidores con inductores acoplados con multiplicadores de voltaje o multiplicadores de capacitores conmutados [9]-[10].

Convertidores sin inductores acoplados basados en circuitos de capacitores conmutados puros han encontrado aplicaciones encapsuladas de baja potencia, pero las soluciones para los niveles de potencia mayores basadas en un convertidor tradicional han sido preferidas debido a el número de semiconductores de potencia requeridos, a la cantidad de pico de corriente en los capacitores, y a las limitaciones de la frecuencia de conmutación alta.

La intercalación de circuitos con SC ha sido también propuesta como una solución para ganancia de alto voltaje [11]. Un número de convertidores de potencia en aplicaciones de alta potencia que elimina el uso de inductores acoplados o transformadores han sido propuestos en [1]-[6] y [12], estas topologías junto con el carburo de silicio y otros semiconductores de potencia de rápida conmutación, se espera que penetren en el mercado de convertidores cd-cd de alta ganancia.

3.2 PRINCIPIO DE OPERACIÓN DE LOS CAPACITORES CONMUTADOS (SC).

Los convertidores con capacitor conmutado (denotado como SCC), tienen pérdidas inherentes que hacen que su uso se prohíba en muchas aplicaciones. Aun así, los SCC se prefieren en la mayoría de los casos debido a su compatibilidad de intercambio de carga (IC) y la ausencia de elementos magnéticos. Los SCC se pueden modelar como una red de trabajo que está configurada por los interruptores de un conjunto de sub-circuitos que cargan y descargan condensadores [13].

Para explicar de una manera clara el principio de operación de los capacitores conmutados en un convertidor, observamos la Fig. 3.1, este convertidor está construido con dos interruptores S_1 y S_2 , cada uno con su resistencia de encendido R_{S1} y R_{S2} respectivamente, dos capacitores C y C_0 , también con sus resistencias parásitas R_C y R_{C0} respectivamente y la resistencia de carga R .

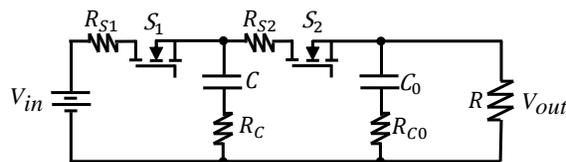


Figura 3.1. Circuito con capacitores conmutados.

A medida que conmutan los interruptores a una frecuencia de F_s , el circuito tiene dos sub-circuitos o circuitos equivalentes, uno en T_1 , cuando S_1 está en "ON", véase la Fig. 3.2(a), y el otro en T_2 , cuando S_2 es "ON", véase la Fig. 3.2(b).

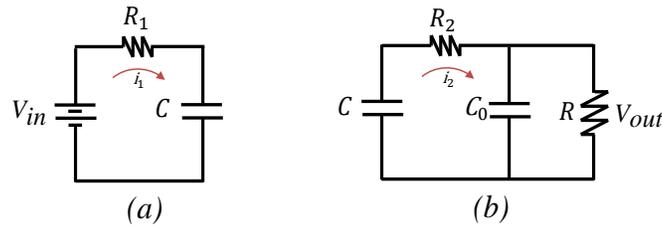


Figura 3.2. Circuitos equivalentes del SCC para cada estado de conmutación. (a) Durante T_1 y (b) Durante T_2 .

R_1 y R_2 en la Fig. 3.2 representan el total de resistencia del lazo.

$$R_1 = R_{S1} + R_C \quad (3.1)$$

$$R_2 = R_{S2} + R_C + R_{C0} \quad (3.2)$$

Cada uno de los sub-circuitos mostrados en la Fig. 3.2 pueden representarse por un circuito de carga genérica, ver Fig. 3.3.

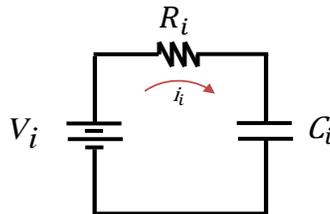


Figura 3.3. Circuito equivalente de un circuito de carga genérica.

Este circuito incluye una fuente de voltaje V_i , (donde i es 1 para la duración de T_1 y 2 para la duración de T_2), una resistencia R_i y un capacitor C_i con una condición inicial de voltaje cero.

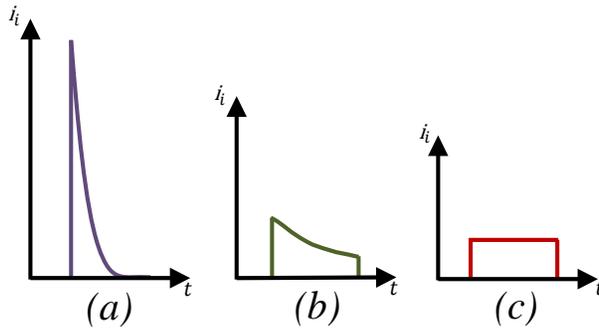


Figura 3.4. Posibles formas de voltaje de carga.
 (a) Carga completa (CC), (b) Carga Parcial (PC)
 y (c) Sin carga (NC).

Entonces para el convertidor tenemos:

$$C_1 = C \quad (3.3)$$

$$C_2 = \frac{CC_0}{c+c_0} \quad (3.4)$$

V_i es el voltaje a través del interruptor correspondiente justo antes de que se cierre.

Una vez que el interruptor está activado, el condensador equivalente inicia la carga (por un V_i positivo o negativo) y una corriente i_i se acumulará. Dependiendo de la relación entre el duración T_i y el tiempo constante $R_i C_i$. La corriente puede tomar una de las tres formas posibles.

Para $T_i \gg R_i C_i$, la carga será completa (CC), ver la Fig. 3.4(a).

Para $T_i \cong R_i C_i$, la carga será parcial (PC), ver la Fig. 3.4(b).

Para $T_i \ll R_i C_i$, no habrá carga (NC), ver la Fig. 3.4(c), la corriente será prácticamente constante y el capacitor se mantendrá aproximadamente constante dentro del T_i .

3.3 PRINCIPIO DE SC CON UN INTERCAMBIO DE CARGA COMPLETO (CCI).

El trabajo interesante de [12] usa el principio de SC con un intercambio de carga completo (CCI) junto con un convertidor elevador modulado por ancho de pulso (PWM) para regulación del voltaje.

Esta topología, propone un nuevo convertidor híbrido con capacitores conmutados (SC) en el cual la energía es procesada solo una vez, la entrada del convertidor con capacitores conmutados (SC) es conectada en paralelo con la etapa elevadora de potencia (convertidor elevador), mientras que sus salidas son conectadas en serie, ver Fig. 3.5.

El convertidor está formado por dos sub-etapas intercaladas. Los capacitores conmutados son cargados hasta su voltaje nominal y la diferencia entre sus voltajes es muy pequeña, dando como resultado una eficiencia muy elevada y solamente una pequeña parte de ésta es usada por el convertidor elevador PWM.

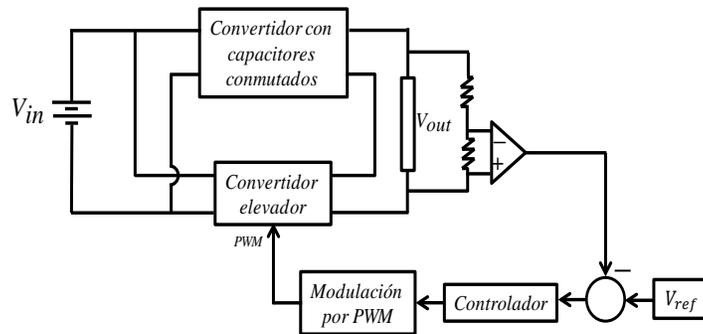


Figura 3.5. Diagrama de bloques del convertidor híbrido propuesto en [12].

Como se explica en la literatura [14], circuitos SC con CCI no son utilizados para regulación de voltaje, porque esto afecta negativamente la eficiencia de los convertidores.

Sin embargo, combinando un circuito CCI-SC con un convertidor controlado por PWM permite la optimización de la eficiencia de ambos convertidores.

En resumen, los convertidores con una alta ganancia de voltaje los cuales no requieren un transformador, inductores acoplados o valores extremos de ciclos de trabajo son muy deseables dada la rápida penetración de fuentes generadoras de energía de voltajes bajos.

Otros cambios principales en un circuito de procesamiento de energía renovable es el rizo de corriente de entrada bajo. La solución más común es usar inductores grandes para que el rizo de corriente sea pequeño pero los inductores grandes son pesados, grandes en tamaño y costo. Además, un inductor grande disminuye la respuesta transitoria del convertidor.

3.4 TOPOLOGIA PROPUESTA.

La topología propuesta en este trabajo corresponde a una versión mejorada y con un enfoque diferente a lo propuesto recientemente en la literatura [15].

Aquí, se propone una topología del convertidor elevador CD-CD, el cual combina dos principios muy utilizados en los convertidores de potencia en el estado del arte: (i) en la entrada del convertidor dos inductores son intercalados para cancelar el rizo de corriente de entrada y (ii) en la salida del convertidor, un multiplicador de voltaje con capacitores conmutados es utilizado para incrementar la ganancia de voltaje, ver Fig. 3.6.

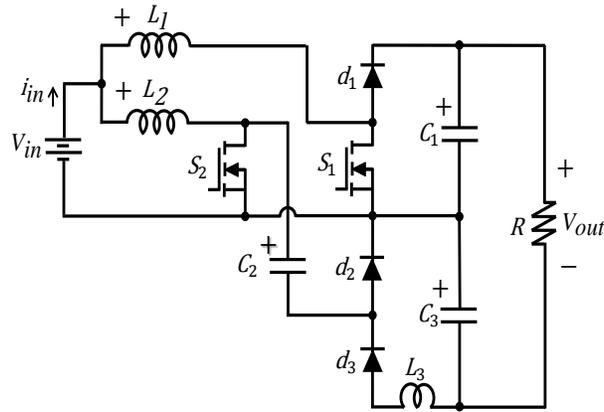


Figura 3.6. Convertidor elevador propuesto.

La etapa de capacitores conmutados se ha mejorado usando un inductor resonante pequeño para limitar el pico de la corriente resultante del proceso de conmutación y de esta forma prevenir grandes picos de corriente.

A diferencia de [9]-[10], el convertidor propuesto no requieren transformadores o inductores acoplados, y está destinado a ser utilizado junto con semiconductores de conmutación rápida.

La topología propuesta es capaz de cancelar el rizo de corriente en la entrada. Además, combina un circuito CCI-SC con un convertidor elevador en un solo circuito, y es capaz de proporcionar una regulación de voltaje sin sacrificar la eficiencia del convertidor.

3.5 DISEÑO DEL CONVERTIDOR.

En la Fig. 3.7(a) , la topología contiene dos transistores (S_1 , S_2), tres diodos (d_1 , d_2 , d_3), tres capacitores (C_1 , C_2 , C_3), dos inductores que almacenan energía (L_1 , L_2) y un inductor pequeño (L_3) para limitar la corriente a través de d_3 .

En la implementación práctica L_3 es 100 veces más pequeña que L_2 y 50 veces más pequeña que L_1 . Como resultado de la reducción de tamaño, la aproximación de rizo pequeño no aplica para L_3 , y por lo tanto, la selección de esta inductancia es basada en CCI entre C_2 y C_3 [13]. Detalles sobre el procedimiento de esta selección son mostrados en el siguiente capítulo.

La conmutación de los transistores es complementaria, por ejemplo, cuando s_1 es cerrado, S_2 es abierto y viceversa. La operación del convertidor puede ser explicada considerando la aproximación de rizo pequeño [16] para el voltaje a través de los capacitores y modo de conducción continuo para L_1 y L_2 .

Como se muestra en la Fig 3.7(b,c), el convertidor tiene dos circuitos equivalentes como resultado de la acción de conmutación. Cuando S_1 es abierto (y S_2 cerrado), la topología es representada por el circuito equivalente de la Fig. 3.7(b). Durante este tiempo, el diodo d_1 se polariza inversamente bloqueando el voltaje a través de C_1 . Similarmente, el diodo d_3 se polariza inversamente bloqueando el voltaje a través de C_3 .

La corriente a través de L_2 fuerza al diodo d_2 a cerrarse, entonces el transistor S_2 es abierto. Ver Fig. 3.7(d), de arriba a abajo, las formas de onda típicas de la corriente a través de L_1 y L_2 , la corriente de entrada y la secuencia de conmutación de S_1 y S_2 . Mientras S_1 está conduciendo, la corriente a través de L_1 se eleva con una pendiente de v_{in}/L_1 y L_2 se descarga con una tasa de $(v_{in}-v_{c2})/L_2$. Por otra parte, mientras S_2 es abierto (y S_1 cerrado) el circuito equivalente resultante es representado en la Fig. 3.7(c).

Durante este tiempo, L_1 se descarga con una pendiente igual a $(v_{in}-v_{c1})/L_1$ mientras que L_2 se carga con una tasa de v_{in}/L_2 .

Además, mientras s_2 está conduciendo los capacitores C_2 y C_3 son conectados en paralelo, dando lugar a un comportamiento de capacitor conmutado. Como resultado de

esto, un inductor pequeño (L_3) es necesitado para limitar el pico de corriente alrededor del lazo. Una forma de onda típica para la corriente a través de L_3 es mostrada en la Fig. 3.7(d).

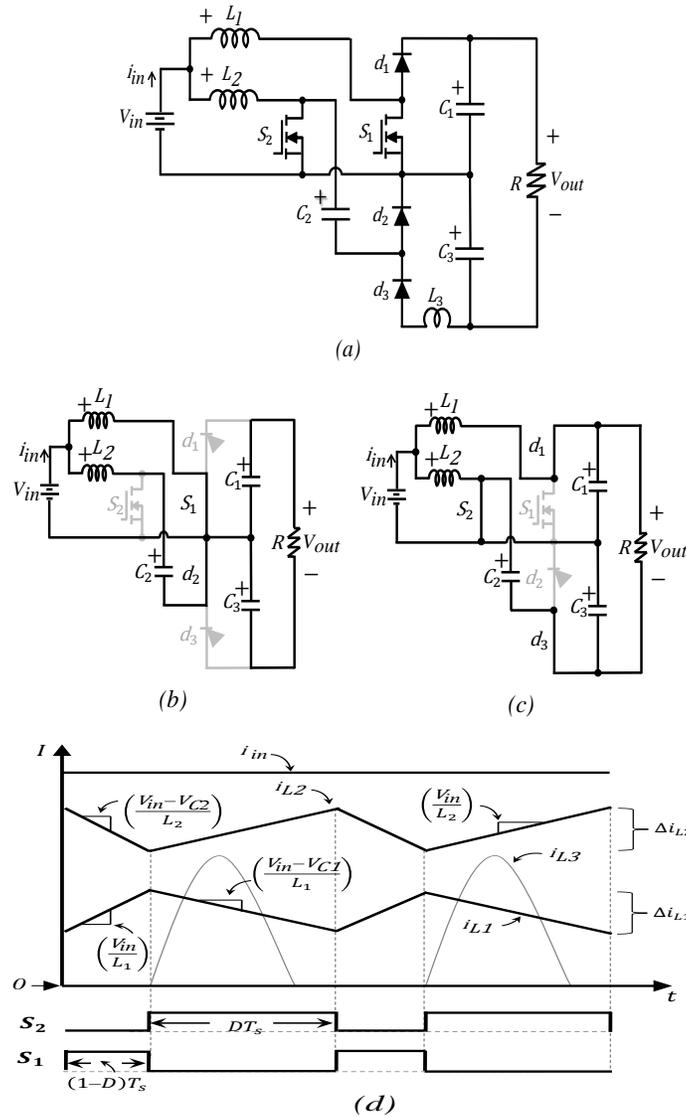


Figura 3.7. (a) Circuito de la topología propuesta; (b) y (c) circuitos equivalentes para cada estado de conmutación; y (d) formas de ondas de la corriente de entrada, corriente a través de los inductores de entrada, y secuencia de conmutación.

Una característica clave del propósito de esta topología puede observarse en la Fig. 3.7. La corriente de entrada del convertidor corresponde a la suma de las corrientes a través de L_1 y L_2 . Por lo tanto L_1 y L_2 se cargan y se descargan de una manera complementaria, el

tamaño de estos dos inductores es tal que la corriente de entrada es libre de rizo para un valor seleccionable del ciclo de trabajo del convertidor. Las formas de onda de la corriente ilustradas en la Fig. 3.7(d) corresponden a un convertidor con características de cero rizo de corriente de entrada con un ciclo de trabajo de $D = 70\%$.

Esto es posible si ambos inductores son cargados con el mismo voltaje y $L_2 = 3L_1$. Además, el principio de operación del convertidor sugiere que ambos inductores pueden (o no) ser acoplados para mejorar el diseño, pero no para transferir energía como es requerido en topologías tales como el convertidor flyback.

Referencias Capítulo III

- [1] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, and A. Valderrabano, “A dc-dc multilevel boost converter,” *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 129–137, January 2010.
- [2] Z. Dongyan, A. Pietkiewicz, and S. Cuk, “A three-switch high-voltage converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 177 – 183, January 1999.
- [3] Ron Lenk, *Practical Design of Power Supplies*. John Wiley & Sons Inc, 2005, chapter 2, page 18.
- [4] D. Maksimovic and S. Cuk, “Switching converters with wide dc conversion range.” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 151 – 157, January 1991.
- [5] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, “Switched capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc-dc pwm converters.” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 55, no. 2, pp. 687–696, March 2008.
- [6] R. D. Middlebrook, “Transformerless dc-to-dc converters with large conversion ratios.” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 484–488, October 1988.
- [7] Barreto, L.H.S.C.; Praça, P.P.; Oliveira, D.S.; Bascope, R.P.T.; , "Single-stage topologies integrating battery charging, high voltage step-up and photovoltaic energy extraction capabilities," *Electronics Letters*, vol.47, no.1, pp.49-50, January 2011.

- [8] Hsieh, Y.P.; Chen, J.F.; Liang, T.J.; Yang, L.S.; "Novel High Step-Up DC-DC Converter for Distributed Generation System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012.

- [9] Y. Berkovich and B. Axelrod, "Switched-coupled inductor cell for dc dc converters with very large conversion ratio," *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 309–315, March 2011.

- [10] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, and G. V. Torrico-Bascope, "Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 1987–1997, June 2010.

- [11] S. C. Tan, M. Nur, S. Kiratipongvoot, S. Bronstein, Y. M. Lai, C. K. Tse, and A. Ioinovici, "Switched-capacitor converter configuration with low emi emission obtained by interleaving and its large-signal modeling," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 2009, pp. 1081–1084.

- [12] D. Gu, D. Czarkowski, and A. Ioinovici, "A large dc-gain highly efficient hybrid switched-capacitor-boost converter for renewable energy systems," in *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2011*, September 2011, pp. 2495–2500.

- [13] Shmuel (Sam) Ben-Yaakov "Behavioral Average Modeling and Equivalent Circuit Simulation of Switched Capacitors Converters" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, February 2012.

- [14] A. Ioinovici, C. K. Tse, and H. S. H. Chung, "Comments on "design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant converters"," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 6, p. 1403, June 2006.

- [15] J. C. Rosas-Caro, J. E. Valdez-Resendiz, J. C. Mayo-Maldonado, R. Salas-Cabrera, J. M. Ramirez-Arredondo, and J. Salome-Baylon, “Interleaved power converter with current ripple cancelation at a selectable duty cycle,” in Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2011, September 2011, pp. 122–126.

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

Capítulo

4

Análisis y Diseño del convertidor

En este capítulo se analiza el convertidor elevador propuesto y se presenta el modelo matemático en estado estacionario que describe su funcionamiento. Así como también, se desarrolla detalladamente el cálculo para obtener el tamaño de los elementos que almacenan energía como lo son, bobinas y capacitores.

4.1 INTRODUCCIÓN.

El propósito de la arquitectura corresponde a un convertidor tipo intercalado, combinando características de un convertidor elevador y un convertidor de alto voltaje de tres interruptores [2]. La topología cuenta con un inductor pequeño para limitar el pico de corriente, el cual no tiene efecto en la operación básica del convertidor para transferir energía, ver Fig. 3.7(d). Adicionalmente, el intercalamiento de dos inductores logra la cancelación en un ciclo de trabajo preseleccionado arbitrariamente, Fig. 3.7(a).

Son varios los factores y parámetros que se involucran en el desarrollo de un convertidor de potencia. En este capítulo se analizarán las ecuaciones del comportamiento en estado estacionario del convertidor con la intención de calcular los componentes necesarios para la simulación, esto, considerando los niveles de voltaje y potencia planteados en el capítulo 1.

4.2 ANÁLISIS Y MODELADO EN ESTADO ESTACIONARIO

El análisis del convertidor elevador nos permite llegar a un conjunto de ecuaciones que describen su comportamiento en estado estacionario, con estas ecuaciones se pueden calcular fácilmente los valores reales que deben tener los elementos que componen el circuito y así poder llevar a cabo la simulación del convertidor en el software Synopsys Saber.

4.2.1 Análisis de la ganancia de voltaje.

La dinámica de L_1 , L_2 y C_1 (véase Fig. 3.7), puede analizarse considerando su comportamiento promedio [3], como sus variables de estado cuentan con formas de onda triangulares similares a las de los convertidores cd-cd tradicionales. De otra manera, C_2 , C_3 , y L_3 forman un circuito SC y por lo tanto, su comportamiento dinámico tiene que ser

formulado con consideraciones adicionales. Sin embargo, un número de características de los convertidores pueden ser explicadas centrándose en L_1 , L_2 y C_1 donde se aplica el promediado dinámico. Bajo esta suposición, funciones de conmutación pueden ser reemplazadas fácilmente por sus correspondientes ciclos de trabajo. Para el análisis del ciclo de trabajo del convertidor $d(t)$ es definido como porcentaje de tiempo sobre el periodo de conmutación que el interruptor S_2 está abierto, esto es,

$$d(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} q_2(\tau) d\tau \quad (4.1)$$

donde T_s es el periodo de conmutación y q_2 es la función de conmutación de S_2 la cual es igual a 1 mientras S_2 es cerrado y 0 en otro caso. Bajo esta suposición, e ignorando la resistencia en serie equivalente, sus siglas en inglés ESR (Equivalent Series Resistance), de los inductores, las ecuaciones que representa la dinámica promedio para los inductores L_1 and L_2 es,

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = d(v_{in} - v_{C1}) + (1 - d)(v_{in}) \quad (4.2)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = d(v_{in}) + (1 - d)(v_{in} - v_{C2}) \quad (4.3)$$

En estado estacionario el voltaje promedio a través de los inductores debe ser igual a cero. Por lo tanto, igualando a cero el lado izquierdo (4.2) y (4.3) el voltaje en estado estacionario a través de C_1 y C_2 se puede expresar como,

$$V_{C1} = \frac{1}{D} V_{in} \quad (4.4)$$

$$V_{C2} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (4.5)$$

En (4.4) y (4.5) (y en el resto de este trabajo) las letras capitales denotan cantidades en estado estacionario. Se sigue fácilmente de (4.4) y (4.5) que el voltaje a través de C_1 y C_2 son proporcionales entre sí, es decir,

$$V_{C1} = \frac{1-D}{D} V_{C2} \quad (4.6)$$

$$V_{C2} = \frac{D}{1-D} V_{C1} \quad (4.7)$$

De otra manera, la ecuación que representa la dinámica promedio para C_1 es,

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = di_{L1} - \frac{v_{C1} + v_{C3}}{R} \quad (4.8)$$

En estado estacionario la corriente promedio a través de C_1 debe ser igual a cero, lo cual conduce a la siguiente expresión para la corriente a través de L_1 ,

$$I_{L1} = \frac{1}{D} \left(\frac{V_{C1} + V_{C3}}{R} \right) \quad (4.9)$$

Como C_2 y C_3 forman un circuito de capacitor conmutado, las ecuaciones de dinámica promedio no son aplicadas. Sin embargo, la corriente en estado estacionario a través de L_2 puede ser conmutada por consideraciones de balance de energía en estado estacionario. Esto es,

$$I_{L2} = \frac{1}{1-D} \left(\frac{V_{C1} + V_{C3}}{R} \right) \quad (4.10)$$

Además, en la Fig. 3.7(a) el voltaje de salida es,

$$V_{out} = V_{C1} + V_{C3} \quad (4.11)$$

Por lo tanto, combinando (4.4), (4.5), (4.9), (4.10) y (4.11) la ganancia del convertidor es,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{D(1-D)} \quad (4.12)$$

Como se mencionó anteriormente, este circuito tiene una etapa de capacitores conmutados, la cual, puede ser incrementada mediante la introducción con capacitores y diodos adicionales [1], [2], [4].

Los capacitores C_2 y C_3 trabajan como capacitores conmutados de manera que C_2 fija el voltaje a través de C_3 mientras el interruptor S_2 es cerrado. Esto es porque la energía almacenada en L_3 es insignificante en comparación con la energía almacenada en otros elementos del convertidor. Además, en estado estacionario C_2 y C_3 tienen el mismo voltaje promedio [2], entonces,

$$V_{C2} = V_{C3} \quad (4.13)$$

En la Fig. 4.1 se muestra la gráfica de la ganancia de voltaje mostrada en (4.12) como una función del ciclo de trabajo.

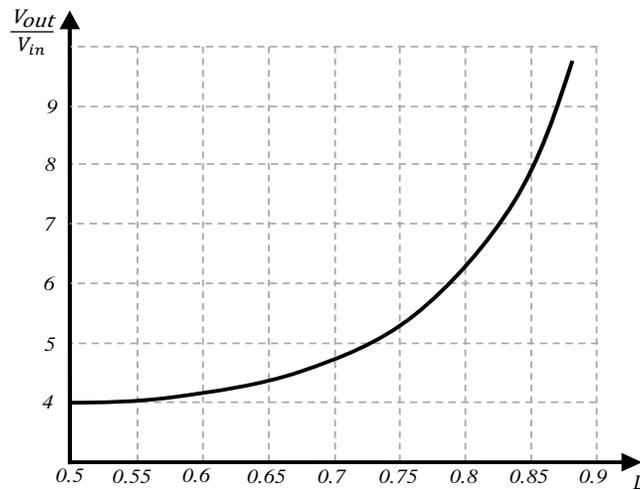


Figura 4.1 Ganancia de voltaje vs Ciclo de trabajo.

De acuerdo con la Fig. 4.1 y la expresión (4.12), la mínima ganancia de voltaje es 4 y esta es obtenida cuando el ciclo de trabajo es igual a 0.5. Si el ciclo de trabajo es más

pequeño que 0.5, la ganancia se incrementa de nuevo. Sin embargo es recomendable emplear ciclos de trabajo mayores de 0.5 [1].

4.2.2 Tamaño de los inductores que almacenan energía.

De la Fig. 3.7(d), es fácilmente seguir el rizo de corriente en el inductor que es dada por,

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} \left(\frac{1-D}{F_s} \right) \quad (4.14)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_{in}}{L_2} \left(\frac{D}{F_s} \right) \quad (4.15)$$

Donde $F_s = 1/T_s$ y es la frecuencia de conmutación del convertidor. El rizo de corriente en la entrada, denotado por Δi_{in} , corresponde a la diferencia del rizo de corriente de cada inductor, esto es,

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in}}{F_s} \left[\frac{D}{L_2} - \left(\frac{1-D}{L_1} \right) \right] \quad (4.16)$$

Como es evidente en (4.16) que el rizo de corriente de entrada puede ser eliminado igualando a cero el lado izquierdo de la ecuación.

Esto lleva a la siguiente relación,

$$L_2 = L_1 \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (4.17)$$

Por ejemplo, si la entrada y la salida del voltaje son tales que el ciclo de trabajo es igual al 70%, el tamaño de $L_2=3L_1$ el rizo de la corriente de entrada es eliminado. Una vez que los valores de L_1 and L_2 son seleccionados, la ecuación (4.16) puede ser usada para

predecir el rizo de la corriente de entrada para el rango de operación total. Por lo tanto, si $L_2=3L_1$, (4.16) es,

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in}}{F_s L_2} \left(\frac{4}{3} D - 1 \right) \quad (4.18)$$

4.2.3 Tamaño del inductor limitador del pico de corriente.

Como se discutió anteriormente, el diodo d_3 conecta los capacitores C_2 y C_3 en paralelo y como resultado de esto se necesita un inductor que limite el pico de corriente.

Por otra parte, el promedio de la corriente a través del diodo iguala la corriente de carga, como puede ser evidente en la Fig. 3.7(a). Sin embargo, la forma de la corriente a través de d_3 puede ser indeseable, y por lo tanto, la necesidad de controlarla. Con el fin de entender el fenómeno, considere el proceso de conmutación en el tiempo cuando S_2 se cierra. Como sugiere la Fig. 3.7(c), en el instante cuando los capacitores C_2 y C_3 están conectados en paralelo tienen el exactamente el mismo voltaje, a este voltaje se le llama $V_{C.0}$.

Después S_2 se abre, el circuito conmuta dentro de la topología de la Fig. 3.7(b) y como resultado de esto C_2 y C_3 no son conectados. Mientras S_2 es apagado (durante $(1-D)T_s$ segundos), C_3 se descarga siguiendo la corriente de carga mientras que C_2 se carga mediante la corriente de L_2 . Se le llama $V_{C2.1}$ y $V_{C3.1}$, al voltaje final a través de C_2 y C_3 , respectivamente, esto puede ser expresado como,

$$V_{C2.1} = V_{C.0} + \Delta v_{C2} = V_{C.0} + \frac{I_{L2}}{C_2} (1 - D) T_s \quad (4.19)$$

$$V_{C3.1} = V_{C.0} - \Delta v_{C3} = V_{C.0} - \frac{I_{out}}{C_3} (1 - D) T_s \quad (4.20)$$

Al final de $(1-D)T_s$ la diferencia de voltaje entre ellos es dada por:

$$V_{diff} = \Delta v_{C2} + \Delta v_{C3} = \left(\frac{L_2}{C_2} + \frac{I_{out}}{C_3} \right) (1 - D) T_s \quad (4.21)$$

Si no hay inductor en serie con d_3 , el pico de corriente sería V_{diff} (algunos volts) sobre la resistencia en este lazo, dado por la resistencia de encendido de S_2 y d_3 , y la ESR de C_2 y C_3 (algunas decenas de $m\Omega$). En las Fig. 4.2(a) y (b) se observa un circuito esquemático para el lazo de corriente donde R_{eq} representa todas las resistencias que hay en el lazo. Esto podría ocasionar una corriente pico que sobrepasa el límite de la corriente pico de los dispositivos en el lazo.

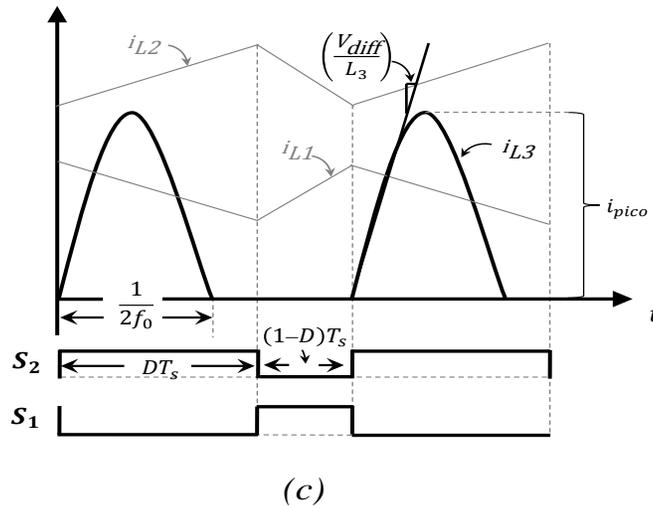
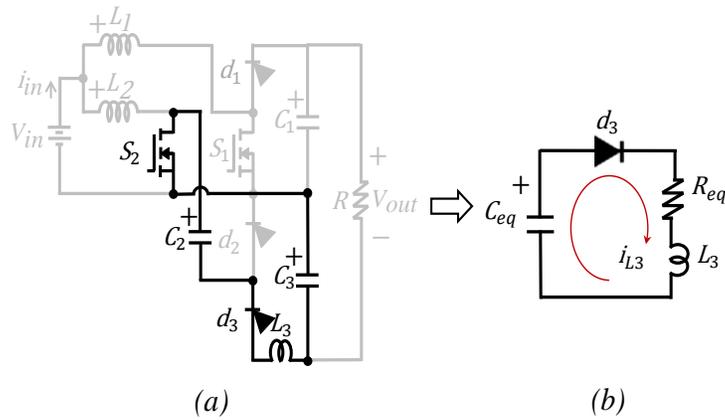


Fig. 4.2. (a)–(b) Esquema del circuito equivalente y (c) formas de onda para la selección de los componentes reactivos.

En el momento de diseño esta corriente pico puede ser calculada usando las hojas de datos del fabricante y por tanto, el inductor en serie con d_3 puede (o no) ser requerido. Si la corriente sobrepasa el límite de corriente pico de los dispositivos, el inductor es obligatorio. Como se muestra en la Fig. 4.2(c), esta corriente aumenta rápidamente y puede destruir los semiconductores de potencia, si el inductor L_3 no es propiamente diseñado.

De las Figs. 4.2(a) y (b) es también evidente que C_{eq} resulta de la conexión en serie de C_2 y C_3 . Entonces, L_3 almacena una cantidad pequeña de energía, ésta se carga y descarga completamente en un ciclo de conmutación, suavizando la corriente entre los capacitores. Sin embargo, esto también produce un pico de corriente resonante con una frecuencia de,

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_{eq}}} \quad (4.22)$$

Como ya fue explicado, el convertidor operara en un ciclo de trabajo mayor que el 50%. De esta manera, L_3 podría ser seleccionado tal que $f_0 > F_s$. Esto asegura que el inductor complete el proceso de descarga antes de la llegada del siguiente estado de conmutación para todos los valores del ciclo de trabajo sin el rango de operación.

Además, la Fig. 4.2(c) proporciona la base para el cálculo de la corriente pico alrededor del lazo. Al comienzo del periodo de carga la corriente aumenta con una tasa de V_{diff}/L_3 . Por lo tanto, la representación de la corriente a través del lazo es $i_{L3}(t) = \hat{i}_{L3} \sin(\omega_0 t)$, esto derivado de $t=0$ puede ser calculado e igualado a V_{diff}/L_3 . Esto permite solución para \hat{i}_{L3} ,

$$\hat{i}_{L3} = \frac{V_{diff}}{\omega_0 L_3} \quad (4.23)$$

4.2.4 Tamaño de los capacitores.

La selección de las capacitancias C_1 , C_2 y C_3 pueden ser calculados siguiendo un procedimiento similar al que fue usado para el cálculo de los inductores L_1 y L_2 . Mientras S_1 está cerrado, la corriente a través de C_1 sigue la corriente de carga, y entonces,

$$\Delta v_{C1} = \frac{I_{out}}{C_1} (1 - D) T_s \quad (4.24)$$

También, mientras S_1 es cerrado el capacitor C_2 se carga siguiendo la corriente a través L_2 , y entonces,

$$\Delta v_{C2} = \frac{I_{L2}}{C_2} (1 - D) T_s \quad (4.25)$$

Finalmente, el capacitor C_3 es cargado por C_2 , cuando el interruptor S_2 se cierra conectándolos en paralelo; el capacitor C_3 se descarga mediante la corriente de carga, la cual, pasa a través de C_3 cuando S_1 está cerrado y por C_2 y C_3 cuando S_1 está abierto. Una buena aproximación que no depende de la capacitancia en C_2 , es considerar que la corriente de carga pasa a través de C_3 todo el tiempo, por lo tanto se tiene:

$$\Delta v_{C3} = \frac{I_{out}}{C_3} (1 - D) T_s \quad (4.26)$$

Lo cual permite calcular el tamaño de C_3 .

4.3 SELECCIÓN DE COMPONENTES.

Haciendo uso de las ecuaciones obtenidas en el tema anterior, se pueden calcular los valores adecuados de los dispositivos que se usarán en la simulación del convertidor elevador. Se tomaran en cuenta los datos propuestos en el capítulo 1.

- ✓ Voltaje de entrada máximo: 25 V.
- ✓ Voltaje de salida máximo: 120 V.
- ✓ Frecuencia de conmutación: 25 KHz.
- ✓ Potencia máxima: 120 W.

4.3.1 Análisis de la ganancia de voltaje.

La ganancia en un sistema se conoce como el valor de salida sobre el valor de entrada al sistema, en este caso, la ganancia del convertidor se calcula de la misma manera como se puede apreciar en (4.27).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{120}{25} = \frac{24}{5} = 4.8 \quad (4.27)$$

La ganancia de voltaje depende directamente del ciclo de trabajo como se aprecia en (4.12), por lo tanto, para obtener el ciclo de trabajo simplemente se sustituye el valor de la ganancia en dicha ecuación, como se observa en (4.28)

$$\frac{24}{5} = \frac{1}{D(1-D)} \quad (4.28)$$

$$D^2 - D + \frac{5}{24} = 0 \quad (4.29)$$

Evidentemente esta ecuación tiene dos posibles soluciones, las cuales son $D_1=0.70$ y $D_2=0.3$, en cualquiera de estos dos ciclos de trabajo, el convertidor tendrá la ganancia deseada, sin embargo se elegirá trabajar con el ciclo de trabajo $D=0.70$.

La frecuencia de conmutación se elegirá para que sea igual a $F=25$ kHz lo cual ayudará a no tener pérdidas considerables.

4.3.2 Tamaño de los inductores que almacenan energía.

Para el cálculo de los inductores se emplearán las ecuaciones (4.14) y (4.15) para L_1 y L_2 respectivamente. La ecuación que determina el valor de L_1 se muestra en (4.30), mientras que el valor de L_2 está dado por la ecuación (4.31).

$$L_1 = \frac{V_{in}}{\Delta i_{L1}} \left(\frac{1-D}{F_s} \right) = \frac{25}{0.923} \left(\frac{1-0.7}{25 \times 10^3} \right) = 325 \mu H \quad (4.30)$$

$$L_2 = L_1 \left(\frac{D}{1-D} \right) = 325 \mu H \left(\frac{0.7}{1-0.7} \right) = 758 \mu H \quad (4.31)$$

Como ya se había mencionado en el capítulo anterior, la relación de los inductores para un ciclo de trabajo $D=0.70$ es de 1 a 3 es decir que $L_1=3L_2$, esto valores de inductancia permitirán tener una cancelación de rizo de corriente en la entrada perfecta, o dígase de otra forma un rizo de corriente de entrada cero. Esto se puede comprobar a través de la ecuación anteriormente descrita en (4.16), donde el valor de Δi_{in} debe ser cero.

En (4.32) se puede observar que, para este ciclo de trabajo, y para este valor de inductores el rizo de corriente en la entrada es cero, comprobando también la ventaja de poder seleccionar el ciclo de trabajo para el cual se quiera tener una perfecta cancelación de rizo.

$$\Delta i_{in} = \frac{V_{in}}{F_s} \left[\frac{D}{L_2} - \left(\frac{1-D}{L_1} \right) \right] = \frac{25}{25 \times 10^3} \left[\frac{0.7}{758 \times 10^{-6}} - \left(\frac{1-0.7}{325 \times 10^{-6}} \right) \right] = 0 \quad (4.32)$$

4.3.3 Tamaño de los capacitores.

Para el cálculo de los capacitores C_1 , C_2 y C_3 se ocupará (4.24), (4.25) y (4.26), despejando de estas ecuaciones las variables C_1 , C_2 y C_3 respectivamente, el nivel de rizo de voltaje que se propone es de 1.2 V para V_{C1} , V_{C2} y V_{C3} , se asumirá también una carga de 120 Ω .

Primero se calcula el voltaje en cada capacitor, usando las ecuaciones (4.4) y (4.5).

$$V_{C1} = \frac{1}{D} V_{in} = \frac{1}{0.7} (25) = 35.71 V \quad (4.33)$$

$$V_{C2} = \frac{1}{1-D} V_{in} = \frac{1}{1-0.7} (25) = 83.33 V \quad (4.34)$$

Como ya se sabe, el voltaje en C_3 es igual al voltaje en C_2 . Teniendo esto, el valor para los capacitores se calcula a continuación.

$$C_1 = \frac{I_{out}}{\Delta v_{C1}} (1 - D) T_s = \frac{1}{1.2} (1 - 0.7)(40\mu\text{seg}) = 10\mu F \quad (4.35)$$

$$C_2 = \frac{I_{L2}}{\Delta v_{C2}} (1 - D) T_s = \frac{3.33}{1.2} (1 - 0.7)(40\mu\text{seg}) = 33\mu F \quad (4.36)$$

$$C_3 = \frac{I_{out}}{\Delta v_{C3}} (1 - D) T_s = \frac{1}{1.2} (1 - 0.7)(40\mu\text{seg}) = 10\mu F \quad (4.37)$$

De esta forma, los valores comerciales para los capacitores calculados arriba son los siguientes $C_1=10\mu F$, $C_2=33\mu F$ y $C_3=10\mu F$. Estos capacitores permitirán tener el rizo de voltaje deseado.

4.3.4 Tamaño del inductor limitador del pico de corriente.

Para el cálculo del inductor L_3 , se deben analizar varias ecuaciones antes mencionadas, este inductor limitará el pico de corriente que habrá en el lazo mostrado en la Fig. 4.2(a). Primero se debe calcular la diferencia de voltaje que hay entre los capacitores C_2 y C_3 , a este voltaje se le llama V_{diff} , expresado en la ecuación (4.21).

$$V_{diff} = \left(\frac{I_{L2}}{C_2} + \frac{I_{out}}{C_3} \right) (1 - D) T_s = \left(\frac{3.33}{33\mu F} + \frac{1}{10\mu F} \right) (1 - 0.7)(40\mu\text{seg})$$

$$V_{diff} = 2.4V \quad (4.38)$$

Ahora se propone una frecuencia $f_0=30KHz$. Para fines prácticos se había mencionado con anterioridad que esta frecuencia debe ser mayor que F_s .

Por lo tanto a partir de (4.22) se obtiene:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi(30000) = 188496 \text{ rad/s} \quad (4.39)$$

Calculando ω_0 se puede obtener el valor para L_3 , mediante (4.23).

$$L_3 = \frac{2.4V}{188496(1.8)} = 7\mu H \quad (4.40)$$

Referencias Capítulo IV

- [1] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, and A. Valderrabano, “A dc-dc multilevel boost converter,” *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 129–137, January 2010.

- [2] Z. Dongyan, A. Pietkiewicz, and S. Cuk, “A three-switch high-voltage converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 177 – 183, January 1999.

- [3] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 2001. 31

- [4] J. C. Rosas-Caro, J. C. Mayo-Maldonado, R. F. Vazquez-Bautista, A. Valderrabano-Gonzalez, R. Salas-Cabrera, and J. E. Valdez-Resendiz, “Hybrid voltage-multipliers based switching power converters”,” *Book Chapter by American Institute of Physics AIP: IAENG Transactions on Engineering Technologies*, vol. 1373, pp. 29–43, August 2011. 32

Capítulo

5

Simulación del convertidor

En este capítulo se muestra el desarrollo de la simulación en el software Synopsys Saber del convertidor elevador propuesto, se presentan las gráficas de la corriente en los inductores y la de los voltajes en los capacitores.

Finalmente se hace una comparación entre los resultados de la simulación y los obtenidos con el modelo dinámico mostrado en el capítulo anterior.

5.1 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR PROPUESTO.

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

5.1.1 Diagrama del circuito a simular.

La Fig. 5.1 muestra el diagrama eléctrico, donde se puede apreciar la conexión de los dispositivos usados en la construcción del convertidor elevador, así como también, los valores de cada uno de ellos, calculados en el capítulo anterior.

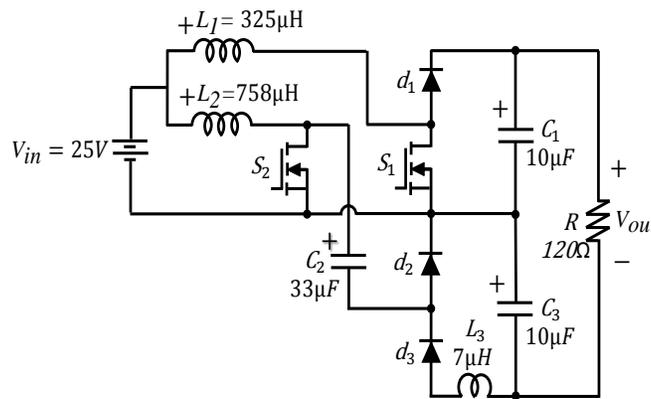


Figura 5.1 Diagrama eléctrico del Convertidor elevador con cancelación de rizo de corriente en la entrada.

Posteriormente, la Fig. 5.2 muestra la pantalla principal de la plataforma Saber Sketch [1], donde se aprecia el diagrama del convertidor y se observan los componentes con sus respectivos valores.

Para la simulación en este software, se ocupa un generador de señal cuadrada para crear las señales de disparo PWM que alimentan las compuertas de los Mosfet's.

En este caso la señal tiene una frecuencia de 25kHz con un ciclo de trabajo de 0.70.

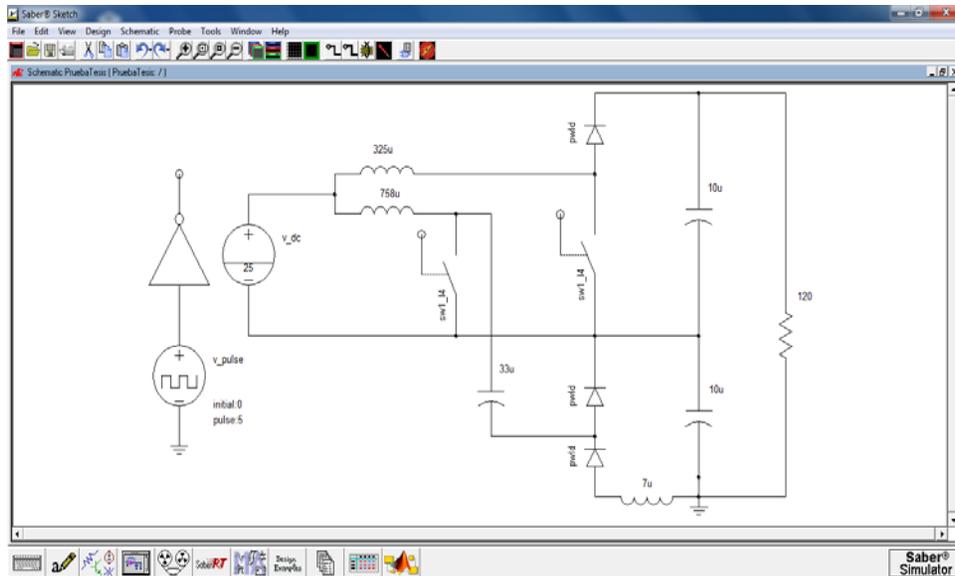


Figura 5.2 Diagrama del Convertidor elevador en el simulador Synopsys Saber.

A continuación se muestran los resultados de la simulación, con un paso de integración de $1 \mu\text{s}$ y un tiempo final de 70 ms, tiempo suficiente para observar gráficamente las trayectorias de las variables analizadas.

5.1.2 Gráficas de la corriente en los inductores y la corriente de entrada.

En la Fig. 5.3, se hace un acercamiento de la corriente en cada inductor, cuando ésta llega al estado estacionario y se observa con detalle que la amplitud de ambos rizados es igual, y que la simetría entre los dos es perfecta, lo que permite que los rizados de corriente se pueden cancelar.

Ésta figura también muestra las pendientes con las que cada inductor se carga y se descarga.

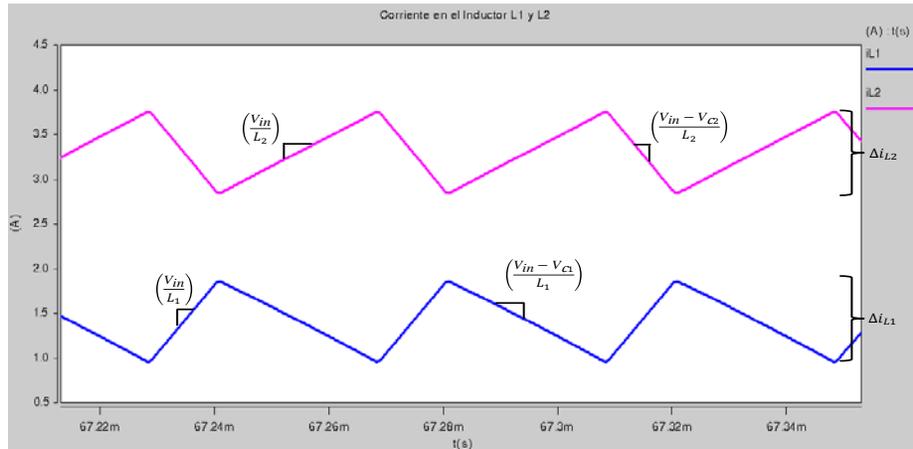


Figura 5.3 Acercamiento de la gráfica de corriente en los inductores L_1 y L_2 .

La corriente en la entrada (I_{in}) del convertidor está dada por la suma de las corrientes de L_1 y L_2 . En la Fig. 5.4, se muestra la trayectoria de dicha corriente en estado estacionario.

Así como también, se observan más detalles de las corrientes en los inductores L_1 , L_2 y L_3 , la corriente en la entrada del convertidor libre de rizo, gracias a la cancelación perfecta del rizo de corriente en los inductores L_1 y L_2 .

Se indica la magnitud en la que se estabilizan dichas corrientes, marcada con una línea horizontal punteada, también se visualiza la magnitud del rizo de corriente de los inductores que almacenan energía, y con una línea vertical punteada indicamos la simetría que existe entre ellas.

La corriente en el inductor L_3 , también es mostrada, apreciamos que dicho inductor se descarga antes de que termine el ciclo de trabajo como se había propuesto antes.

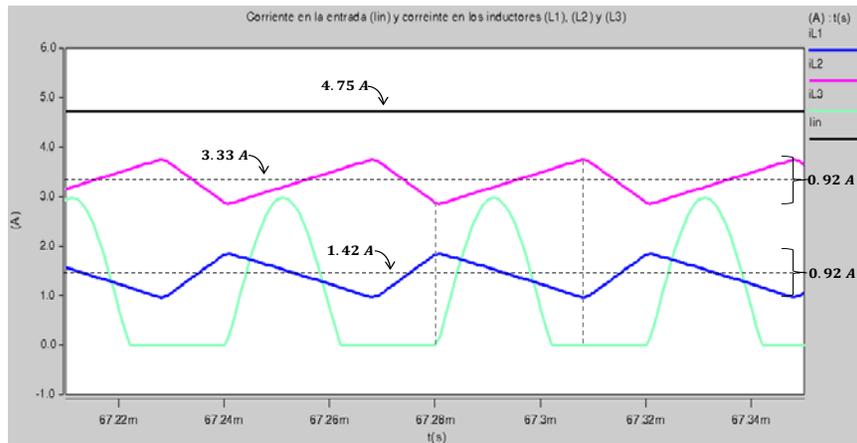


Figura 5.4 Gráfica con valores de corriente en la entrada I_{in} y en los inductores L_1 , L_2 y L_3 .

5.1.3 Gráficas de voltaje en los capacitores.

Las gráficas de los voltajes en los capacitores se muestran en las Figs. 5.5 a 5.8, estas ayudarán para posteriormente analizar la gráfica del voltaje de salida, recordando que el voltaje de salida (V_{out}) está dado por la suma de los voltajes en los capacitores C_1 y C_3 .

En la Fig. 5.5, se observa el voltaje en el capacitor C_1 , y se corrobora que el voltaje en estado estacionario es muy aproximado al calculado anteriormente en la ecuación (4.33). La diferencia entre ellos es del 2 %.

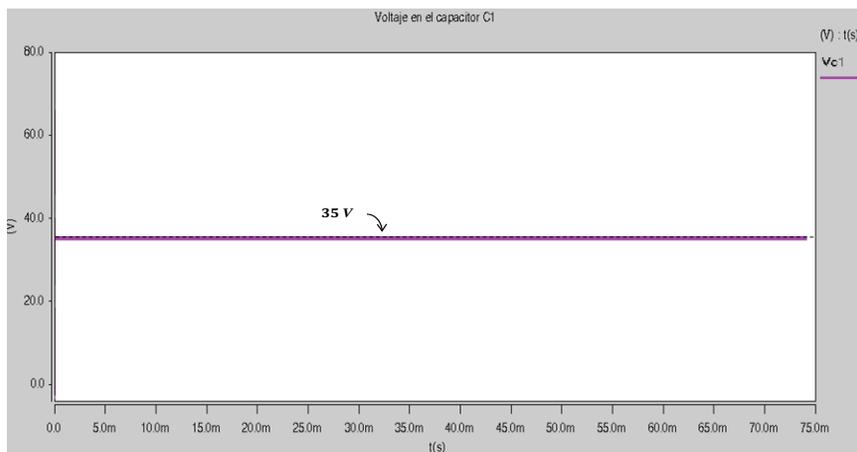


Figura 5.5 Gráfica de voltaje en el capacitor C_1 .

En la Fig. 5.6, se muestra el voltaje en el capacitor C_2 , comparado con el voltaje calculado en la ecuación (4.34), la diferencia entre ellos es del 0.66%.

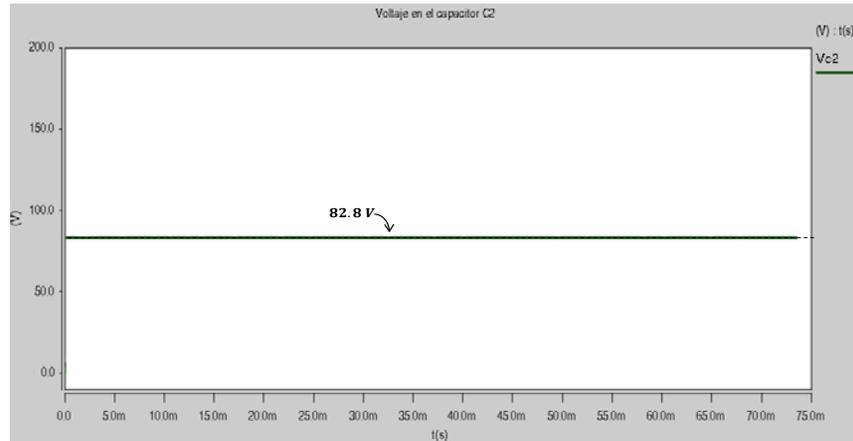


Figura 5.6 Gráfica de voltaje en el capacitor C_2 .

En la Fig. 5.7, se aprecia claramente que el voltaje en el capacitor C_3 es igual al voltaje del capacitor C_2 . Esto se debe a que C_2 transfiere su energía a C_3 durante uno de los estados de conmutación, por lo tanto, la diferencia entre el valor calculado y simulado es también del 0.66%.

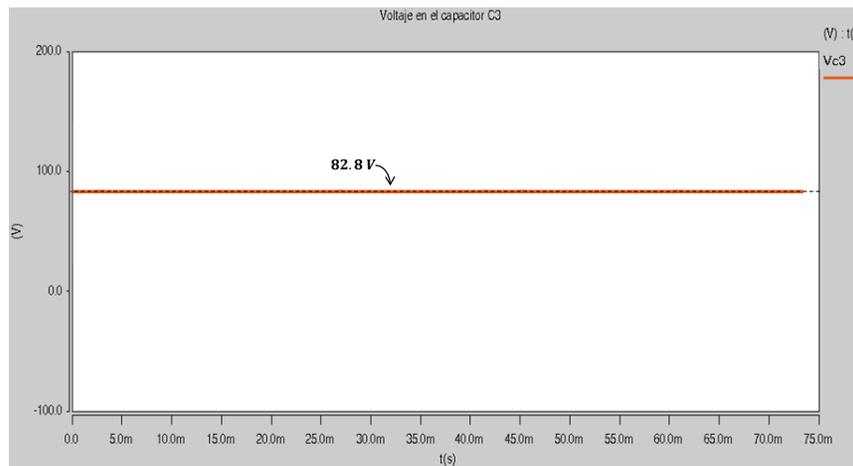


Figura 5.7 Gráfica de voltaje en el capacitor C_3 .

Para conocer el voltaje en la salida V_{out} , es conveniente analizar los voltajes en los capacitores C_1 y C_3 , ya que al sumarlos dan como resultado V_{out} , como se había mencionado anteriormente. La Fig. 5.8 muestra la gráfica de este voltaje.

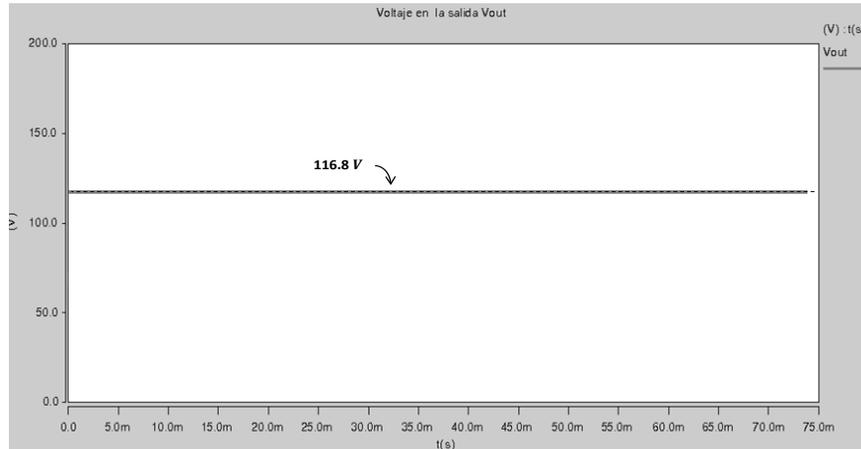


Figura 5.8 Gráfica de voltaje de salida del convertidor.

El promedio de voltaje V_{out} en estado estacionario es de 116.8 V, muy aproximado al valor calculado que fué 120 V, La diferencia entre ellos es del 2.66%.

Estas pequeñas diferencias de error en los valores, se debe principalmente a las pérdidas inherentes del convertidor, causadas por las resistencias internas de los dispositivos usados.

5.1.4 Gráficas de voltaje en los interruptores.

Es importante revisar los voltajes en los interruptores para corroborar que bloquen el voltaje esperado. En la Fig. 5.9 se muestra el voltaje que bloquea el interruptor S_1 .

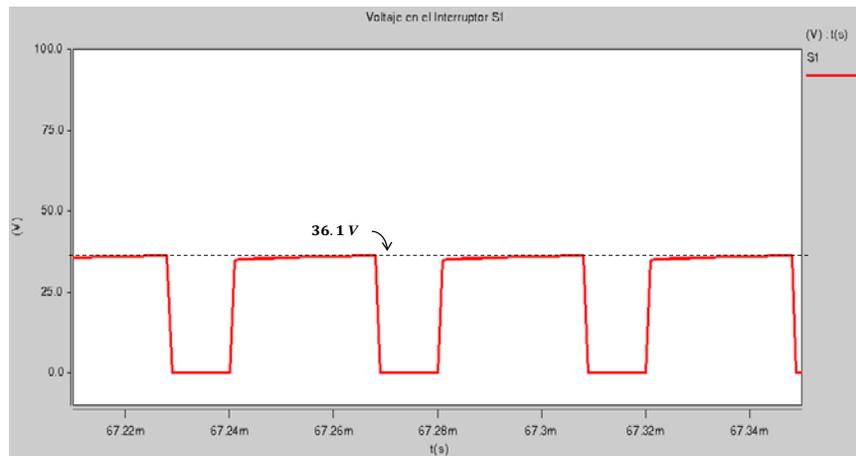


Figura 5.9 Gráfica de voltaje en los interruptores S_1 .

En la Fig. 5.10 se aprecia el voltaje bloqueado por el interruptor S_2 .

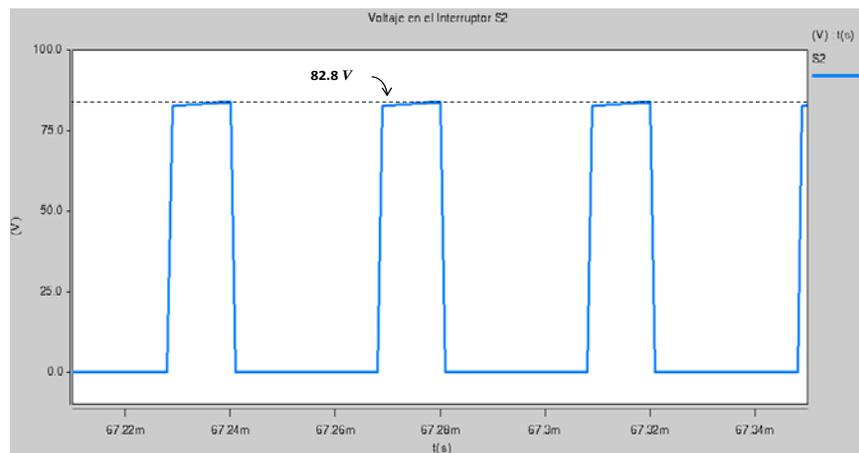


Figura 5.10 Gráfica de voltaje en los interruptores S_2 .

Referencias Capítulo V

- [1] Tutorial del Software Synopys Saber en la página de internet:
download.21dianyuan.com/download.php?id=43205.

Capítulo

6

Conclusiones y Trabajos futuros

En este capítulo se dan las conclusiones del trabajo desarrollado y algunas recomendaciones. Así como también, se hacen propuestas para trabajos futuros relacionados con la topología usada en esta tesis.

6.1 CONCLUSIONES.

En este trabajo se analizó a detalle el convertidor elevador con cancelación óptima de rizo de corriente en la entrada y corriente suave en los capacitores conmutados, esto con la finalidad de mejorar la topología propuesta en [1].

Algunas contribuciones importantes que se presentaron a lo largo de los capítulos fueron las siguientes:

- a) En el capítulo I se plantaron los objetivos del trabajo propuesto, la justificación y las limitaciones que este tendría al realizar el proyecto.
- b) En el capítulo II se analizó el estado del arte de topologías parecidas a la propuesta, y se mencionaron las ventajas que esta tiene con respecto a las otras similares.
- c) En el capítulo III se dio una descripción detallada sobre el principio de funcionamiento del convertidor propuesto y se presentó dicho circuito y sus características de operación.
- d) En el capítulo IV se analizó el modelo matemático que lo describe y en base a este, se realizaron los cálculos necesarios para seleccionar los componentes del convertidor.
- e) En el capítulo V se desarrolló la simulación en el software Synopsys Saber, y se compararon los valores calculados con las gráficas obtenidas en la simulación.

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

- La cancelación óptima del rizo de corriente en la entrada puede ser lograda con un ciclo de trabajo seleccionado arbitrariamente.
- El factor de elevación es más grande que en las configuraciones tradicionales mostradas a lo largo de la tesis (tiene una ganancia mínima de 4); Este factor de elevación puede ser extendido utilizando multiplicadores de voltaje.
- Todas estas características son altamente deseables en aplicaciones con fuentes renovables de energía como lo son las celdas solares y celdas de combustible.

Las características anteriormente descritas fueron comprobadas mediante el desarrollo de un modelo dinámico y la simulación en el software de computadora Synopsys Saber.

6.2. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

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

- Modelar y realizar el control retro-alimentado del convertidor.
- Explorar otras alternativas de intercalamiento entre convertidores.
- Verificar el funcionamiento del convertidor cuando se intercalan más de 2 ramas.