



Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

**“ANÁLISIS, SIMULACIÓN Y CONTROL DE UN CONVERTIDOR
ELEVADOR CON AISLAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA”**

T E S I S

Que para obtener el grado de:

Maestra en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

Rosa Iris Viera Díaz

Asesor:

Ciro Alberto Núñez Gutiérrez

Co-asesora:

Nancy Visairo Cruz

San Luis Potosí, S. L. P.

Enero de 2018



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Tesis:

“Análisis, simulación y control de un convertidor elevador con aislamiento en alta frecuencia”

Presenta:

Ing. Rosa Iris Viera Diaz

Sinodales:

Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez
Asesor

Dra. Nancy Visairo Cruz
Co-asesora

Dr. Mario Arturo González García
Revisor

Dr. Juan Segundo Ramírez
Revisor

Dr. Edwing Alberto Moreno Basaldúa
Revisor

Agradecimientos

Quiero agradecer:

A mi familia por haber formado la persona que soy y brindarme incondicionalmente su sabiduría y en general por estar a mi lado haciendo lo imposible para que todas mis metas se logren.

A mi querido esposo por haberme apoyado, comprendido, escuchado y aconsejado en los momentos más difíciles y regalarme su amor incondicional.

A mi amiga hermana Yuliet porque por ella es que ha sido posible todo esto y a su mamá Baby.

A mis tutores el Dr. Ciro Alberto y la Dra. Nancy por haberme elegido y ayudado para realizar este trabajo, brindarme sus conocimientos y atenderme siempre que lo necesité.

A los profesores del posgrado de Ingeniería Eléctrica por regalarme su tiempo y conocimiento para avanzar en el camino del profesional. Especialmente al Dr. Victor Cárdenas que me atendió con tanta amabilidad las veces que lo molesté y al Dr. Ricardo Álvarez por confiar en mí y darme la oportunidad de estar aquí.

A mis compañeros de clase por el intercambio de conocimientos y por los buenos momentos de conmemoraciones.

A México y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca otorgada.

Al proyecto 233755 “Laboratorio Experimental en Micro Redes de CD del fondo CONACYT-SECRETARÍA DE ENERGÍA-SUSTENTABILIDAD ENERGÉTICA”, por haber financiado parcialmente el desarrollo de este trabajo.

A todos los que de una forma u otra me han apoyado, GRACIAS.

Resumen

En esta tesis se estudia el convertidor elevador de puente completo aislado (*CEPCA*) alimentado con una fuente de corriente alterna y un puente de diodos. Este convertidor presenta sobretensiones transitorias a través de los terminales de los interruptores del puente, cuando se pasa del modo elevador al modo de transferencia de energía hacia la carga, problema causado por la inductancia de dispersión del transformador.

Se realiza una revisión bibliográfica para encontrar en la literatura las posibles soluciones que resuelven el problema de las sobretensiones. Luego de una metodología de selección, se obtienen las dos mejores soluciones: (1) un buen diseño magnético del transformador y (2) la incorporación de un circuito resonante.

Como parte de la primera solución, se analiza y diseña el *CEPCA* considerando los requerimientos operativos planteados, con el propósito de comprobar si se eliminan las sobretensiones. El diseño abarca el cálculo de los parámetros del circuito, incluyendo el transformador que se obtiene por el método del producto de áreas. Sin embargo, las simulaciones revelan que el problema de las sobretensiones persiste, a pesar de que todos los parámetros fueron calculados.

Por lo tanto, se estudia la segunda solución, esto es, se diseñan los elementos que conforman el tanque resonante y se calcula el tiempo de conmutación de los interruptores a corriente cero. Para lograr esta conmutación, se proponen los circuitos de cada una de las etapas de un esquema de control reportado en la literatura. Finalmente, se validan los resultados con la simulación del sistema en lazo cerrado, en la que se considera un cambio de carga del 30 % al 100 % de su valor nominal y una fuente de corriente directa en la entrada, dada por la tensión promedio rectificadora con una variación de $\pm 15\%$.

Los resultados de la simulación del sistema en lazo cerrado del convertidor, incorporando el circuito resonante, muestran que las sobretensiones transitorias en los interruptores ya no se presentan. Asimismo, el desempeño del convertidor es satisfactorio, y la regulación de la tensión de salida se realiza a través de la variación de la frecuencia de conmutación del convertidor en cada semiciclo.

Índice general

Índice de figuras	VII
Índice de tablas	XI
Acrónimos	1
Introducción	3
1. Antecedentes y estado del arte del convertidor elevador de puente completo aislado.	5
1.1. Antecedentes	5
1.2. Modos de operación del <i>CEPCA</i>	6
1.3. Identificación de la problemática base	8
1.4. Estado del arte	9
1.4.1. Selección de las soluciones a analizar a partir del estado del arte.	14
1.5. Planteamiento del problema	15
1.6. Hipótesis	15
1.7. Objetivos del trabajo de tesis	16
1.8. Alcances	16

2. Análisis y diseño del convertidor elevador de puente completo aislado	17
2.1. Antecedentes para el diseño de parámetros del <i>CEPCA</i>	17
2.2. Análisis y diseño de los parámetros del <i>CEPCA</i>	18
2.2.1. Cálculo y selección de los parámetros	19
2.2.1.1. Selección de n	19
2.2.1.2. Cálculo del ciclo de trabajo D	19
2.2.1.3. Cálculo y selección de L , C y R	20
2.2.1.4. Cálculo de la inductancia de dispersión del transformador	21
2.2.2. Validación por simulación	24
2.2.3. Análisis de los resultados más importantes	27
3. Análisis y diseño del convertidor resonante elevador de puente completo aislado con fuente de corriente directa.	30
3.1. Antecedentes para el diseño de los parámetros del <i>CREPC_CD</i>	30
3.2. Análisis del <i>CREPC_CD</i>	31
3.2.1. Modos de operación	31
3.2.2. Análisis en estado estacionario	37
3.2.3. Consideraciones para el <i>ZCS</i> y la selección de los parámetros que conforman el tanque resonante	38
3.3. Obtención del modelo matemático del <i>CREPC_CD</i>	39
3.4. Circuitos de control para el <i>CREPC_CD</i>	42
3.4.1. Relación entre los valores de tensión a la entrada del <i>VCO</i> y los valores de tensión de salida	43
3.4.2. Diseño del controlador	46
4. Evaluación por simulación del desempeño del convertidor resonante elevador de puente completo aislado con fuente de corriente directa	48

4.1. En condiciones nominales de operación	48
4.2. En condiciones de variación en la carga y en la fuente de entrada	51
Conclusiones y trabajos futuros	57
Referencias	60

Índice de figuras

1.1. Estructura general de un <i>PFC</i> con dos etapas.	6
1.2. <i>CEPCA</i>	7
1.3. Modos de funcionamiento del <i>CEPCA</i>	7
1.4. Formas de onda de tensiones y corrientes del <i>CEPCA</i> para un ciclo de conmutación.	8
1.5. Topologías que proponen diferentes formas de eliminar las sobretensiones que ocurren en el <i>CEPCA</i>	11
1.6. Topologías que proponen diferentes formas de eliminar las sobretensiones que ocurren en el <i>CEPCA</i>	12
1.7. Metodología para seleccionar la segunda solución.	15
2.1. Circuitos que se tomaron como base para el diseño de los parámetros del <i>CEPCA</i>	17
2.2. <i>CEPCA</i>	18
2.3. Señales de control aplicadas a las compuertas de los interruptores del <i>CEPCA</i>	20
2.4. Procedimiento descrito en [43] para el diseño del transformador.	22
2.5. Esquema que se implementa en <i>PSIM</i> del <i>CEPCA</i>	24
2.6. Tensión V_O y corriente i_O de salida del <i>CEPCA</i>	25
2.7. Señales aplicadas a las compuertas de los interruptores $V_{GS_{1,s_4}}$ y $V_{GS_{2,s_3}}$, tensión $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del transformador del <i>CEPCA</i>	25

2.8.	Corriente i y corriente que pasa por el transformador i_K del <i>CEPCA</i>	26
2.9.	Tensión V_{AC} y corriente i_{AC} de entrada y factor de potencia del <i>CEPCA</i>	26
2.10.	Esquema que se implementa en <i>PSIM</i> del <i>CEPCA</i> para una fuente de <i>CD</i> en la entrada.	27
2.11.	Señales de salida V_O e i_O del <i>CEPCA</i> para una fuente de <i>CD</i> en la entrada.	27
2.12.	Tensiones V_{DSS_1} y V_T del <i>CEPCA</i> para una fuente de <i>CD</i> en la entrada.	27
2.13.	Tiempos de encendido y apagado de un interruptor.	28
3.1.	<i>CREPC_CD</i>	31
3.2.	Principales formas de onda del <i>CREPC_CD</i> para un ciclo de conmutación.	31
3.3.	Modos de funcionamiento del <i>CREPC_CD</i>	32
3.4.	Esquema y convención de signos del <i>CREPC_CD</i> para el modo 1.	33
3.5.	Esquema y convención de signos del <i>CREPC_CD</i> para el modo 2.	33
3.6.	Esquema y convención de signos del <i>CREPC_CD</i> para el modo 4.	35
3.7.	Esquema y convención de signos del <i>CREPC_CD</i> para el modo 5.	35
3.8.	Esquema y convención de signos del <i>CREPC_CD</i> para el modo 9.	36
3.9.	Esquema y convención de signos del <i>CREPC_CD</i> para el modo 10.	36
3.10.	Rango de tiempo admisible para <i>ZCS</i> sobre un semi periodo, para las tensiones de entrada máxima y mínima de <i>CA</i> y diversas condiciones de carga.	39
3.11.	Simulaciones en <i>MATLAB</i> y <i>PSIM</i> para un periodo de conmutación y una fuente de <i>CA</i>	41
3.12.	Señales del <i>VCO</i> y del <i>Constant On-Time</i> y en las compuertas de los interruptores.	43
3.13.	Representación simplificada de la etapa de potencia y los bloques de control para el <i>CREPC_CD</i>	43
3.14.	Función de transferencia y bloques que contiene.	44
3.15.	Respuesta ante un escalón a la entrada del <i>VCO</i> en el <i>CREPC_CD</i> y de las funciones de transferencias obtenidas en (3.46).	45

3.16. Respuesta ante una rampa a la entrada del VCO en el $CREPC_CD$ y de las funciones de transferencias obtenidas en (3.46).	45
3.17. Respuesta ante una señal senoidal (de valor promedio $(V_{in_{inf}} + V_{in_{sup}})/2$) a la entrada del VCO en el $CREPC_CD$ y de las funciones de transferencias obtenidas en (3.46).	45
3.18. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia sin controlador y con controlador PI	47
3.19. Esquema en $PSIM$ del $CREPC_CD$ con los bloques de control.	47
4.1. Esquema en $PSIM$ del $CREPC_CD$ con los bloques de control.	49
4.2. Tensiones $V_{RECT_{prom}}$ y V_O y corriente i_O del $CREPC_CD$	49
4.3. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_CD$	49
4.4. Corrientes i e i_K del $CREPC_CD$	50
4.5. Señal $V_{GS_{S_1,S_4}}$ y corriente i_{S_1} del $CREPC_CD$	50
4.6. Señales $cont$, VCO , COT , $V_{GS_{S_1,S_4}}$ y $V_{GS_{S_2,S_3}}$ del $CREPC_CD$	51
4.7. Tensiones $V_{RECT_{prom}}$ y V_O y corriente i_O del $CREPC_CD$ para el cambio a 169 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.	52
4.8. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_CD$ para el cambio a 169 V en la entrada.	52
4.9. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_CD$ con 169 V en la entrada y el cambio al 30 % de la potencia de carga.	52
4.10. Corrientes i e i_K del $CREPC_CD$ para el cambio a una fuente de 169 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.	53
4.11. Señal $V_{GS_{S_1,S_4}}$ y corriente i_{S_1} del $CREPC_CD$ para el cambio a una fuente de 169 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.	53
4.12. Tensiones $V_{RECT_{prom}}$ y V_O y corriente i_O del $CREPC_CD$ para el cambio a 227 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.	54
4.13. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_CD$ para el cambio a 227 V en la entrada.	54
4.14. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_CD$ con 227 V en la entrada y el cambio al 30 % de la potencia de carga.	55

- 4.15. Corrientes i e i_K del $CREPC_{CD}$ para el cambio a una fuente de 227 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga. 55
- 4.16. Señal $V_{GS_{1,S_4}}$ y corriente i_{S_1} del $CREPC_{CD}$ para el cambio a una fuente de 227 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga. 56
-

Índice de tablas

1.1. Requerimientos eléctricos de entrada y salida del <i>CEPCA</i>	6
1.2. Datos de los artículos y patentes y de las topologías que se estudian.	13
2.1. Profundidad de la piel de un conductor de cobre para varias frecuencias a una temperatura de 100° C [43].	22
2.2. Parámetros obtenidos por el método de diseño del transformador de [43].	23
2.3. Parámetros de simulación del <i>CEPCA</i>	24
2.4. Parámetros nominales de operación de los interruptores comerciales encontrados.	28
3.1. Tabla resumen de las fórmulas para cada modo de operación del <i>CREPC_CD</i>	40

Acrónimos

<i>CA</i>	Corriente alterna
<i>CD</i>	Corriente directa
<i>CEPCA</i>	Convertidor elevador de puente completo aislado
<i>CEPC_CD</i>	Convertidor elevador de puente completo aislado
<i>CEPFC</i>	Convertidor elevador de puente completo aislado
<i>CREPC_CD</i>	Convertidor resonante elevador de puente completo aislado
<i>MOSFET</i>	Transistor de efecto de campo semiconductor de óxido de metal
<i>IGBT</i>	Transistor Bipolar de compuerta aislada
<i>PWM</i>	Modulación del ancho de pulso
<i>PFC</i>	Corrección del factor de potencia
<i>ZCS</i>	Conmutación a cero corriente
<i>ZVS</i>	Conmutación a cero tensión
<i>MCC</i>	Modo de conducción continua
<i>MCD</i>	Modo de conducción discontinua
<i>MCCr</i>	Modo de conducción crítico
<i>n</i>	Relación de transformación del transformador
<i>N_P</i>	Número de vueltas del enrollado primario del transformador

N_S	Número de vueltas del enrollado secundario del transformador
V_{GS}	Tensión compuerta-fuente del transistor
V_{DS}	Tensión drenaje-fuente del transistor
$V_{DS(sat)}$	Tensión drenaje-fuente de saturación del transistor
I_D	Corriente de drenaje del transistor
t_d	Tiempo de retardo
t_r	Tiempo de subida
t_s	Tiempo de almacenamiento
t_f	Tiempo de caída
t_{on}	Tiempo de encendido
t_{off}	Tiempo de apagado

Introducción

Debido al importante crecimiento que está teniendo el uso de las fuentes de energía renovables dentro de las fuentes de corriente alterna (*CA*) o corriente directa (*CD*), como parte de los requisitos medioambientales y de energías globales actuales, es de gran interés el diseño y desarrollo de sistemas de conversión de energía de bajo costo, alta eficiencia y tamaño pequeño [1].

Por un lado, los convertidores *forward*, *push – pull*, medio puente y puente completo pueden ser circuitos tecnológicamente factibles para el requisito de aislamiento y/o para una alta relación de transformación (*n*) [2]. Por otro lado, los convertidores alimentados en corriente presentan ventajas en aplicaciones que requieren una mayor relación de conversión de tensión y que son sensibles al rizo de la corriente de entrada. Al tener el inductor en el lado de la entrada, éste funciona como un filtro que proporciona una forma de onda de corriente continua suave, en contraste con los convertidores reductor y reductor-elevador, cuya corriente de entrada es discontinua. Teniendo en cuenta el requisito de control en el rizo de corriente directa, un convertidor de puente completo aislado alimentado en corriente, muestra cierta promesa [2]. Por lo tanto, sus características más importantes serán analizadas en este trabajo de tesis.

Con base en las ventajas anteriormente planteadas, en esta investigación se propone el estudio del convertidor elevador de puente completo aislado (*CEPCA*) con corrección del factor de potencia (*PFC*, por sus siglas en inglés), analizando sus ventajas y limitaciones en el proceso de conversión de la energía, ya que presenta una limitación de desempeño: sobretensión transitoria en los terminales de los interruptores del puente como consecuencia de la inductancia de dispersión del transformador. El problema con la sobretensión es que rebasa la tensión nominal de los interruptores, por lo que se destruirían y, en consecuencia, la confiabilidad disminuye.

Organización del trabajo

En el Capítulo 1 se presentan los antecedentes que orientaron el interés en el estudio del *CEPCA*. Se pone en contexto la causa que provoca la aparición de las sobretensiones y luego de un análisis del estado del arte, se seleccionan dos posibles soluciones que eliminan las sobretensiones: (1) el buen diseño magnético del transformador y (2) la incorporación de un circuito resonante. A partir de esta selección, se establecen las problemáticas a resolver, esto es, realizar el diseño de los parámetros del *CEPCA* y de las etapas que conforman el esquema de control.

En el Capítulo 2 se presenta una metodología de diseño de los parámetros del convertidor como parte de la primera solución bajo estudio. A través de simulaciones, se muestra que el problema de la sobretensión en los interruptores no se elimina.

En el Capítulo 3, para abordar la segunda solución, se exponen los detalles de diseño del *CEPCA* con un circuito resonante que produce la conmutación de los interruptores a cero corriente (*ZCS*, por sus siglas en inglés), incluyendo el desarrollo de una metodología para diseñar los circuitos de control.

En el Capítulo 4 se realiza la validación por simulación de todos los elementos y bloques diseñados, mostrándose que el problema de las sobretensiones se elimina. Además, se demuestra que se produce la conmutación suave de los interruptores, ante variaciones de la carga y de la fuente de entrada de *CD*.

Finalmente, se presentan las conclusiones del trabajo de tesis y algunas propuestas de trabajos futuros.

Capítulo

1

Antecedentes y estado del arte del convertidor elevador de puente completo aislado.

1.1. Antecedentes

El uso generalizado de equipos electrónicos, en los campos industriales, comerciales y domésticos, ha incrementado las cargas de tipo rectificadoras en el sistema de potencia. Debido a su construcción simple, bajo costo y alta confiabilidad, el puente de diodos junto con el condensador para la entrada, es el tipo de rectificador más utilizado. Este condensador sólo extrae energía cuando la tensión de CA de entrada es mayor que la tensión del condensador, que es un período corto alrededor del pico de línea, lo que conlleva a ángulos de conducción pequeños. En consecuencia, la corriente de entrada comprende una gran cantidad de armónicos y valores rms altos y por lo tanto, el factor de potencia de entrada se encuentra alrededor de 0.6 [4] [5].

Con el fin de reducir los altos armónicos de corriente y mejorar la calidad de la forma de onda, existen varias alternativas conformadas por circuitos pasivos y activos de corrección del factor de potencia. Los circuitos pasivos utilizan elementos inductivos y capacitivos para conformar el filtro pasivo y, por lo regular, requieren de una inductancia grande. Los activos se realizan con el uso de convertidores conmutados. Debido a su menor tamaño y costo, los circuitos de corrección del factor de potencia activos se adaptan a diferentes aplicaciones mejor que los pasivos [4].

Los circuitos activos generalmente constan de dos etapas: la primera etapa es un circuito PFC que normalmente utiliza un convertidor elevador (*boost*) y la segunda etapa suele ser un convertidor $CD - CD$ aislado de puente completo para aplicaciones de potencia media a alta, ver en la Figura 1.1.

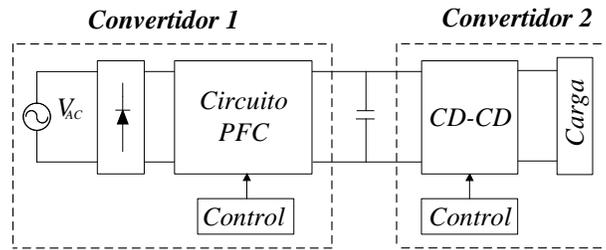


Figura 1.1. Estructura general de un *PFC* con dos etapas.

Con la configuración de la Figura 1.1 se obtiene buenos resultados, pues el convertidor boost en la primera etapa, debido al control directo de la corriente de línea, permite transformar la corriente en una onda senoidal que está en fase con la tensión de entrada, logrando así un factor de potencia cercano a la unidad. Además, la segunda etapa garantiza una tensión de salida regulada. Sin embargo, existen algunos inconvenientes:

1. La complejidad: es necesario diseñar dos convertidores, ambos capaces de transferir la potencia de entrada con el máximo rendimiento, por lo que, se utilizan 3 lazos de control.
2. La eficiencia final es el producto de la eficiencia de cada etapa individual, y dado que son números menores que 1, la multiplicación da un número menor.
3. El incremento del costo del circuito, ya que, debido a las dos etapas, se utilizan más componentes.

Para superar estos inconvenientes, el convertidor necesita integrar las funciones del *PFC* y de la conversión *CD – CD* aislada, en un convertidor de potencia de una sola etapa [5]. Es por ello el interés en el estudio y diseño del *CEPCA*, pues cumple con las siguientes características en un ciclo de conversión: corrección del factor de potencia, regulación de la tensión de salida y aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida.

1.2. Modos de operación del *CEPCA*

El esquema del *CEPCA* se muestra en la Figura 1.2, y las especificaciones de entrada-salida que se requieren se exponen en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1. Requerimientos eléctricos de entrada y salida del *CEPCA*.

Tensión de entrada de <i>CA</i> (V_{rms})	Tensión de salida promedio (V)	Potencia (kW)	Eficiencia (%)
$220 \pm 15 \%$	$120 \pm 3 \%$	2.4	> 90

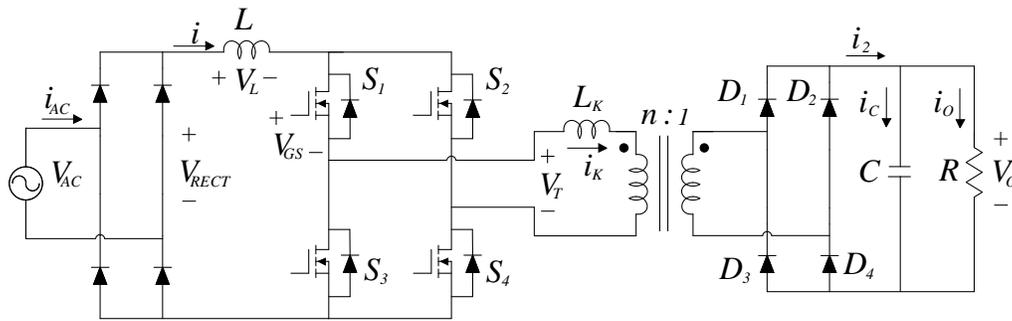
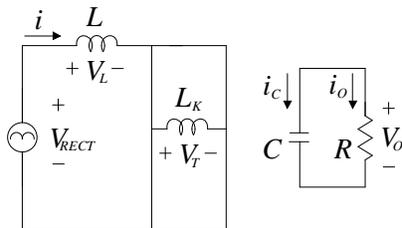


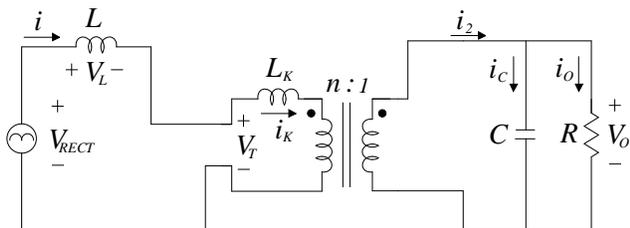
Figura 1.2. *CEPCA*.

El *CEPCA* presenta cuatro modos de funcionamiento, los cuales se muestran en la Figura 1.3. La secuencia de las señales de disparo para los interruptores operando dentro de un ciclo de conmutación típico, es la siguiente:

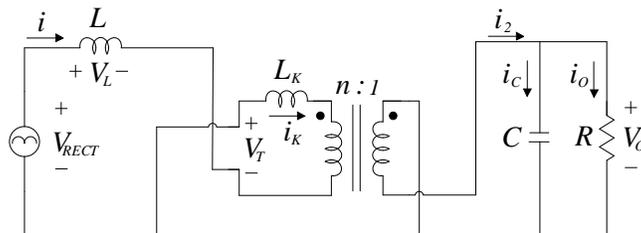
- Modo 1 y 3: Todos los interruptores del puente están encendidos.
- Modo 2: Sólo S_1 y S_4 están encendidos.
- Modo 4: Sólo S_2 y S_3 están encendidos.



(a) Modos 1 y 3.



(b) Modo 2.



(c) Modo 4.

Figura 1.3. Modos de funcionamiento del *CEPCA*.

En la Figura 1.4 se puede apreciar la combinación de los dispositivos encendidos y apagados, así como las formas de onda de las señales, para un ciclo de conmutación. El parámetro $D' = 1 - D$.

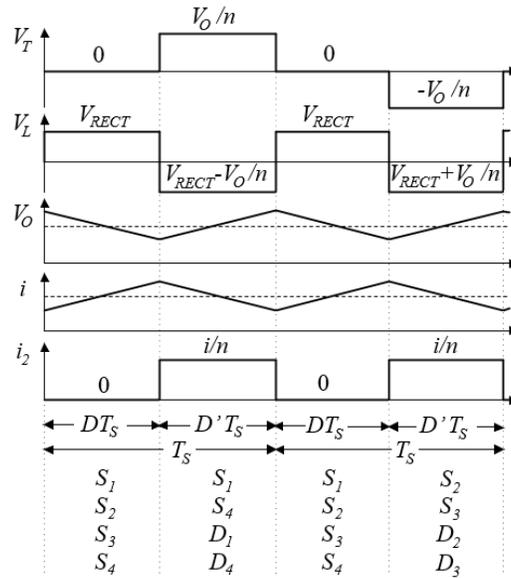


Figura 1.4. Formas de onda de tensiones y corrientes del *CEPCA* para un ciclo de conmutación.

1.3. Identificación de la problemática base

Durante un ciclo de conmutación típico, en estado estacionario, cuando todos los interruptores están encendidos, la corriente de entrada i se eleva y se almacena energía en la inductancia L . Los terminales del transformador quedan en cortocircuito, como se muestra en la Figura 1.3 (a). En consecuencia, la energía almacenada en la inductancia de dispersión L_K se disipa a través de la resistencia del devanado, hasta que se extingue. El capacitor C es el encargado de suministrar la energía a la carga.

Cuando sólo un par de interruptores diagonalmente opuestos están encendidos, el inductor L se conecta con la carga mediante los interruptores encendidos, el transformador y los diodos correspondientes. La corriente de entrada cae y el convertidor está en un modo de transferencia de energía. Debido a la inductancia de dispersión del transformador, la energía almacenada en L no puede transferirse inmediatamente hacia la carga y se produce una sobretensión transitoria en los terminales del transformador y de los interruptores, que pudiera sobrepasar los valores nominales para los que están diseñados ocasionando la destrucción de los dispositivos.

1.4. Estado del arte

Para analizar las diferentes alternativas de solución que eliminan las sobretensiones ocasionadas por la inductancia de dispersión del transformador, se realiza una búsqueda bibliográfica del tema entre patentes y artículos de revistas, publicados desde el año 2000 hasta la actualidad. Dada la cantidad de documentación encontrada, se efectúa un primer filtrado considerando: a) aquellos que proponen soluciones al problema de las sobretensiones y b) que estos documentos estuvieran citados. Derivado de lo anterior se redujo el número de publicaciones a 37 documentos relevantes para el análisis.

Fundamentalmente se engloban 4 variantes: (i) la utilización de circuitos *snubbers* (amortiguadores), (ii) el uso de inductores y condensadores (sin agregar algún interruptor) como tanque resonante, (iii) un buen diseño magnético del transformador y (iv) la técnica de modulación del ancho del pulso (*PWM*, por sus siglas en inglés) de los interruptores en el lado secundario del transformador.

Del estudio del estado del arte realizado se obtienen 16 topologías, las cuales se pueden observar en las Figuras 1.5 y 1.6.

En [6] y [7] se propone un circuito amortiguador que comprende: un diodo, dos condensadores y una resistencia (topología 1). El esquema de control se implementa mediante un *PWM* de conmutación suave que proporciona una lógica de conmutación, de manera que se minimiza la diferencia entre la corriente en el inductor de entrada y la corriente en la inductancia de fuga del transformador cuando tiene lugar la conmutación, permitiendo el uso de un circuito amortiguador pasivo simple. Por consiguiente, se logra la conmutación a cero tensión (*ZVS*, por sus siglas en inglés) de todos los interruptores en el lado derecho del inversor en el modo elevador del esquema bidireccional.

Para los circuitos de las referencias [3], [8] - [16], se incluye una rama extra conformada por un interruptor y un capacitor (topología 2). Donde el *snubber* activo ayuda a absorber el pico de tensión utilizando la resonancia entre el capacitor de la rama y la inductancia de dispersión del transformador, lo que inherentemente resulta en el *ZVS* de todos los interruptores del puente completo. Además, al diseñar adecuadamente el periodo de resonancia, el interruptor de la rama se puede desactivar muy cerca de la condición de *ZCS*, por lo que las pérdidas de apagado disminuyen. En [15] y [16] se cambia el condensador a la salida del rectificador por un doblador de tensión, lo que aumenta la eficiencia. En [17] la conmutación suave se realiza mediante un amortiguador simple formado por dos interruptores unidireccionales y un capacitor resonante en el lado primario (topología 9). Estos interruptores conmutan bajo *ZVS* y los interruptores del puente conmutan en una condición de *ZCS*.

Según se plantea en [2], [18] - [23], la inductancia de dispersión del transformador puede reducirse mediante el entrelazado de los devanados primario y secundario (topología 3). Esto trae como consecuencia que la tensión nominal de los interruptores primarios se reduzca, lo que disminuye significativamente las pérdidas de encendido en los interruptores. Además, los circuitos amortiguadores en el lado de tensión primaria se

pueden eliminar mediante el uso de transistores de potencia de efecto de campo semiconductores de óxido de metal (*MOSFET*, por sus siglas en inglés) totalmente calificados para la avalancha repetitiva. Por último, los diodos rectificadores de carburo de silicio permiten el apagado rápido del diodo, lo que reduce aún más las pérdidas.

En [5], [24] - [29] se utilizan los componentes parásitos de los interruptores de potencia y/o del transformador de aislamiento, junto con algún elemento pasivo adicional, para conformar un circuito tanque resonante (topologías 4 y 6). De esta forma se logra que el convertidor opere con *ZCS*, por lo tanto, sin disipación de energía en la conmutación. Con el fin de lograr la *ZCS* bajo un amplio rango de la carga, y ante variaciones de tensiones de entrada y regular la tensión de salida, en [5], [24] - [28] (topología 4) el tiempo de encendido de los interruptores se mantiene constante, lo que se cambia es el tiempo de apagado. Esto trae consigo la variación de la frecuencia de conmutación. Sin embargo, en [29] (topología 6) se propone un control *PWM* con conmutación suave en el cual los interruptores superiores pueden realizar la *ZCS* bajo un amplio rango de la carga utilizando la energía del condensador de salida. Por otra parte, debido al circuito resonante, los interruptores inferiores pueden realizar la *ZVS* bajo cualquier carga.

En las referencias [30] - [38] se tienen diferentes circuitos amortiguadores (topologías 5, 7, 8, 10 -12, 14 -16) que van desde un esquema sencillo, pero poco eficiente, como el que se presenta en [31], hasta un circuito que incluye un convertidor *flyback* [30] y [32]. En todos se logra *ZVS* y/o *ZCS*, además de que se emplea un capacitor con la función de fijar la tensión. El resto de los componentes sirven para reciclar la energía absorbida en el capacitor o precargarlo cuando se necesite. Cuando el circuito de amortiguamiento tiene incorporado algún interruptor, el amortiguador es activo, de lo contrario, es pasivo.

Otra solución particular que se expone en [39] (topología 13) es que, aprovechando un esquema bidireccional (como requerimiento según la aplicación), mediante la técnica *PWM* de los interruptores en el lado secundario del transformador, la tensión se enclava naturalmente a través de los dispositivos del lado primario, lo que elimina la necesidad de incorporar más elementos. El inconveniente de esta solución para el convertidor es que, en el lado secundario del transformador, el puente de diodos se debería cambiar por un puente de interruptores, lo que aumenta la complejidad del esquema y el riesgo de fallas. Para el caso de una topología en donde no se necesita la bidireccionalidad, ésta no es una solución recomendada.

En las variantes (i), (ii) y (iv), el objetivo es preestablecer la corriente en la inductancia de dispersión del transformador, al valor de corriente del inductor elevador de la entrada, antes de que ocurra el evento de conmutación, por lo que el di/dt será el menor posible.

En general, los objetivos de los investigadores que proponen las diversas técnicas son: lograr que no se produzcan las sobretensiones y realizar la conmutación suave de los interruptores, es decir, conmutar a tensión cero y/o a corriente cero para eliminar las pérdidas de encendido y/o de apagado.

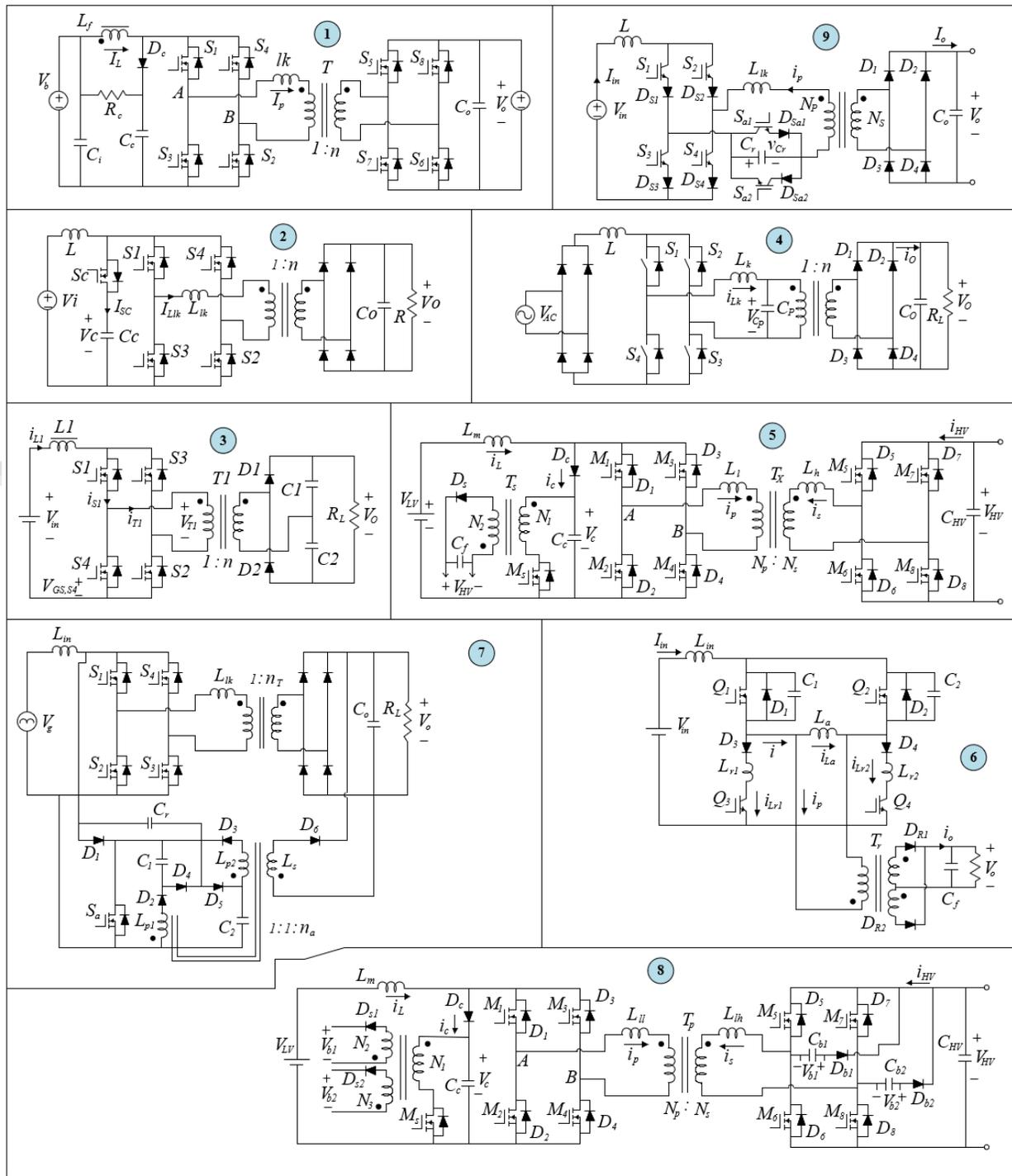


Figura 1.5. Topologías que proponen diferentes formas de eliminar las sobretensiones que ocurren en el *CEPCA*.

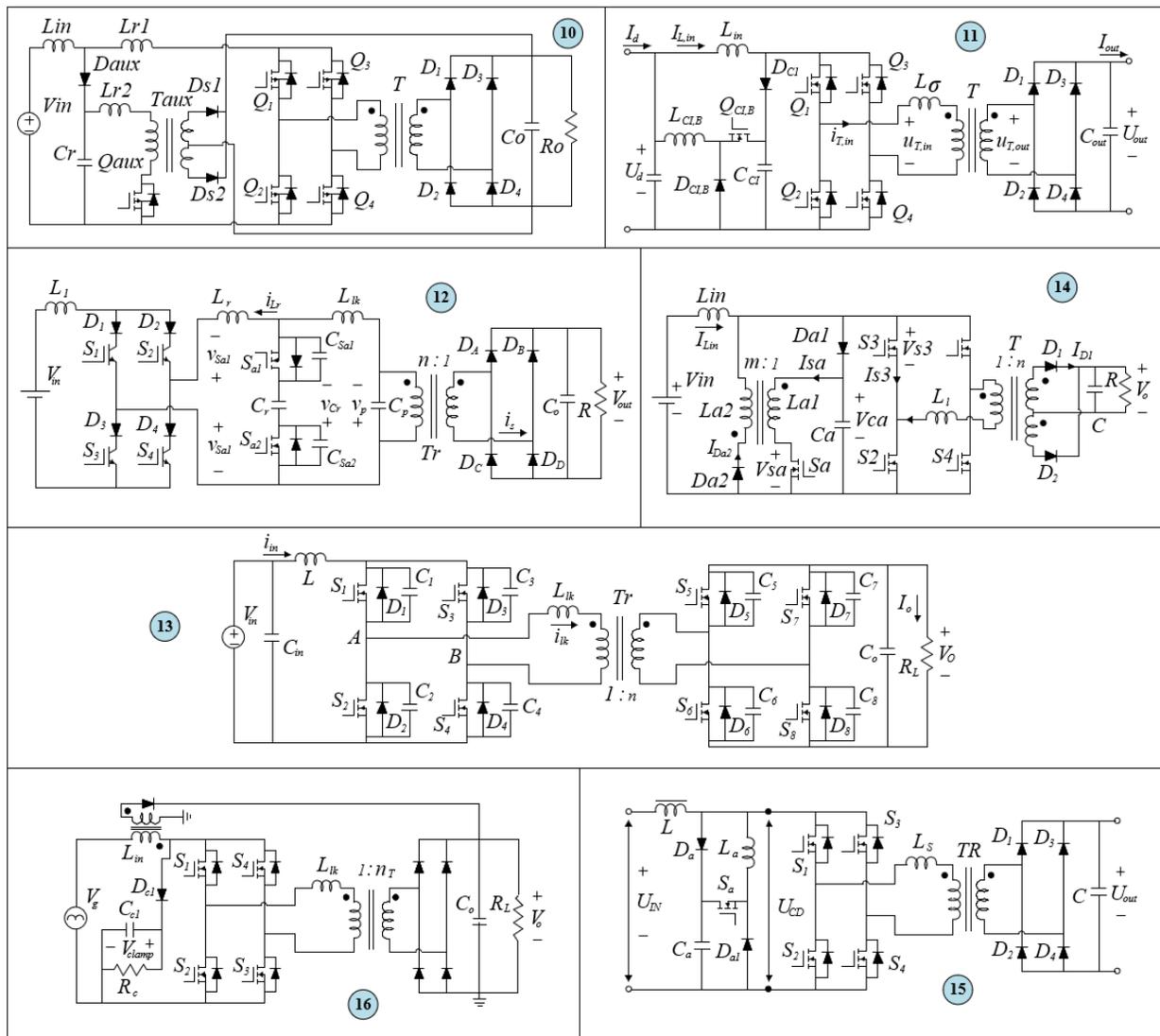


Figura 1.6. Topologías que proponen diferentes formas de eliminar las sobretensiones que ocurren en el CEPCA.

La Tabla 1.2 agrupa la información relacionada con las topologías y los documentos que las estudian. De izquierda a derecha se exponen por columna: (1ra) la topología; (2da) la variante a la que pertenece; (3ra) el año en el que se publicó; (4ta) la cantidad de autores que citan estos documentos; (5ta) el número de referencia; (6ta) la potencia a la que trabaja y (7ma) la eficiencia que se obtiene.

En la referencia [31] se realiza una comparación entre dos topologías, es por ello que aparece repetida en la Tabla 1.2. El símbolo (-) significa que no se encontró la información y en los casos donde se observa el símbolo (*), significa que existe una patente.

Tabla 1.2. Datos de los artículos y patentes y de las topologías que se estudian.

TOPOLOGÍA	VARIANTE	AÑO	CITAS	CUÁNTOS LA ESTUDIAN	REFERENCIA	POTENCIA	EFICIENCIA	
1	<i>Snubber</i> pasivo	2005	32	2	[6]*	-	-	
		2006	149		[7]	3 kW	92	
2	<i>Snubber</i> activo	2003	37	10	[8]*	1.6 kW	-	
		2007	13		[9]	20 kW	-	
		2000	37		[10]*	1.6 kW	93,3	
		2010	63		[11]	20 kW	90	
		2004	27		[12]	5 kW	90	
		2011	5		[3]	1 kW	90	
		2014	13		[13]	300 W	-	
		2013	28		[14]	500 W	94	
		2009	9		[15]	1.2 kW	95	
		2011	6		[16]	1.2 kW	92.8	
3	Buen diseño del transformador (entrelazado de los devanados primarios y secundarios)	2007	85	7	[2]	600 W	90.5	
		2008	12		[18]*	1.5 kW	98	
		2010	97		[19]*	1.5 kW	99	
		2009	6		[20]*	1.5 kW	97.9	
		2010	12		[21]	10 kW	92	
		2005	3		[22]	4 kW	92.6	
		2015	-		[23]	150 W	-	
4	Tanque resonante	2002	40	6	[24]	5 kW	-	
		2003	14		[25]	6 kW	-	
		2008	45		[5]	1.6 kW	87.6	
		2008	40		[26]	1 kW	92	
		2012	2		[27]	-	-	
		2008	39		[28]	1.4 kW	92	
5	<i>Snubber</i> activo	2010	37	1	[30]	1.5 kW	90	
6	Tanque resonante	2003	4	1	[29]	480 W	-	
7	<i>Snubber</i> activo	2001	19	1	[31]	250 W	88.2	
8	<i>Snubber</i> activo en el primario y <i>snubber</i> pasivo en el secundario	2011	3	1	[32]	1.5 kW	91.5	
9	<i>Snubber</i> activo	2009	27	1	[17]	5 kW	93	
10	<i>Snubber</i> activo	2012	41	1	[33]*	600 W	92	
11	<i>Snubber</i> activo	2008	27	1	[34]	1.2 kW	-	
12	<i>Snubber</i> activo	2010	14	1	[35]	5 kW	94	
13	Técnica <i>PWM</i> de los interruptores en el lado secundario del transformador	2014	29	1	[39]	250 W	93	
14	<i>Snubber</i> activo	2009	53	1	[36]	200 W	-	
15	<i>Snubber</i> activo	2015	1	2	[37]	1.5 kW	90	
		2013	3		[38]	1.5 kW	96.5	
16	<i>Snubber</i> pasivo	2001	19	1	[31]	250 W	80	
TOTAL DE DOCUMENTOS					37			

1.4.1. Selección de las soluciones a analizar a partir del estado del arte.

Evidentemente, la solución ideal es la de un buen diseño magnético del transformador (topología 3) a partir del entrelazado entre los devanados primarios y secundarios, ya que no es necesario introducir algún elemento extra. No obstante, si resulta que al seleccionar los parámetros del *CEPCA*, incluyendo el diseño del transformador, las sobretensiones no se eliminan, se debe de contar con una segunda solución.

Debido a la cantidad de esquemas, se desarrolla una metodología de selección, que proporcione una segunda solución. La selección se realiza con base en: 1) la eficiencia que se reporta en el documento, 2) la similitud en cuanto a la forma de hacer el enclavamiento de la tensión y 3) la complejidad dada por la cantidad de elementos incorporados.

Para dar una idea de cómo se eliminan las diferentes alternativas, se exponen algunos ejemplos. Las topologías 5, 7, 8, 10 y 14 conformadas por *snubbers* que contienen transformadores se desechan, pues la incorporación de los mismos, el interruptor y los demás componentes, aumenta el número de elementos y, por tanto, las probabilidades de fallas. Un caso similar es la topología 12, que aunque no tiene transformador, incorpora 4 elementos, entre ellos dos interruptores. El esquema 9 es similar al 4, es decir, con el mismo principio de funcionamiento de tanque resonante, pero el 4 no requiere interruptores adicionales, por lo tanto, se desecha la topología 9. De los circuitos 6 y 11 no se tienen datos de eficiencia, además las eficiencias alcanzadas en el 7 y en el 16, están por debajo de lo que se requiere. En consecuencia, estos circuitos se desechan. La topología 13 se descarta porque, como se explicó anteriormente, la técnica de *PWM* de los interruptores en el lado secundario del transformador, no es aplicable al *CEPCA*.

La topología 4 es la que menos elementos incorpora, con sólo dos elementos, ambos pasivos. El esquema 1 presenta dos componentes más que el 4. El esquema 2 incorpora sólo dos elementos igual que el 4, pero uno de ellos es un interruptor, lo que hace más complejo su funcionamiento y control. Por último en el circuito 15, se agregan dos componentes más que en el circuito 4, incluyendo un interruptor, por lo tanto, también es más complejo. En la Figura 1.4 se representa la metodología que se sigue.

Finalmente las dos soluciones a analizar son: a) la selección de todos los parámetros del *CEPCA* incluyendo el diseño del transformador, como en la topología 3 y b) la incorporación al *CEPCA* de los elementos que conforman el circuito resonante, como en la topología 4, en caso de producirse las sobretensiones en la solución a).

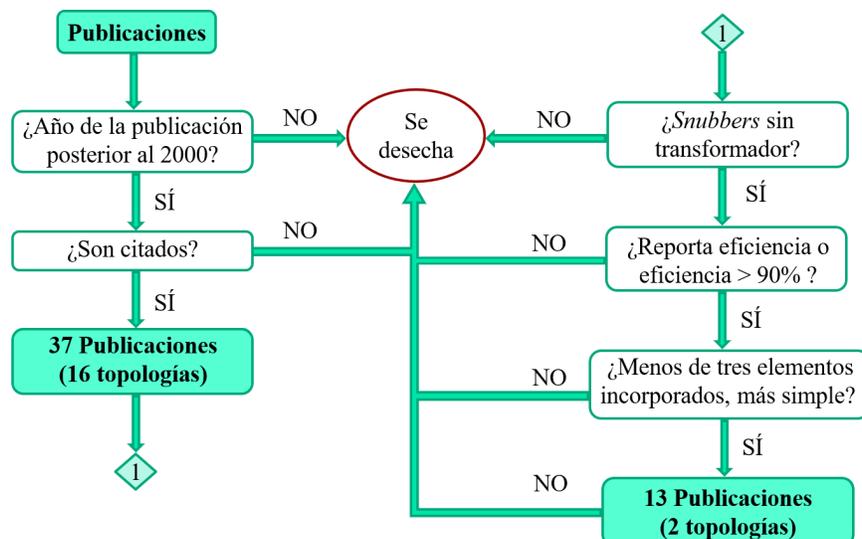


Figura 1.7. Metodología para seleccionar la segunda solución.

1.5. Planteamiento del problema

Considerando la problemática establecida del convertidor *CEPCA*, el análisis del estado del arte y las soluciones elegidas, en este trabajo de maestría se establecen los siguientes aspectos a resolver:

1. Establecer un metodología para el diseño de los parámetros del convertidor *CEPCA*. En [23] y [40], se presentan los modos de funcionamiento en estado estacionario y las ecuaciones para calcular los parámetros del convertidor *CEPCA*, cuando este convertidor tiene una fuente de *CD* en la entrada, pero no se tiene información de cómo obtener los parámetros, cuando la fuente de *CD* se cambia por una de *CA* y un puente rectificador.
2. Obtener los diferentes circuitos que conforman el esquema de control para la regulación de la tensión de salida, a través de la modulación de la frecuencia de conmutación. En [26], se propone un esquema de control para la regulación de la tensión de salida mediante la variación de la frecuencia de conmutación, pero no se tiene información de cuáles son los circuitos de cada etapa del esquema de control.

1.6. Hipótesis

Mediante un análisis de las expresiones para el diseño de los parámetros del convertidor elevador *PFC*, es posible utilizar dichas ecuaciones, con los cambios pertinentes, para el diseño de los parámetros del *CEPCA*. Además, a partir del estudio de circuitos de control para convertidores resonantes, es posible

crear los circuitos de las diferentes etapas del esquema de control y obtener un desempeño satisfactorio del convertidor operando sin sobretensiones.

1.7. Objetivos del trabajo de tesis

Para el desarrollo de este trabajo se plantearon los siguientes objetivos:

- **Objetivo general:** Diseñar los parámetros del convertidor elevador de puente completo aislado y los circuitos de control, con la solución elimine las sobretensiones.
- **Objetivos específicos:**
 1. Diseñar los parámetros del convertidor *CEPCA* para los requerimientos eléctricos establecidos.
 2. Seleccionar los parámetros del circuito resonante incorporado al *CEPCA*, en caso de que se presenten las sobretensiones en la simulación, luego de cumplirse el objetivo 1.
 3. Diseñar los circuitos de cada una de las etapas del esquema de control para la regulación de la tensión de salida.
 4. Validar mediante la simulación, que efectivamente se eliminan las sobretensiones y se obtiene, en lazo cerrado, un desempeño satisfactorio ante variaciones de la carga y de la fuente de entrada de *CD*.

1.8. Alcances

Este trabajo de tesis incluye:

1. Reporte del proceso de diseño de los parámetros del convertidor *CEPCA* para una fuente de *CA* en la entrada y de los parámetros del circuito resonante incorporado al *CEPCA* para una fuente de *CD*.
 2. Estudio y consideraciones de diseño de los circuitos de control para la operación en modo *ZCS* del *CEPCA* con tanque resonante para una fuente de *CD*.
 3. Evaluación por simulación del desempeño del convertidor, con la solución que elimine las sobretensiones, con respecto a los requerimientos establecidos en la Tabla 1.1.
-

Capítulo 2

Análisis y diseño del convertidor elevador de puente completo aislado

2.1. Antecedentes para el diseño de parámetros del *CEPCA*

Los parámetros del *CEPCA* se obtienen a partir de los procedimientos descritos en [23] y en la guía de Infineon [41]. En [23] se realiza el análisis en estado estacionario del convertidor que se muestra en la Figura 2.1 (a), al cual se le denominará convertidor elevador aislado de puente completo con fuente de corriente directa en la entrada (*CEPC_CD*), mientras que en [41] hacen lo mismo, pero para el convertidor elevador con corrección del factor de potencia, ver en la Figura 2.1 (b).

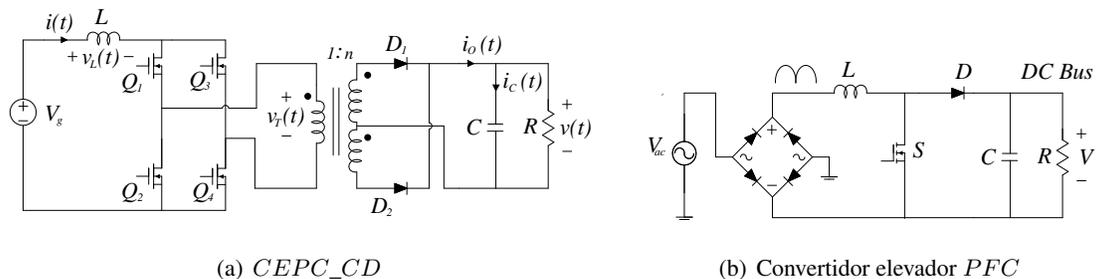


Figura 2.1. Circuitos que se tomaron como base para el diseño de los parámetros del *CEPCA*.

Para facilitar la visualización y el entendimiento, se repite la Figura 1.2 en la Figura 2.2, que es la que se utiliza como modelo de referencia del *CEPCA*.

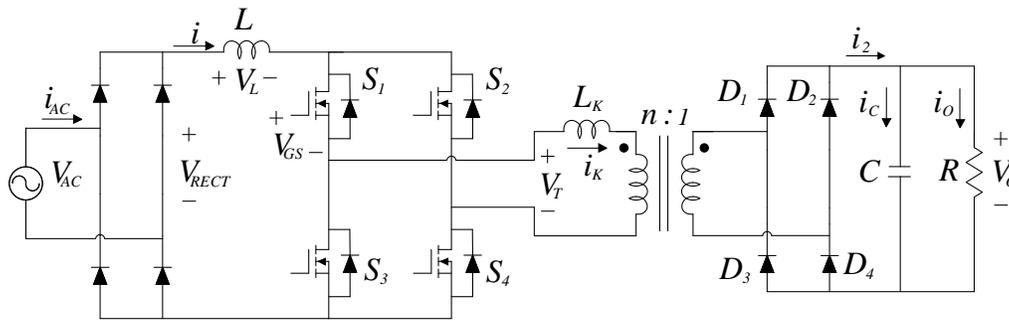


Figura 2.2. *CEPCA*.

En un primer diseño, se calcularon todos los parámetros del *CEPCA* con las fórmulas presentadas en [23], que es para una fuente de *CD* en la entrada. Sin embargo, al simular el *CEPCA* con estos parámetros, se observan grandes variaciones en los valores de salida: aproximadamente 75 % de rizo en la tensión y 85 % de rizo en la corriente. Ante los valores de salida V_O y i_O que se requieren, estas variaciones son inaceptables. En consecuencia, se decide utilizar las fórmulas que se exponen en la guía de Infineon [41] que son para el convertidor elevador con *PFC* y adaptar a un puente completo aislado los parámetros que correspondan, como es el caso del ciclo de trabajo y la relación de transformación n .

Cuando el *CEPCA* está en el modo 1 o 3 (Figura 1.3), el esquema resultante es prácticamente el mismo que el esquema del convertidor elevador con *PFC* con el interruptor S encendido: la bobina L está almacenando energía y el capacitor queda alimentando la carga. Los circuitos equivalentes a los modos 2 y 4 del *CEPCA*, excepto por el transformador, también son similares al circuito que resulta del convertidor elevador con *PFC* cuando está entregando energía a la carga. Por lo tanto, es válida la aproximación.

2.2. Análisis y diseño de los parámetros del *CEPCA*

En [41] se plantea que el convertidor elevador *PFC* puede operar en tres modos: Modo de Conducción Continua (*MCC*), Modo de Conducción Discontinua (*MCD*) y Modo de Conducción Crítico (*MCCr*). Para la operación en *MCD* o *MCCr*, la corriente del inductor debe caer a cero antes del siguiente ciclo. Esto da como resultado una mayor eficiencia con respecto al *MCC* y se eliminan las pérdidas por recuperación inversa del diodo. Sin embargo, el *MCD* tiene la desventaja de que la corriente pico en el inductor de entrada es más alta, comparada con la del *MCCr* y del *MCC*. Por otra parte, a partir de cierto nivel de potencia, la baja capacidad de filtrado y la alta corriente pico en el *MCCr*, comienzan a convertirse en desventajas. En aplicaciones de mayor potencia, el convertidor boost operando en *MCC* es la mejor opción.

A pesar de que la potencia que maneja el convertidor *CEPCA* no está en el rango de mayor potencia, el

convertidor opera en *MCC*, ya que éste el modo más adecuado para la corrección del factor de potencia, debido a que la forma de la corriente en el inductor de entrada es más suave y la corriente máxima de entrada es menor, lo que reduce las pérdidas de conducción. Además, el bajo rizo de corriente reduce los requerimientos del filtro inductivo de entrada.

2.2.1. Cálculo y selección de los parámetros

2.2.1.1. Selección de n

El convertidor elevador *PFC* no tiene transformador, pero para el *CEPCA* es necesario calcular n . Se parte de la restricción que tiene un convertidor elevador simple: la tensión de salida tiene que ser mayor a la tensión de entrada. En este caso, se considera como tensión de salida, la que queda aplicada a los terminales del transformador (V_T). La tensión de entrada es de 220 Vrms pero puede variar $\pm 15\%$, esto da un rango de 187 Vrms – 253 Vrms. El peor caso es cuando se alcanza un valor pico de $357.79 \text{ V} = 253 \times \sqrt{2}$. Luego, para que se cumpla la restricción del convertidor elevador, V_T debe ser mayor a ese valor. Para el cálculo se escoge 400 V, de manera que, primero se eleva con el inductor L a 400 V, y luego se reduce mediante el transformador para obtener la tensión de salida que se requiere. Por consiguiente, la relación de transformación es de $n = N_P/N_S = V_T/V_O = 400/120 = 3.33$, donde N_P y N_S son la cantidad de vueltas del enrollado primario y secundario, respectivamente.

2.2.1.2. Cálculo del ciclo de trabajo D

Para el convertidor elevador *PFC*, el ciclo de trabajo puede tomar cualquier valor entre 0 y 1. Sin embargo, para el *CEPCA* es necesario que cada pareja de interruptores del puente completo, en la posición diagonal, conduzca con un ciclo de trabajo mayor a 0.5. Esto, con el objetivo de asegurar la superposición de los interruptores y por lo tanto, una trayectoria de corriente continua para el inductor de entrada [23].

En [41] no aparece explícitamente una expresión para calcular D , pero de la ecuación que se propone para el cálculo de la inductancia L , como se observa en (2.1), se puede extraer la parte que calcula el ciclo de trabajo. Esta expresión debe ser multiplicada por 2 porque el convertidor elevador sólo tiene dos modos de operación: el interruptor S encendido o apagado; sin embargo, en el caso del *CEPCA* se tienen 4 modos de operación. En consecuencia, el valor del ciclo de trabajo debe ser multiplicado por dos para adaptarlo al *CEPCA*.

$$L \geq \frac{V_{AC_{\min}}^2 T_S}{\%_{\text{rizo}} P} \overbrace{\left(1 - \frac{\sqrt{2} V_{AC_{\min}}}{V_T}\right)}^a \quad (2.1)$$

$$D = 2 a = 2 \left(1 - \frac{\sqrt{2} V_{AC_{\min}}}{V_T} \right) = 2 \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times 187 \text{ V}}{400 \text{ V}} \right) = 0.67 \quad (2.2)$$

El ciclo de trabajo obtenido es proporcional al tiempo de encendido de cada pareja de interruptores durante un ciclo completo de conmutación. Además, las señales para el apagado/encendido de los transistores deben estar desfasadas 180° . Como el ciclo de trabajo es mayor a 0.5, el tiempo que esté funcionando la pareja de transistores de la diagonal principal (S_1 y S_4), después de pasar un semi-ciclo de conmutación, es igual al tiempo que estará encendida la otra pareja (S_2 y S_3) cuando comience el siguiente ciclo de conmutación. En la Figura 2.3 se puede apreciar con mayor detalle cómo quedarían las señales aplicadas a las compuertas de los interruptores. Para un semi-ciclo se tiene que el tiempo $T_L = T_S/2$ y $D_L = 2 D - 1$. Al multiplicar D_L por T_L da como resultado el tiempo donde todos los interruptores están encendidos, en cada semi-ciclo.

Para $f_S = 25 \text{ kHz}$ se obtiene un periodo $T_S = 40 \mu\text{s}$, $T_L = 20 \mu\text{s}$ y $D_L T_L = 7.10 \mu\text{s}$. Estos valores se comprobarán en una simulación mediante el software *PSIM*.

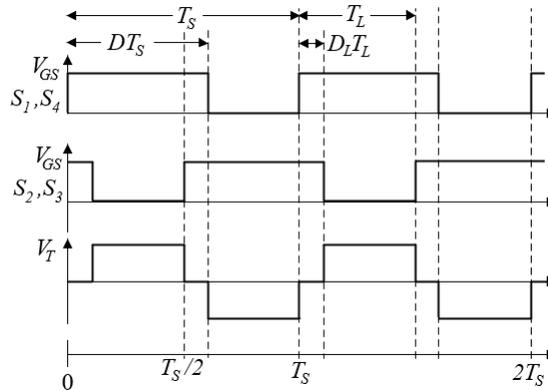


Figura 2.3. Señales de control aplicadas a las compuertas de los interruptores del *CEPCA*.

2.2.1.3. Cálculo y selección de L , C y R

La resistencia de carga se puede calcular como:

$$R = \frac{V_O^2}{P} = \frac{120^2 \text{ V}^2}{2400 \text{ W}} = 6 \Omega \quad (2.3)$$

En [41] las expresiones para calcular la inductancia de la entrada y su máxima corriente son (2.4) y (2.5). Como se toma el ciclo de trabajo obtenido a partir de la expresión (2.2), el valor de la inductancia L resultante ya se adapta al *CEPCA*. Típicamente se diseña para que el rizo de corriente del inductor a plena carga esté en el rango del 20 – 40 % de la corriente promedio de entrada [41]. Esto trae consigo que el pico de ésta sea menor, lo que reduce las pérdidas por conducción y las de apagado del dispositivo (apaga con una menor corriente). Para el diseño se toma un porcentaje de rizo del 20 %.

$$L \geq \frac{V_{AC_{\min}}^2 D T_S}{\%_{\text{rizo}} P} = \frac{187^2 \text{ V}^2 \times 0.67}{0.2 \times 2400 \text{ W} \times 25000 \text{ Hz}} = 1.97 \text{ mH} \quad (2.4)$$

$$i_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{2} P}{V_{AC_{\min}}} \left(1 + \frac{\%_{\text{rizo}}}{2} \right) = \frac{\sqrt{2} \times 2400 \text{ W}}{187 \text{ V}} \left(1 + \frac{0.2}{2} \right) = 19.96 \text{ A} \quad (2.5)$$

Cumpliendo con la restricción para la selección de la inductancia L , se simula con el valor inmediato superior comercial de 2.2 mH según [42] y se obtiene un valor de tensión de salida $V_O = 126 \text{ V}$. Se prueban con los siguientes valores inmediatos superiores comerciales de 2.7 mH y 3.3 mH. Con 3.3 mH es que se logra el valor deseado de $V_O = 120 \text{ V}$ e igualmente se cumple con la restricción de (2.4). Por lo tanto, se elige $L = 3.3 \text{ mH}$.

El condensador de salida debe estar dimensionado para cumplir con los siguientes requisitos: el tiempo de retención y el rizo de tensión de baja frecuencia, cuyas expresiones se muestran en las ecuaciones (2.6) y (2.7) respectivamente. Se selecciona el mayor de estos dos valores para cubrir los dos requisitos. El tiempo de retención especifica la cantidad de tiempo que permanecerá válida la salida, si se produce una falla en la línea de alimentación. Normalmente se toma como un ciclo de la red ($t_{\text{retención}} = 16.67 \text{ ms}$). Para ΔV_O , es usual tomar el $\pm 5\%$ de la tensión de salida, lo que equivale a 6 V. El parámetro $V_{O_{\min}}$ es la mínima tensión que debe sostener el capacitor durante el $t_{\text{retención}}$. En [41] se toma el 80% de la tensión de salida, lo que correspondería en este caso a 96 V.

$$C \geq \frac{2 P t_{\text{retención}}}{V_O^2 - V_{O_{\min}}^2} = \frac{2 \times 2400 \text{ W} \times 16.67 \times 10^{-3} \text{ s}}{120^2 \text{ V}^2 - 96^2 \text{ V}^2} = 15.43 \text{ mF} \quad (2.6)$$

$$C \geq \frac{P}{2 \pi f_{\text{red}} \Delta V_O V_O} = \frac{2400 \text{ W}}{2 \times \pi \times 60 \text{ Hz} \times 6 \text{ V} \times 120 \text{ V}} = 8.84 \text{ mF} \quad (2.7)$$

Finalmente se elige un capacitor de 16 mF.

2.2.1.4. Cálculo de la inductancia de dispersión del transformador

La inductancia de dispersión surge del flujo magnético que no conecta completamente los enrollados primario y secundario o no enlaza totalmente todas las vueltas en el devanado que genera el flujo. Por lo tanto, depende principalmente del enrollado y de la forma en la que está dispuesto sobre el núcleo. En [43] se establece un procedimiento de diseño, como se observa en la Figura 2.4, que permite estimar la inductancia de dispersión, así como el tipo de núcleo, las secciones de los bobinados primarios y secundarios, la eficiencia del transformador, entre otros. Los valores de entrada del procedimiento son: las tensiones y corrientes en el primario y el secundario (con lo que calcula la potencia aparente (S)), la frecuencia de conmutación, la temperatura del medio ambiente (T_a), la temperatura máxima del cuerpo del transformador (T_s), el material del núcleo y el factor de llenado (k_{Cu}).

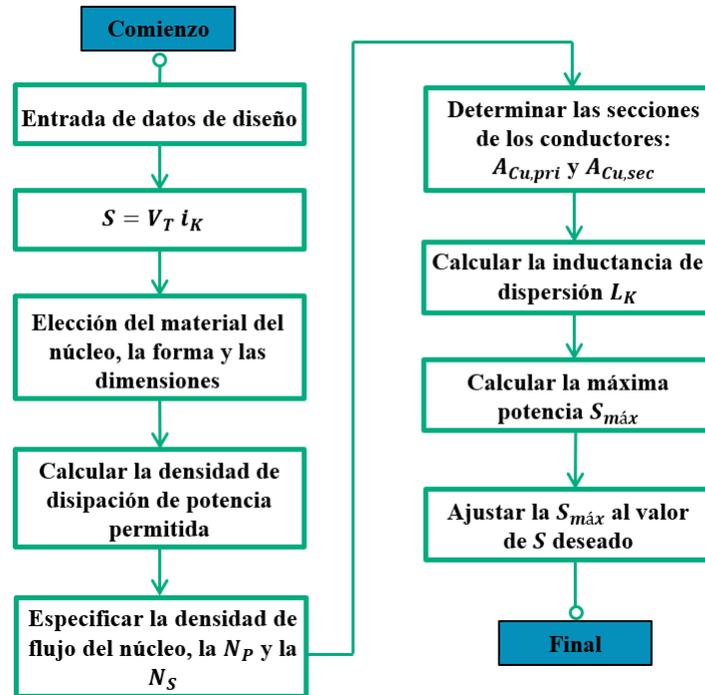


Figura 2.4. Procedimiento descrito en [43] para el diseño del transformador.

El conductor puede estar compuesto de un solo alambre redondo o cuadrado, o puede ser un conductor especial multicapa conocido como alambre de Litz, en el cual cada filamento tiene un diámetro del orden de algunos cientos de micras o menos. Lo recomendable es utilizar este tipo de alambre, en donde existan problemas con lo que se conoce en la literatura como efecto piel del conductor. Cuando un conductor de cobre lleva una corriente variable en el tiempo, ésta genera un campo magnético y éste a su vez, produce corrientes parásitas que fluyen en el interior del alambre, en la dirección opuesta a la corriente aplicada, de manera que tienden a proteger el interior del conductor de la misma y del campo magnético resultante [43]. En consecuencia, la densidad de corriente total es más grande en la superficie del conductor y disminuye exponencialmente en la medida que se acerca al centro. En [43] se presenta una tabla que indica la profundidad de la piel (δ) de un conductor de cobre de 10.6 mm para varias frecuencias, tal y como se observa en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Profundidad de la piel de un conductor de cobre para varias frecuencias a una temperatura de 100° C [43].

Frecuencia	50 Hz	5 kHz	20 kHz	500 kHz
δ	10.6 mm	1.06 mm	0.53 mm	0.106 mm

Si las dimensiones de la sección transversal del conductor utilizado para el devanado son mayores que la

profundidad de la piel, la mayor parte de la corriente transportada se concentrará en una capa relativamente delgada sobre la superficie, aproximadamente con el espesor de la piel. El resultado neto de esto, es que la resistencia efectiva del conductor será mucho mayor que la resistencia de corriente continua debido a que el área eficaz de la sección transversal para el flujo de corriente es pequeña, comparada con la sección geométrica del conductor [43].

Según [43], la solución a este problema es usar conductores con dimensiones de sección transversal en el orden de la profundidad de la piel, de manera que las consecuencias del efecto piel puedan ser despreciadas. Tales consideraciones conducen al desarrollo de una estructura especial de conductores para aplicaciones de alta frecuencia, las cuales incluyen el alambre de Litz. Debido a que la topología se opera en el rango de la alta frecuencia y por los parámetros eléctricos primarios y secundarios, los devanados del transformador se deben enrollar con alambre de Litz. En la práctica, se utiliza un factor de llenado de 0.3 para el hilo de Litz.

En cuanto a la temperatura máxima, suele limitarse entre 100°C y 125°C . La fiabilidad del aislamiento en los devanados de cobre (usualmente una delgada capa de barniz) disminuye rápidamente con el aumento de temperatura por encima de los 100°C , es por ello que se toma este valor para el cálculo.

La combinación óptima de las dimensiones del núcleo y los devanados se encontrarán a menudo mediante el uso de un programa de optimización por computadora [43]. Se cuenta con el archivo *.xls* de *Microsoft EXCEL* que viene acompañado con la versión digital de la referencia [43], donde están las fórmulas y el método del producto de áreas empleado para el diseño óptimo del transformador. En el software se introducen los parámetros de entrada antes mencionados en la sección 2.2.1.4 y a partir de la selección del material magnético se presentan varios resultados de inductancias de dispersión. En la Tabla 2.2 se exponen los datos de entrada y los resultados de diseño que arroja el archivo *.xls*. La inductancia más baja obtenida es de $2.114\ \mu\text{H}$, con un núcleo de ferrita del material 3C94.

Tabla 2.2. Parámetros obtenidos por el método de diseño del transformador de [43].

Parámetros de Entrada									
k_{Cu}	T_a ($^{\circ}\text{C}$)	T_s ($^{\circ}\text{C}$)	f_s (kHz)	Material	V_T (V)	i_K (A)	V_O (V)	i_2 (A)	S (VA)
0.3	25	100	25	3C94	400	6	120	20	2400

Parámetros de Salida									
Tipo de núcleo	# de núcleo	J (A/mm^2)	B_{pico} (mT)	N_P (#)	N_S (#)	$A_{Cu,pri}$ (mm^2)	$A_{Cu,sec}$ (mm^2)	L_K (nH)	Eficiencia (%)
Núcleo EC	EC35	4.1	356	120	36	1.46	4.88	8681	99.90
Núcleo PM	PM 62/49	2.6	256	24	7	2.28	7.59	2114	99.49

2.2.2. Validación por simulación

Una vez calculados todos los parámetros para el *CEPCA*, que se muestran en la Tabla 2.3, se procedió a la validación de los resultados mediante la simulación con el software *PSIM*. El esquema final se muestra en la Figura 2.5. Para la simulación, todos los elementos se consideraron ideales.

Tabla 2.3. Parámetros de simulación del *CEPCA*.

V_{AC} (Vrms)	f_{red} (Hz)	f_s (kHz)	D	L (mH)	L_K (μ H)	n	C (mF)	R (Ω)	V_O (V_{DC})	Paso int. (μ s)
220	60	25	0.67	3.3	2.114	3.33	16	6	120	0.4

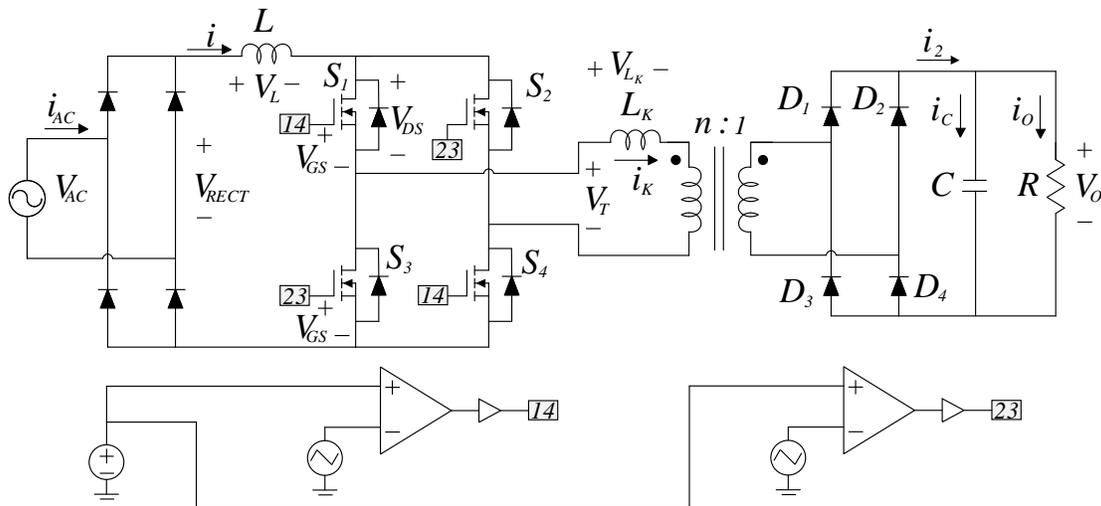


Figura 2.5. Esquema que se implementa en *PSIM* del *CEPCA*.

En las Figuras 2.6-2.9 se exponen los resultados obtenidos. Como se aprecia en la Figura 2.6, la tensión de salida promedio es de 120.90 V con un rango de variación de 118.38 V a 123.89 V. Estos valores se encuentran dentro del margen deseado para V_O , que debe ser de 117.40 V a 123.60 V. Para la corriente de salida se obtiene un valor promedio de 20.15 A y varía desde 19.72 A hasta 20.68 A, lo que produce un rizo menor a 1 A.

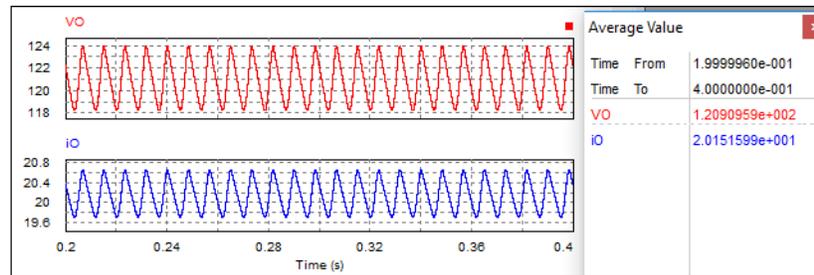


Figura 2.6. Tensión V_O y corriente i_O de salida del *CEPCA*.

En la Figura 2.7 se muestran las señales en las compuertas de las parejas de interruptores ($V_{GS_{S_1,S_4}}$) y ($V_{GS_{S_2,S_3}}$), la tensión en los terminales del interruptor S_1 ($V_{DS_{S_1}}$) y en los terminales del transformador (V_T). Se observa que cuando se apaga un pareja de transistores, por ejemplo $S_1 - S_4$, tanto en los terminales del transformador, como en los de S_1 , se produce una sobretensión transitoria con un pico de 828 V. Tomando como referencia los 400 V para los que fue diseñado el transformador, este pico significa que sería necesario sobredimensionar los interruptores un 206 %. Claramente se refleja la ocurrencia del problema que se menciona en el capítulo anterior. En la parte plana de operación, el error con respecto a la tensión de 400 V, se considera despreciable.

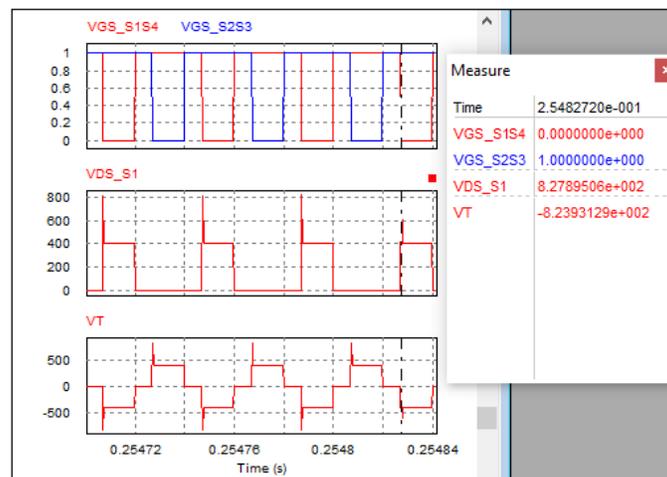


Figura 2.7. Señales aplicadas a las compuertas de los interruptores $V_{GS_{S_1,S_4}}$ y $V_{GS_{S_2,S_3}}$, tensión $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del transformador del *CEPCA*.

En la Figura 2.8 se muestran las corrientes en el inductor L (i) y la de entrada del transformador (i_K). La máxima corriente que se tiene es de 20.81 A, lo que representa 0.9 A por encima de la que se calculó mediante la expresión (2.5).

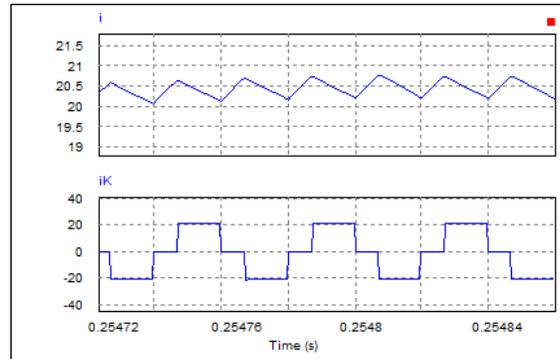


Figura 2.8. Corriente i y corriente que pasa por el transformador i_K del *CEPCA*.

En la Figura 2.9 se muestran las señales de tensión y corriente de la fuente de *CA*. Cabe notar que el factor de potencia es bajo, con valor de 0.77, similar a lo que se tiene en un circuito *PFC* sin ningún control aplicado.

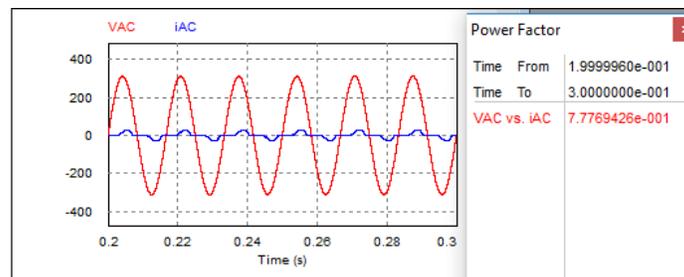


Figura 2.9. Tensión V_{AC} y corriente i_{AC} de entrada y factor de potencia del *CEPCA*.

Otra prueba que se realiza, es la de cambiar la fuente de *CA* por una fuente de *CD* en la entrada, equivalente al valor promedio de la fuente de alterna rectificadora, de valor $V_{RECT_{prom}} = (2 \times 311)/\pi = 198$ V, como se muestra en la Figura 2.10. Obviamente, los valores alcanzados de tensiones y corrientes de salida no son los requeridos puesto que se diseñó para una fuente de *CA*, ver en la Figura 2.11. Sin embargo, se observa en la Figura 2.12 que, incluso para una entrada de *CD*, se producen las sobretensiones transitorias en los terminales, tanto del interruptor S_1 ($V_{DS_{S_1}}$), como en los del transformador, con un pico de 421 V, lo que correspondería a sobredimensionar un 140% los interruptores.

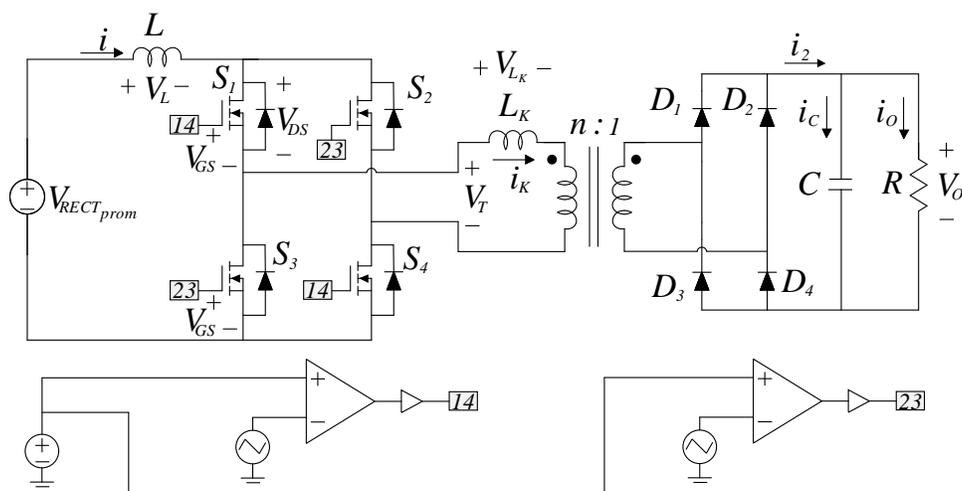


Figura 2.10. Esquema que se implementa en *PSIM* del *CEPCA* para una fuente de *CD* en la entrada.

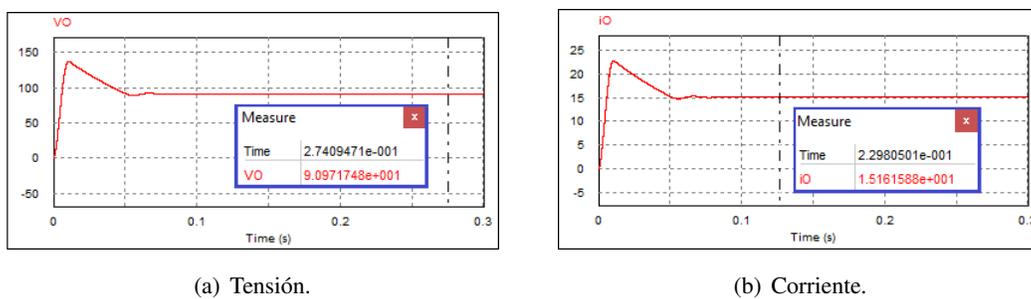


Figura 2.11. Señales de salida V_O e i_O del *CEPCA* para una fuente de *CD* en la entrada.



Figura 2.12. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del *CEPCA* para una fuente de *CD* en la entrada.

2.2.3. Análisis de los resultados más importantes

Para poder asegurar que la sobretensión se produce efectivamente, es necesario analizar la posibilidad de que ocurriese una sobretensión de esa magnitud en la práctica. Para ello se remite a los tiempos de encendido y

apagado de los interruptores. En la Figura 2.13 se muestra la señal aplicada a la compuerta de un interruptor y lo que sucede con la tensión drenaje-fuente, así como los tiempos en que tarda el interruptor en operar: tiempo de retardo, tiempo de subida, tiempo de almacenamiento, tiempo de caída, tiempo de encendido y tiempo de apagado (t_d , t_r , t_s , t_f , t_{on} y t_{off} por sus siglas en inglés, respectivamente).

Si se observa con detenimiento la Figura 2.7, se percibe que la sobretensión ocurre en el momento en que se apaga una pareja de transistores, lo que indica que el tiempo que se debe considerar es el tiempo t_f .

La tensión y la corriente de operación normal de los interruptores para la topología 3 son 400 V y 20 A, como se calculó anteriormente. En la práctica, para seleccionar un dispositivo con estas características, independientemente del requisito de potencia disipada y la temperatura, es común sobredimensionar un 50 %. Luego, se busca en el mercado comercial un transistor que sea de 600 V y 30 A. En la Tabla 2.4 se exponen los parámetros extraídos de la hoja de datos, de dos dispositivos comerciales que pudieran utilizarse.

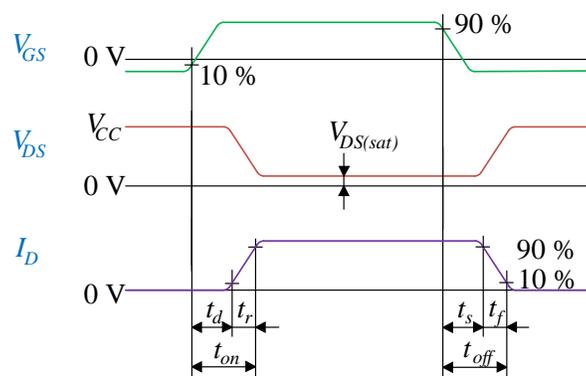


Figura 2.13. Tiempos de encendido y apagado de un interruptor.

Tabla 2.4. Parámetros nominales de operación de los interruptores comerciales encontrados.

Fabricante	Tipo	Dispositivo	V_{GS} (V)	I_D (A)	t_d (ns)	t_r (ns)	t_s (ns)	t_f (ns)
RENESAS	IGBT	RJH60T04DPQ-A1	600	30	54	52	136	45
ROHM	MOSFET	R6030KNZ	600	30	35	65	100	50

La tensión en la inductancia de dispersión se obtiene mediante la multiplicación de la inductancia por la derivada de la corriente que circula a través de ella respecto del tiempo. Haciendo una aproximación, se puede expresar la derivada de la corriente (di_K) como un cambio en la corriente (Δi_K) que existe cuando se pasa de los Modos 1 o 3, a los Modos 2 o 4 de la Figura 1.2, cuya transición ocurre en el tiempo que cambian los estados encendidos-apagados de una pareja de interruptores, dado por el tiempo t_f . Tomando en cuenta esta consideración, mediante las expresiones (2.8) y (2.9) se calcula cuánto sería la sobretensión

que pudiera tenerse en la práctica.

$$\mathbf{RJH60T04DPQ-A1} \quad V_{L_K} = L_K \frac{di_K}{dt} \simeq L_K \frac{\Delta i_K}{t_f} = 2.114 \times 10^{-6} \mu\text{H} \frac{20.81 \text{ A}}{45 \times 10^{-9} \text{ s}} = 977.60 \text{ V} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{R6030KNZ} \quad V_{L_K} = L_K \frac{di_K}{dt} \simeq L_K \frac{\Delta i_K}{t_f} = 2.114 \times 10^{-6} \mu\text{H} \frac{20.81 \text{ A}}{50 \times 10^{-9} \text{ s}} = 879.84 \text{ V} \quad (2.9)$$

Dados los resultados obtenidos, se puede concluir que si se construyera algún prototipo experimental del *CEPCA*, tal y como está diseñado, se van a presentar las sobretensiones y que éstas pudieran ser incluso de mayor magnitud que los valores que se obtienen en la simulación. Por todo lo anteriormente planteado, se necesita recurrir a la segunda variante, es decir, incorporar un circuito resonante como en la topología 4.

Capítulo 3

Análisis y diseño del convertidor resonante elevador de puente completo aislado con fuente de corriente directa.

En esta parte se presenta el *CEPCA* para una fuente de *CD* en la entrada, con dos elementos pasivos incorporados que funcionan como un tanque resonante, como en la topología 4. Este convertidor tendrá el nombre de convertidor resonante elevador de puente completo aislado con fuente de corriente directa (*CREPC_CD*). El valor de la fuente de *CD* del *CREPC_CD* es el valor promedio de la fuente rectificadora ($V_{RECT_{prom}}$). En conjunto con los parámetros del circuito resonante, se obtienen algunos de los parámetros y circuitos que servirán de igual forma para cuando se alimenta con la fuente de *CA*.

3.1. Antecedentes para el diseño de los parámetros del *CREPC_CD*

El diseño se basa en los procedimientos descritos en [5] y en [26]. Cada documento realiza el análisis en estado estacionario del convertidor, en [5] para una entrada de *CA* y en [26] para una entrada de *CD*. El esquema 4 de la Figura 1.5 pertenece a [5] y el de [26] es similar al de la Figura 3.1, la cual se toma como referencia para el *CREPC_CD*. El elemento L_K es la suma de la inductancia de dispersión del transformador con una inductancia adicional y C_P es la suma de la capacitancia parásita del transformador y de un capacitor adicional. Los componentes L_K y C_P se utilizan como tanque resonante para lograr *ZCS*. Para que exista una analogía con las expresiones de [5] y [26], la n , que hasta el momento se ha tomado como $n = N_P/N_S$, se considerará de manera inversa, es decir, $\tilde{n} = 1/n = N_S/N_P$. Obviamente, para mantener el concepto de reducción del transformador, la \tilde{n} será un número menor que 1.

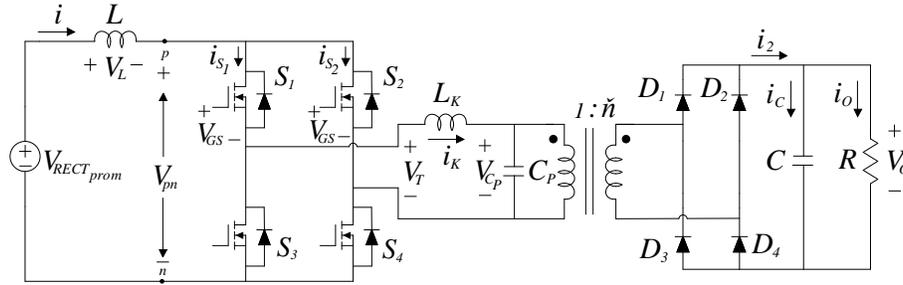


Figura 3.1. CREPC_CD.

3.2. Análisis del CREPC_CD

3.2.1. Modos de operación

Existen diez modos de operación en un ciclo completo. Los Modos 1 – 5 son simétricos a 6 – 10. En la Figura 3.2 se representan las principales formas de ondas usadas para analizar cada modo. El tiempo de *ZCS* (T_{ZCS}) de los interruptores se define como el tiempo de traslape de las cuatro señales de activación de las compuertas de los transistores. El tiempo de activación T_{ON} se define como el periodo en el que la tensión a través del puente completo (V_{pn}) es cero. En la Figura 3.3 se representan los esquemas de los 10 modos. Las diferentes líneas describen la circulación de las corrientes.

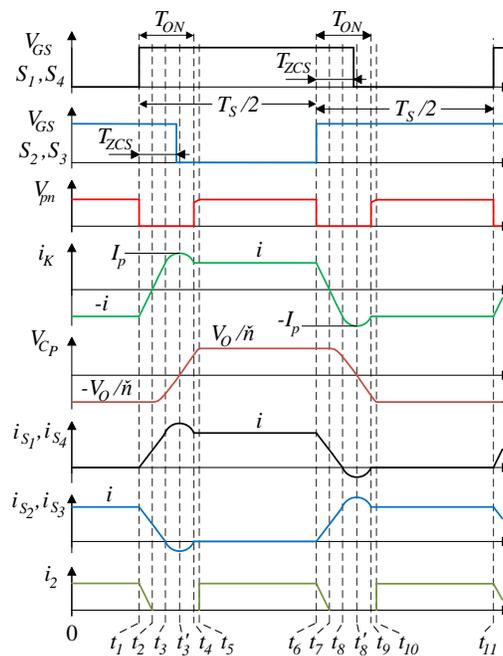


Figura 3.2. Principales formas de onda del CREPC_CD para un ciclo de conmutación.

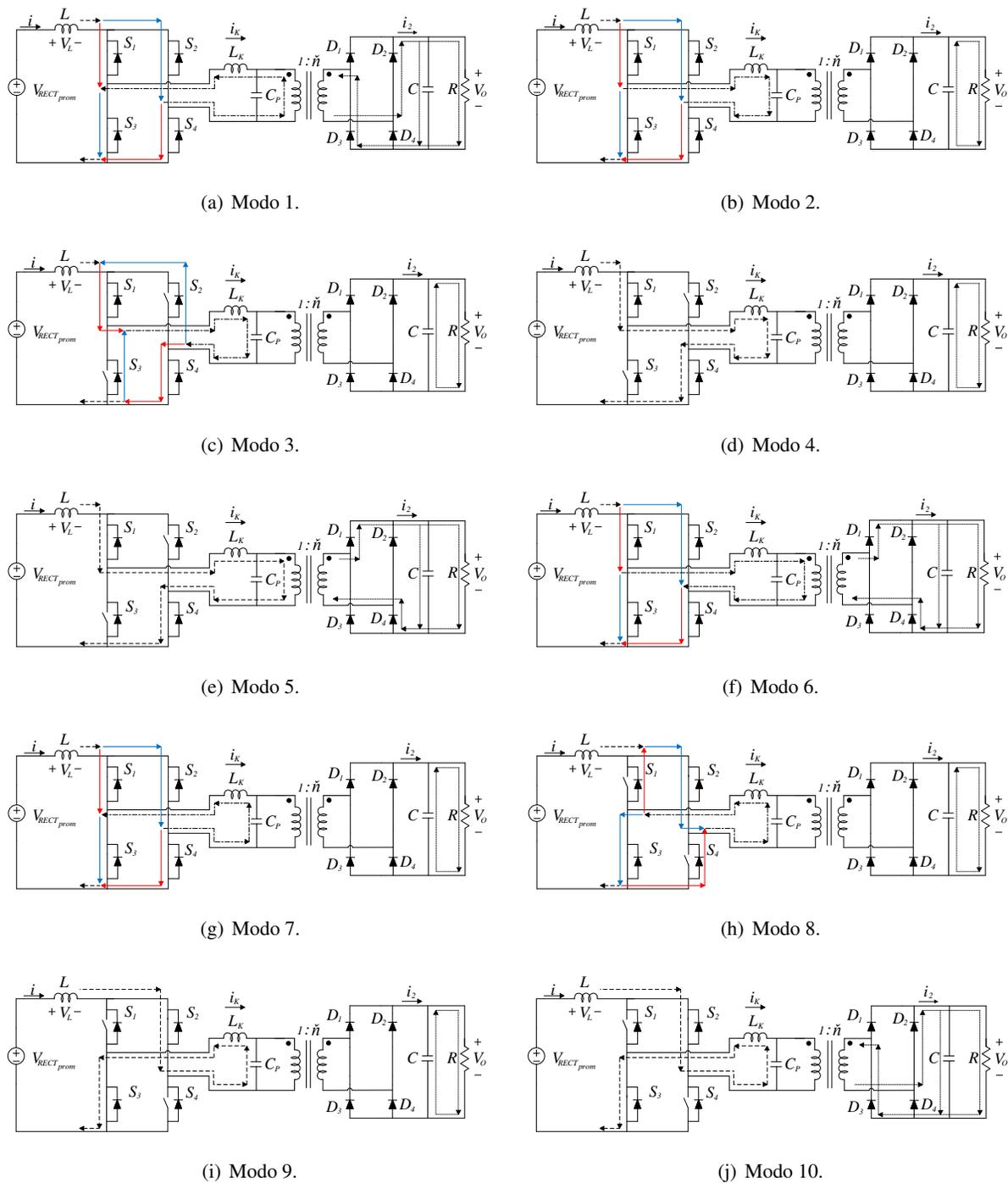


Figura 3.3. Modos de funcionamiento del $CREPC_CD$.

Modo 1: $t_1 - t_2$ (Modo elevador y de transferencia de energía de L_K hacia la carga). En $t = t_1$ se activan S_1 y S_4 , por lo que en este modo S_1, S_2, S_3, S_4, D_2 y D_3 están activados. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (a). La energía almacenada en L_k se transfiere hacia la carga de salida y la corriente i_k

se incrementa. La corriente que fluye a través de S_2 y S_3 disminuye y la que fluye a través de S_1 y S_4 se incrementa. En la Figura 3.4 se presenta el esquema que se genera y las ecuaciones correspondientes son (3.1)-(3.4).

Nota: Los esquemas para cada modo no reflejan los sentidos ni las polaridades reales de las corrientes y tensiones en el circuito, sino que reflejan la convención de signos que se toma, que es invariante para cada modo. Los esquemas sirven de apoyo para obtener las ecuaciones que se utilizarán posteriormente para la obtención del modelo matemático del $CREPC_{CD}$.

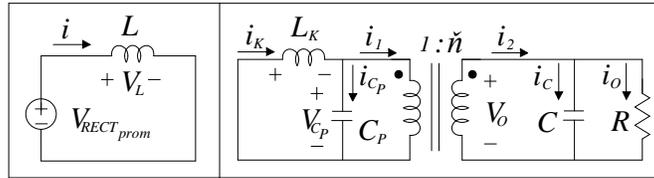


Figura 3.4. Esquema y convención de signos del $CREPC_{CD}$ para el modo 1.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{RECT_{prom}}}{L} \quad (3.1) \quad \frac{di_K}{dt} = -\frac{V_{C_P}}{L_K} \quad (3.2)$$

$$\frac{dV_{C_P}}{dt} = \frac{i_K - \frac{\tilde{n}^2 V_{C_P}}{R}}{C_P + \tilde{n}^2 C} \quad (3.3) \quad \frac{dV_O}{dt} = \frac{\frac{i_K}{\tilde{n}} - \frac{V_O}{R}}{C + \frac{C_P}{\tilde{n}^2}} \quad (3.4)$$

Resolviendo (3.2) se obtiene (3.5). El modo 1 termina cuando i_K es igual a cero y entonces D_2 y D_3 se apagan, de manera que su duración se puede obtener con (3.6).

$$i_K(t) = \frac{V_O}{\tilde{n} L_K} (t - t_1) - i \quad (3.5) \quad T_{21} = (t_2 - t_1) = \frac{\tilde{n} i L_K}{V_O} \quad (3.6)$$

Modo 2: $t_2 - t_3$ (Modo elevador y de resonancia). En este modo S_1, S_2, S_3, S_4 continúan activados. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (b). Debido a la resonancia entre L_K y C_P , la corriente que fluye a través de S_2 y S_3 disminuye y la que fluye a través de S_1 y S_4 se incrementa. En la Figura 3.4 se muestra el esquema que se genera y las ecuaciones correspondientes son (3.7)-(3.10).

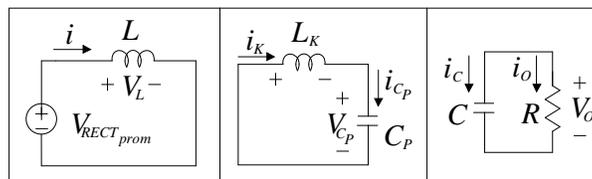


Figura 3.5. Esquema y convención de signos del $CREPC_{CD}$ para el modo 2.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{RECT_{prom}}}{L} \quad (3.7) \quad \frac{di_K}{dt} = -\frac{V_{C_P}}{L_K} \quad (3.8)$$

$$\frac{dV_{C_P}}{dt} = \frac{i_K}{C_P} \quad (3.9)$$

$$\frac{dV_O}{dt} = -\frac{V_O}{R C} \quad (3.10)$$

Resolviendo (3.8) se obtiene (3.11), donde la frecuencia de resonancia f_r y la impedancia característica de resonancia Z_r se definen por (3.12) y (3.13), respectivamente.

$$i_K(t) = \frac{V_O}{\tilde{n} Z_r} \sin(2 \pi f_r (t - t_2)) \quad (3.11)$$

$$f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_K C_P}} \quad (3.12) \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_K}{C_P}} \quad (3.13)$$

En $t = t_3$, la corriente del inductor i_K es igual a i y la corriente que fluye a través de S_2 y S_3 es cero. Luego la duración del modo 2 se puede obtener mediante la ecuación (3.14).

$$T_{32} = (t_3 - t_2) = \frac{1}{2 \pi f_r} \arcsin\left(\frac{\tilde{n} i Z_r}{V_O}\right) \quad 0 < 2 \pi f_r < \pi/2 \quad (3.14)$$

Modo 3: $t_3 - t_4$ (Modo elevador y periodo de ZCS). En este modo, S_1 , S_4 y los diodos en anti paralelo de S_2 y S_3 están encendidos. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (c). El esquema y las ecuaciones son las mismas que para el modo 2. Debido a que la corriente del inductor i_K fluye a través de los diodos de S_2 y S_3 , estos últimos se pueden apagar con ZCS . En este modo también ocurre un proceso resonante. En $t = t'_3$, la corriente del inductor i_K alcanza el valor máximo I_p y la tensión del condensador V_{C_P} se iguala a cero.

Si la corriente pico del inductor L_K (I_p) es mayor que i , entonces se puede conseguir el ZCS . A partir de (3.11), I_p se resuelve como:

$$I_p = |i_K(t)|_{máx} = \frac{V_O}{\tilde{n} Z_r} \quad (3.15)$$

En $t = t_4$, la corriente del inductor i_K es igual a i nuevamente y el proceso resonante termina. La duración del modo se puede obtener mediante (3.16).

$$T_{42} = (t_4 - t_2) = \frac{\pi - 2 \pi f_r T_{32}}{2 \pi f_r} \quad (3.16)$$

Modo 4: $t_4 - t_5$ (Periodo de carga de C_P). En este modo, S_1 y S_4 están encendidos. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (d). La corriente i_K es igual a i y el condensador resonante C_P se carga por i . En la Figura 3.6 se tiene el esquema que se genera y las ecuaciones correspondientes son (3.17)-(3.19).

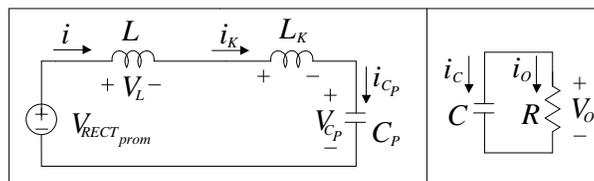


Figura 3.6. Esquema y convención de signos del $CREPC_CD$ para el modo 4.

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_K}{dt} = \frac{V_{RECT_{prom}} - V_{C_P}}{L + L_K} \quad (3.17)$$

$$\frac{dV_{C_P}}{dt} = \frac{i_K}{C_P} \quad (3.18) \quad \frac{dV_O}{dt} = -\frac{V_O}{RC} \quad (3.19)$$

Resolviendo (3.18) se obtiene la tensión del condensador V_{C_P} . En $t = t_5$ la tensión V_{C_P} se iguala a V_O/\tilde{n} , esto hace que D_1 y D_4 se enciendan. La duración del modo se puede obtener mediante la ecuación (3.21).

$$V_{C_P} = -\frac{V_O}{\tilde{n}} \cos(2\pi f_r T_{42}) + \frac{i}{C_P} (t - t_4) \quad (3.20)$$

$$T_{54} = (t_5 - t_4) = \frac{V_O (1 + \cos(2\pi f_r T_{42})) C_P}{\tilde{n} i} \quad (3.21)$$

Modo 5: $t_5 - t_6$ (Modo de transferencia de energía hacia la carga). En este modo, S_1 , S_4 , permanece encendidos, mientras que D_1 y D_4 se activan. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (e). La energía de la fuente se transfiere hacia la carga de salida y la tensión del condensador V_{C_P} se mantiene en V_O/\tilde{n} . En la Figura 3.7 se tiene el esquema correspondiente y las ecuaciones están dadas por (3.22)-(3.24).

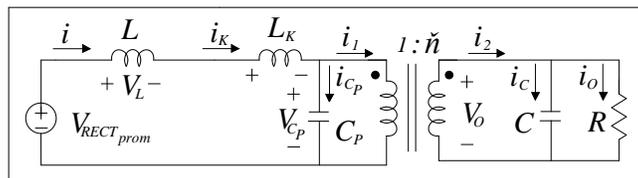


Figura 3.7. Esquema y convención de signos del $CREPC_CD$ para el modo 5.

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_K}{dt} = \frac{V_{RECT_{prom}} - V_{C_P}}{L + L_K} \quad (3.22)$$

$$\frac{dV_{C_P}}{dt} = \frac{i_K - \frac{\tilde{n}^2 V_{C_P}}{R}}{C_P + \tilde{n}^2 C} \quad (3.23) \quad \frac{dV_O}{dt} = \frac{\frac{i_K}{\tilde{n}} - \frac{V_O}{R}}{C + \frac{C_P}{\tilde{n}^2}} \quad (3.24)$$

La duración del modo 1 al 5 es igual a un semi periodo de conmutación ($T_S/2$), por lo tanto:

$$t_6 - t_1 = T_S/2 \quad (3.25)$$

Modo 6: $t_7 - t_6$ (Modo elevador y de transferencia de energía de L_K hacia la carga). En $t = t_6$ se activan S_2 y S_3 , los demás componentes, dígame S_1 , S_4 , D_1 y D_4 están encendidos. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (f). Los procesos que ocurren, el esquema que se genera y las ecuaciones correspondientes, son análogos a los del modo 1.

Modo 7: $t_8 - t_7$ (Modo elevador y de resonancia). En este modo, sólo S_1 , S_2 , S_3 , S_4 permanecen activos. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (g). Los procesos que ocurren, el esquema que se genera y las ecuaciones correspondientes, son análogos a los del modo 2.

Modo 8: $t_9 - t_8$ (Modo elevador y periodo de ZCS). En este modo, sólo S_2 , S_3 y los diodos en anti paralelo de S_1 y S_4 están encendidos. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (h). El esquema y las ecuaciones son las mismas que para el modo 2 y el 7.

Modo 9: $t_{10} - t_9$ (Periodo de carga de C_P). En este modo, sólo S_2 y S_3 están encendidos. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (i) y los procesos que ocurren son análogos a los del modo 4. En la Figura 3.8 se tiene el esquema y las ecuaciones correspondientes están dadas por (3.26)-(3.29).

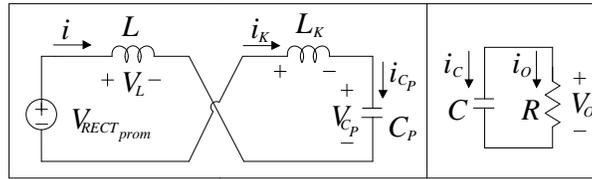


Figura 3.8. Esquema y convención de signos del $CREPC_{CD}$ para el modo 9.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{RECT_{prom}} + V_{C_P}}{L + L_K} \quad (3.26)$$

$$\frac{di_K}{dt} = \frac{-V_{RECT_{prom}} - V_{C_P}}{L + L_K} \quad (3.27)$$

$$\frac{dV_{C_P}}{dt} = \frac{i_K}{C_P} \quad (3.28)$$

$$\frac{dV_O}{dt} = -\frac{V_O}{RC} \quad (3.29)$$

Modo 10: $t_{11} - t_{10}$ (Modo de transferencia de energía hacia la carga). En este modo S_2 , S_3 , D_2 y D_3 están activados. El funcionamiento se muestra en la Figura 3.3 (j) y los procesos que ocurren son análogos a los del modo 5. En la Figura 3.9 se tiene el esquema y las ecuaciones están dadas por (3.30)-(3.33).

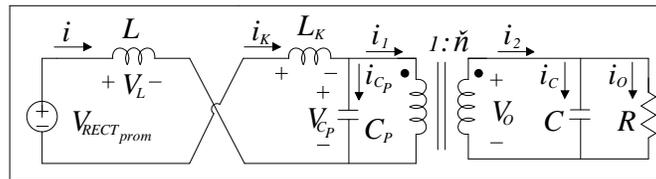


Figura 3.9. Esquema y convención de signos del $CREPC_{CD}$ para el modo 10.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{RECT_{prom}} + V_{CP}}{L + L_K} \quad (3.30)$$

$$\frac{di_K}{dt} = \frac{-V_{RECT_{prom}} - V_{CP}}{L + L_K} \quad (3.31)$$

$$\frac{dV_{CP}}{dt} = \frac{i_K - \frac{\tilde{n}^2 V_{CP}}{R}}{C_P + \tilde{n}^2 C} \quad (3.32)$$

$$\frac{dV_O}{dt} = \frac{-\frac{i_K}{\tilde{n}} - \frac{V_O}{R}}{C + \frac{C_P}{\tilde{n}^2}} \quad (3.33)$$

La duración del modo 1 al 10 es igual a un periodo completo de conmutación.

3.2.2. Análisis en estado estacionario

De la Figura 3.2, estableciendo un balance ampere-segundo de la corriente en el capacitor de salida, la corriente de salida quedaría como:

$$\langle i_C \rangle = 0 = i_O T_S - \left(\frac{i T_{65}}{\tilde{n}} + \frac{1}{2} \frac{i T_{21}}{\tilde{n}} \right) 2 \Rightarrow i_O = \frac{V_O}{R} = \left(\frac{i T_{65}}{\tilde{n}} + \frac{1}{2} \frac{i T_{21}}{\tilde{n}} \right) 2 f_S \quad (3.34)$$

Asumiendo que la eficiencia del convertidor es η , entonces:

$$P_O = \frac{V_O^2}{R} = \eta P_I = \eta V_{RECT_{prom}} i \quad (3.35)$$

Despejando i se tiene:

$$i = \frac{V_O^2}{\eta V_{RECT_{prom}} R} \quad (3.36)$$

De (3.25), (3.34) y (3.36), la tensión de salida puede hallarse como:

$$V_O = \frac{\eta \tilde{n} V_{RECT_{prom}}}{1 - 2 f_S \left(\frac{T_{21}}{2} + T_{42} + T_{54} \right)} \quad (3.37)$$

Donde $f_S = 1/T_S$. La ecuación (3.37) muestra que la tensión de salida puede controlarse por la frecuencia de conmutación, un punto muy importante en el desarrollo de los circuitos que conforman el control para el *CREPC_CD*.

Sustituyendo (3.6), (3.16) y (3.21) en (3.37) y despejando f_S , se puede tener la frecuencia de conmutación en función de la carga (a través de i) y de la tensión de entrada $V_{RECT_{prom}}$, con la premisa de mantener la tensión de salida constante.

$$f_S = \frac{V_O - \eta \tilde{n} V_{RECT_{prom}}}{2 V_O \left(\frac{\tilde{n} i L_K}{2 V_O} + \frac{\pi - \arcsin\left(\frac{\tilde{n} i Z_r}{V_O}\right)}{2 \pi f_r} + \frac{V_O \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\tilde{n} i Z_r}{V_O}\right)^2} \right) C_P}{\tilde{n} i} \right)} \quad (3.38)$$

3.2.3. Consideraciones para el ZCS y la selección de los parámetros que conforman el tanque resonante

Anteriormente se planteó que puede operarse en ZCS bajo la restricción de que la corriente pico I_p sea mayor que la corriente de entrada i durante el modo 3 y el 8. Para una fuente constante en la entrada no hay mucho problema, pero para una fuente variable, como es el caso del CEPCA, los parámetros del tanque resonante deben diseñarse apropiadamente para lograr ZCS bajo variaciones de tensiones en la entrada. La limitación de la impedancia característica resonante se puede calcular a partir de (3.15) y (3.36), como:

$$Z_r < \frac{V_O}{\tilde{n} i_{máx}} = \frac{\eta V_{RECT_{promín}} R}{\tilde{n} V_O} \quad (3.39)$$

El uso de un Z_r pequeño permite un rango amplio de ZCS, pero da como resultado un mayor esfuerzo de corriente en los interruptores de potencia, por lo que es necesario llegar a un balance.

El tiempo de ZCS también se limita por (3.40). Normalmente el valor que se toma de T_{ZCS} es el promedio entre T_{31} y T_{41} .

$$T_{31} < T_{ZCS} < T_{41} = T_{ON} \quad (3.40)$$

Los valores de L_K y C_P se obtienen mediante un procedimiento recursivo, utilizando como modelo el caso de máxima variación en la entrada, el cual ocurre para la fuente de CA. El diseño para la fuente variable cubre todos los rangos, incluyendo, obviamente, el de la fuente constante. Los pasos a seguir son:

1. Se proponen los dos valores (L_K y C_P).
2. Se verifica la condición de Z_r . Para una fuente de CA la expresión (3.39) se cambia por:

$$Z_r < \frac{\eta V_{AC_{mín}} R}{\sqrt{2} \tilde{n} V_O} \quad (3.41)$$

3. Se calcula f_S con una expresión similar a (3.38), pero para el caso de tensión variable en la entrada. Según [5] la frecuencia de conmutación se obtiene de:

$$f_S = f_r \frac{V_O - \tilde{n} V_{RECT}}{V_O \left(1 + \frac{\tilde{n} i Z_r}{2 \pi V_O} - \frac{\arcsin\left(\frac{\tilde{n} i Z_r}{V_O}\right)}{\pi} + \frac{V_O \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\tilde{n} i Z_r}{V_O}\right)^2} \right)}{\pi \tilde{n} i Z_r} \right)} \quad (3.42)$$

4. Se calcula el tiempo T_{ZCS} .
5. Se simula en PSIM el CREPC_CD con una fuente de corriente alterna en la entrada.

6. Si no se obtienen los resultados esperados, entonces se regresa al paso 1.

Los mejores resultados se obtienen para $L_K = 24.114 \mu\text{H}$, lo cual significa agregar un inductor de $22 \mu\text{H}$, puesto que la inductancia del transformador calculada anteriormente es de $2.114 \mu\text{H}$ y para el capacitor $C_P = 160 \text{ nF}$. Sustituyendo estos valores en (3.13) se obtienen 12.27Ω . A partir de la expresión (3.41), para la fuente de CA , la impedancia resonante es 22.04Ω . De igual forma, mediante (3.39) para CD , $Z_r = 32.99 \Omega$. Por lo tanto, se cumple con la restricción para cualquier caso.

En cuanto al tiempo para lograr ZCS , los tiempos de cada etapa se obtienen mediante (3.6), (3.14) y (3.16), para finalmente encontrar el T_{ZCS} , considerando incluso cambios en la carga, como se observa en la Figura 3.10.

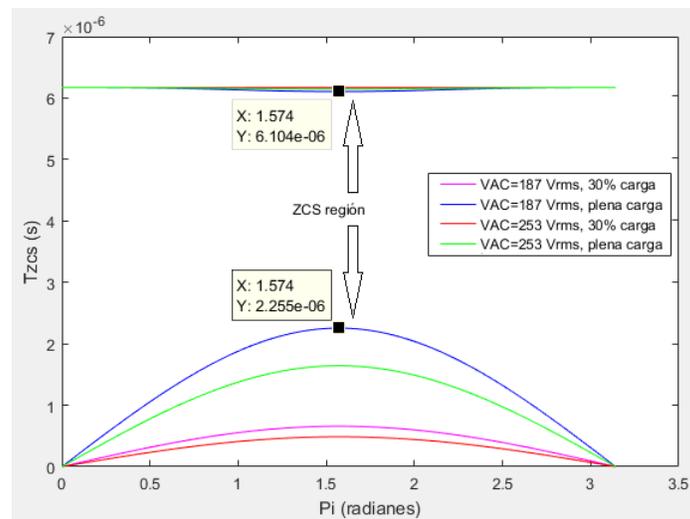


Figura 3.10. Rango de tiempo admisible para ZCS sobre un semi periodo, para las tensiones de entrada máxima y mínima de CA y diversas condiciones de carga.

De la Figura 3.10, el mayor valor de tiempo T_{31} es de $2.25 \mu\text{s}$ y el menor T_{41} es de $6.10 \mu\text{s}$. Calculando el promedio de los límites, $T_{ZCS} = 4.18 \mu\text{s}$. Este tiempo se mantendrá fijo para cualquier tipo de fuente en la entrada.

3.3. Obtención del modelo matemático del $CREPC_{CD}$

El $CREPC_{CD}$, ya sea con CA o con CD , se representa por un modelo de esquema variable, o sea, para cada intervalo se tienen configuraciones y ecuaciones diferentes. Con el fin de establecer posteriormente una ley de control durante un ciclo de conmutación, es necesario agrupar, en una forma general, la evolución de las variables de estado durante cualquier intervalo de tiempo, e introducir algunas posibles funciones de conmutación que describan estos cambios.

Para una mejor visualización, se agrupan las ecuaciones (3.1)-(3.4), (3.7)-(3.10), (3.17)-(3.19), (3.22)-(3.24), (3.26)-(3.29) y (3.30)-(3.33) en la Tabla 3.1. Además se muestran los dispositivos que intervienen en cada modo y los estados de la variable V_{CP} , la cual es importante para el análisis.

Tabla 3.1. Tabla resumen de las fórmulas para cada modo de operación del $CREPC_{CD}$.

MODOS Y CONSIDERACIONES	$V_{CP} = x$	$\frac{di}{dt}$	$\frac{di_k}{dt}$	$\frac{dV_{CP}}{dt}$	$\frac{dV_O}{dt}$
MODO 1 S_1, S_2, S_3 y $S_4 - ON$ D_2 y $D_3 - ON$	$x = -\frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom}}{L}$	$-\frac{V_{CP}}{L_K}$	$\frac{i_K - \frac{\tilde{n}^2 V_{CP}}{R}}{C_p + \frac{\tilde{n}^2}{C}}$	$\frac{\frac{i_K}{\tilde{n}} - \frac{V_O}{R}}{C + \frac{C_P}{\tilde{n}^2}}$
MODO 2 S_1, S_2, S_3 y $S_4 - ON$	$-\frac{V_O}{L} < x < \frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom}}{L}$	$-\frac{V_{CP}}{L_K}$	$\frac{i_K}{C_P}$	$-\frac{V_O}{R C}$
MODO 3 S_1, S_4 y $D (S_2, S_3) - ON$	$-\frac{V_O}{L} < x < \frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom}}{L}$	$-\frac{V_{CP}}{L_K}$	$\frac{i_K}{C_P}$	$-\frac{V_O}{R C}$
MODO 4 S_1 y $S_4 - ON$	$-\frac{V_O}{L} < x < \frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom} - V_{CP}}{L + L_K}$	$\frac{V_{RECTprom} - V_{CP}}{L + L_K}$	$\frac{i_K}{C_P}$	$-\frac{V_O}{R C}$
MODO 5 S_1 y $S_4 - ON$	$x = \frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom} - V_{CP}}{L + L_K}$	$\frac{V_{RECTprom} - V_{CP}}{L + L_K}$	$\frac{i_K - \frac{\tilde{n}^2 V_{CP}}{R}}{C_p + \frac{\tilde{n}^2}{C}}$	$\frac{\frac{i_K}{\tilde{n}} - \frac{V_O}{R}}{C + \frac{C_P}{\tilde{n}^2}}$
MODO 6 S_1, S_2, S_3 y $S_4 - ON$ D_1 y $D_4 - ON$	$x = \frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom}}{L}$	$-\frac{V_{CP}}{L_K}$	$\frac{i_K - \frac{\tilde{n}^2 V_{CP}}{R}}{C_p + \frac{\tilde{n}^2}{C}}$	$\frac{\frac{i_K}{\tilde{n}} - \frac{V_O}{R}}{C + \frac{C_P}{\tilde{n}^2}}$
MODO 7 S_1, S_2, S_3 y $S_4 - ON$	$-\frac{V_O}{L} < x < \frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom}}{L}$	$-\frac{V_{CP}}{L_K}$	$\frac{i_K}{C_P}$	$-\frac{V_O}{R C}$
MODO 8 S_2, S_3 y $D (S_1, S_4) - ON$	$-\frac{V_O}{L} < x < \frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom}}{L}$	$-\frac{V_{CP}}{L_K}$	$\frac{i_K}{C_P}$	$-\frac{V_O}{R C}$
MODO 9 S_2 y $S_3 - ON$	$-\frac{V_O}{L} < x < \frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom} + V_{CP}}{L + L_K}$	$\frac{-V_{RECTprom} - V_{CP}}{L + L_K}$	$\frac{i_K}{C_P}$	$-\frac{V_O}{R C}$
MODO 10 S_2 y $S_3 - ON$	$x = -\frac{V_O}{L}$	$\frac{V_{RECTprom} + V_{CP}}{L + L_K}$	$\frac{-V_{RECTprom} - V_{CP}}{L + L_K}$	$\frac{i_K - \frac{\tilde{n}^2 V_{CP}}{R}}{C_p + \frac{\tilde{n}^2}{C}}$	$\frac{-\frac{i_K}{\tilde{n}} - \frac{V_O}{R}}{C + \frac{C_P}{\tilde{n}^2}}$

A partir de las expresiones presentadas en la Tabla 3.1, la dinámica del $CREPC_{CD}$ puede representarse por el sistema de ecuaciones diferenciales mostrado en (3.43).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di}{dt} = \frac{V_{RECTprom} - k_1 V_{CP}}{L + k_1^2 L_K} \\ \frac{di_K}{dt} = \frac{k_1 V_{RECTprom} - V_{CP}}{L_K + k_1^2 L} \\ \frac{dV_{CP}}{dt} = \frac{i_K - k_2 \frac{\tilde{n}^2 V_{CP}}{R}}{C_P + k_2 \frac{\tilde{n}^2 C}{R}} \\ \frac{dV_O}{dt} = \frac{k_3 \frac{i_K}{\tilde{n}} - \frac{V_O}{R}}{C + k_2 \frac{C_P}{\tilde{n}^2}} \end{array} \right. \quad (3.43)$$

- $k_1 = 0$ Si S_1, S_2, S_3, S_4 o $S_1, S_4, D(S_3), D(S_4)$ o $S_2, S_3, D(S_1), D(S_4)$ están encendidos.
- $k_1 = 1$ Si sólo S_1 y S_4 están encendidos.
- $k_1 = -1$ Si sólo S_2 y S_3 están encendidos.
- $k_2 = 0$ Si $-\frac{V_O}{\tilde{n}} < V_{CP} < \frac{V_O}{\tilde{n}}$.
- $k_2 = 1$ De otra forma.
- $k_3 = 0$ Si $-\frac{V_O}{\tilde{n}} < V_{CP} < \frac{V_O}{\tilde{n}}$.
- $k_3 = -1$ Si $V_{CP} = \frac{V_O}{\tilde{n}}$ y sólo S_2 y S_3 están encendidos.
- $k_3 = 1$ De otra forma.

Estas ecuaciones se probaron con la fuente de CA para la frecuencia fija de 25 kHz durante un periodo de conmutación en el software *MATLAB* y se obtuvieron los mismos resultados que en *PSIM*, como se observa en la Figura 3.11. La tensión V_O , en estado estacionario, presenta una forma senoidal con valor promedio de 114.47 V y varía entre 110.99 V y 117.95 V. En este periodo de conmutación, la tensión V_O está aumentando y la corriente i está disminuyendo.

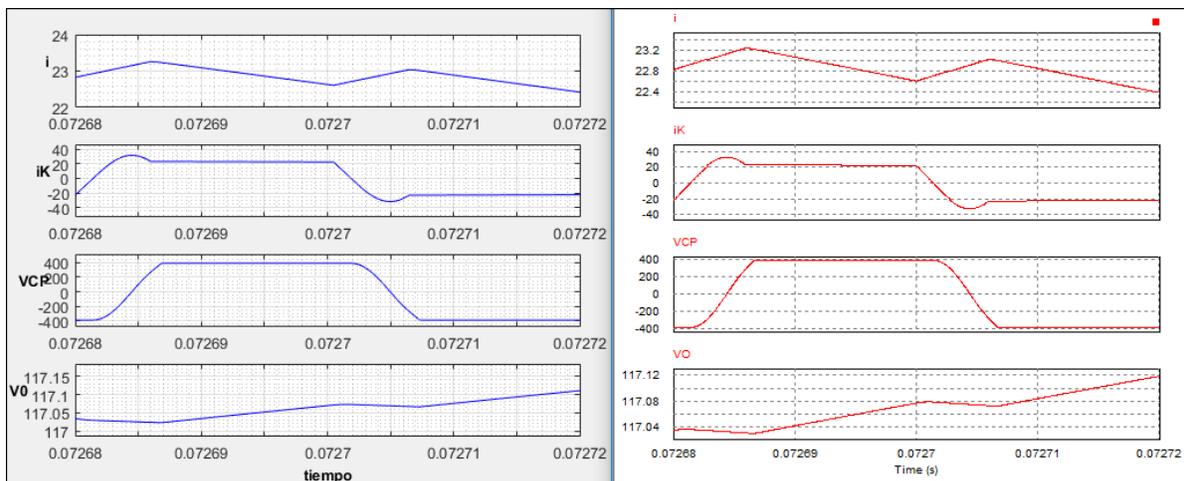


Figura 3.11. Simulaciones en *MATLAB* y *PSIM* para un periodo de conmutación y una fuente de CA .

Analizando la estructura del sistema de ecuaciones diferenciales de (3.43), se puede notar que no tiene la forma convencional, donde de manera natural, la ley de control se asocia al cambio de estructura del circuito, para poder aplicar los controles *PWM* existentes, ya sea lineal o no lineal. Como se mencionó anteriormente, para lograr *ZCS*, el apagado de los interruptores debe realizarse en la transición de los modos 3 y 8. El control para este convertidor se realiza de una manera diferente.

3.4. Circuitos de control para el *CREPC_CD*

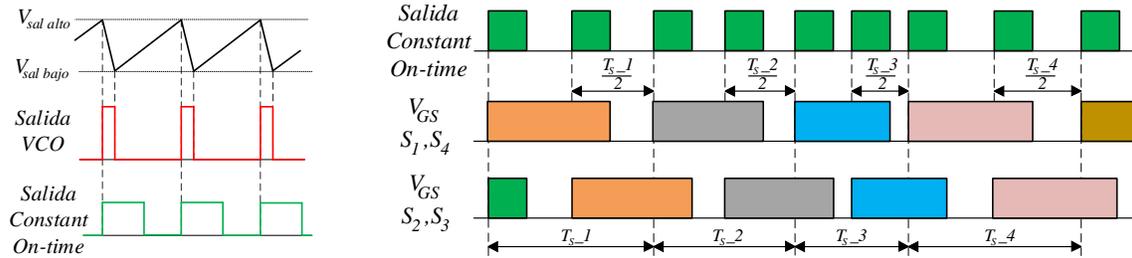
El análisis presentado previamente muestra que la tensión de salida depende de la frecuencia de conmutación f_s , esto ocurre así en la mayoría de las topologías de convertidores resonantes. Es por ello que la frecuencia de conmutación es el parámetro de control básico y la parte principal de los circuitos de control, es el convertidor de tensión a frecuencia, denominado: Oscilador Controlado por Tensión (*VCO* por sus siglas en inglés) [44].

El *VCO* es un generador de pulsos cortos. A su entrada se tiene una fuente variable de tensión de manera que a mayor tensión, menor tiempo existe entre un pulso y otro, y viceversa, ver Figura 3.12 (a). Para este caso, el tiempo a partir de que el *VCO* da un pulso a la salida, se deriva de la resolución de una ecuación diferencial de primer orden de un circuito *R-C*, dado por la siguiente expresión:

$$t = -R_{VCO} C_{VCO} \ln \left(1 - \frac{V_{sal}}{V_{in}} \right) \quad (3.44)$$

Las peculiaridades de los circuitos de control basados en interruptores resonantes están relacionadas con las topologías de los convertidores. En todos los casos existe un intervalo cuasi-estable constante y otro variable [44]. Por esta razón, estos circuitos, además del *VCO*, contienen otro esquema que determina la duración constante de los pulsos de control, el cual se denomina: *Constant On-Time* (tiempo dado por el T_{ZCS}). Se tienen dos grupos: 1) circuito de control de los convertidores resonantes con *ZCS* y 2) circuito de control de los convertidores resonantes con *ZVS*. En este caso, el circuito utilizado conmuta a *ZCS* y para él, el intervalo que se mantiene constante es el tiempo de conducción de los interruptores, como se muestra en la Figura 3.12 (b).

La Figura 3.13 muestra el diagrama simplificado del circuito de control del *CREPC_CD*. Junto con el amplificador de error, el *VCO* está en el lazo de retroalimentación entre la salida y la entrada de control de los elementos de conmutación del convertidor. El funcionamiento es como sigue: la señal de error generada por el amplificador es el comando del *VCO* y con ella se controla la frecuencia de conmutación y se regula la tensión de salida. Los pulsos generados por el *VCO* activan el pulso del *Constant On-Time*, éste, a su vez, se aplica al circuito de activación de las compuertas de los transistores y en él se decide qué dispositivo debe prenderse o apagarse, según sea el caso.



(a) VCO y Constant On-Time.

(b) Constant On-Time y compuertas de los transistores.

Figura 3.12. Señales del VCO y del Constant On-Time y en las compuertas de los interruptores.

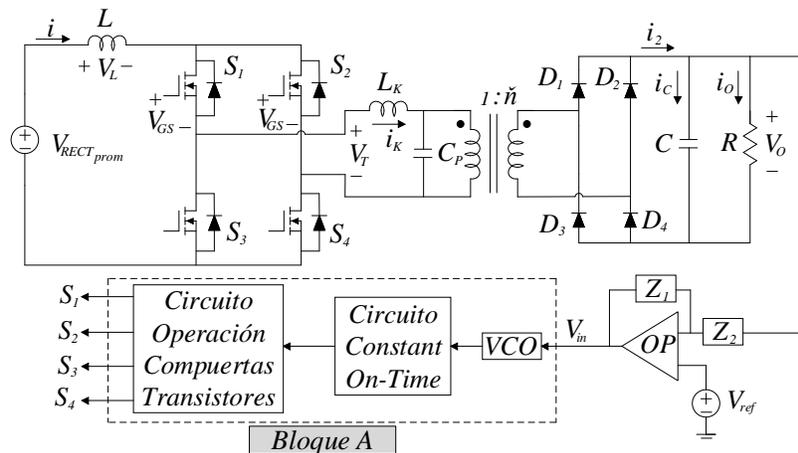


Figura 3.13. Representación simplificada de la etapa de potencia y los bloques de control para el CREPC_CD.

3.4.1. Relación entre los valores de tensión a la entrada del VCO y los valores de tensión de salida

En la Figura 3.13, los circuitos del *Bloque A* no se modifican, ya sea una fuente variable o una constante lo que esté en la entrada. Lo que varían son los parámetros, así como la tensión a la entrada del VCO. Para *CD*, se parte de la tensión promedio $V_{RECT\ prom} = 198\text{ V}$ con una variación de $\pm 15\%$. De (3.38), los límites de f_S se calcularon con el software *MATLAB*, considerando una variación en la potencia de la carga del 30 – 100%. Estos valores se multiplican por 2 porque dentro de un ciclo de conmutación deben existir dos pulsos a la salida del *Constant On-Time*. A continuación, se calculan los inversos de las frecuencias resultantes para obtener los valores de los tiempos, como se muestra en (3.45). Mediante el despeje de V_{in} en (3.44) se calculan las tensiones límite que deben ponerse en la entrada del VCO. Para $R_{VCO} = 150\ \Omega$, $C_{VCO} = 47\text{ nF}$ y $V_{sal} = 12\text{ V}$ se tiene:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{S_{sup}} = 47.39 \text{ kHz} \rightarrow t_{inf} = 10.55 \mu\text{s} \rightarrow V_{in_{sup}} = 15.46 \text{ V} \\ f_{S_{inf}} = 34.44 \text{ kHz} \rightarrow t_{sup} = 14.52 \mu\text{s} \rightarrow V_{in_{inf}} = 13.75 \text{ V} \end{array} \right. \quad (3.45)$$

Los resultados obtenidos anteriormente cumplen con dos restricciones: $V_{in_{inf}} > V_{sal}$ y $t_{inf} > T_{ZCS}$.

Posteriormente, se procede a buscar una función de transferencia que describa la relación entre los valores de tensión a la entrada del VCO (V_{in}) y los valores de tensión de salida del $CREPC_CD$, como se muestra en la Figura 3.14. El *Bloque B* describe cómo afectan las conmutaciones de los interruptores, a los valores de tensión de salida.

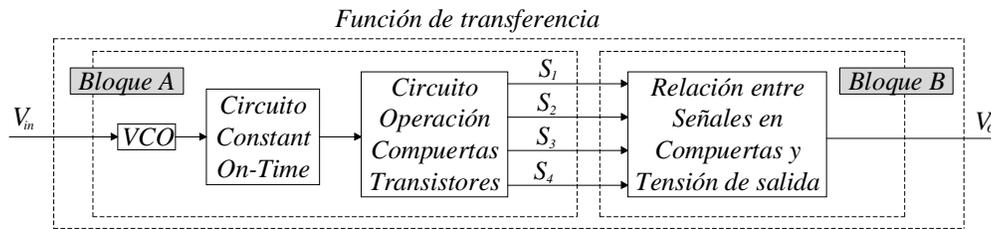


Figura 3.14. Función de transferencia y bloques que contiene.

La identificación de los parámetros de la función de transferencia se realiza mediante el método de mínimos cuadrados [45] [46]. Se cuenta con el fichero de *SCILAB* que viene acompañado con la versión digital de la referencia [45], donde está programado el método de los mínimos cuadrados. Para obtener las muestras que se necesitan, en el software *PSIM* se conforma un circuito que genera una señal pseudo-aleatoria [45], y ésta se coloca en la entrada del VCO . Los límites de esta señal son $V_{in_{sup}}$ y $V_{in_{inf}}$. Las muestras tomadas de V_O y de la tensión a la entrada del VCO se introducen en el fichero de *SCILAB*; como resultado se pueden obtener funciones de transferencia de varios grados, según se le programe.

Con el objetivo de captar de mejor forma la dinámica que relaciona a V_{in} con V_O , se prueba con diferentes frecuencias para la señal pseudo-aleatoria: $2 t_{sup}$, $5 t_{sup}$ y $10 t_{sup}$. Los mejores resultados se obtienen para $5 t_{sup}$. Se proponen 4 funciones de transferencia (de primer orden a cuarto) para luego seleccionar aquella que más se aproxime a la relación que existe entre V_{in} y V_O . Las expresiones son:

$$\begin{aligned} (1er_orden) \quad \frac{V_O(s)}{V_{in}(s)} &= \frac{-0.0000185 s + 0.2372124}{0.0003106 s + 0.0273662} \\ (2do_orden) \quad \frac{V_O(s)}{V_{in}(s)} &= \frac{-1.351 \times 10^{-9} s^2 + 0.0000030 s + 0.1826651}{8.491 \times 10^{-8} s^2 + 0.0001629 s + 0.0216131} \\ (3er_orden) \quad \frac{V_O(s)}{V_{in}(s)} &= \frac{-6.835 \times 10^{-14} s^3 - 3.642 \times 10^{-9} s^2 + 0.0000290 s + 0.3675639}{9.326 \times 10^{-12} s^3 + 0.0000002 s^2 + 0.0003197 s + 0.0436045} \\ (4to_orden) \quad \frac{V_O(s)}{V_{in}(s)} &= \frac{-2.190 \times 10^{-17} s^4 - 3.300 \times 10^{-13} s^3 - 6.186 \times 10^{-09} s^2 + 0.0001197 s + 0.7580732}{1.679 \times 10^{-15} s^4 + 4.880 \times 10^{-11} s^3 + 0.0000006 s^2 + 0.0006520 s + 0.0900715} \end{aligned} \quad (3.46)$$

A continuación, se introducen las señales de prueba de un escalón, una rampa y una señal senoidal en la

entrada del *VCO* y de las funciones expuestas en (3.46), como se observa en las Figuras 3.15, 3.16 y 3.17, respectivamente.

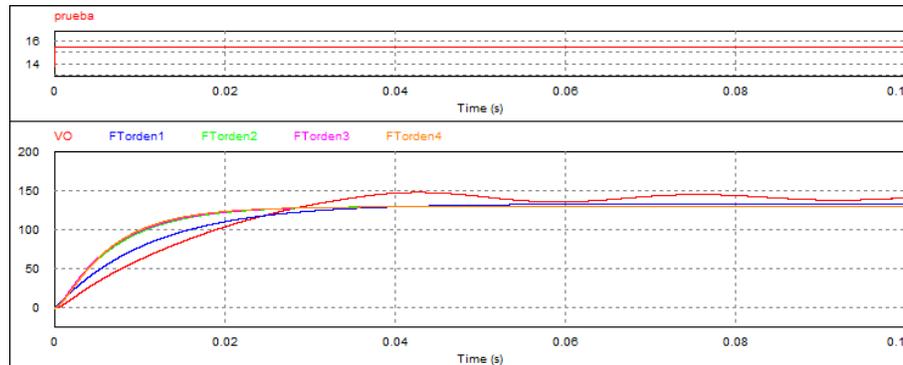


Figura 3.15. Respuesta ante un escalón a la entrada del *VCO* en el *CREPC_CD* y de las funciones de transferencias obtenidas en (3.46).

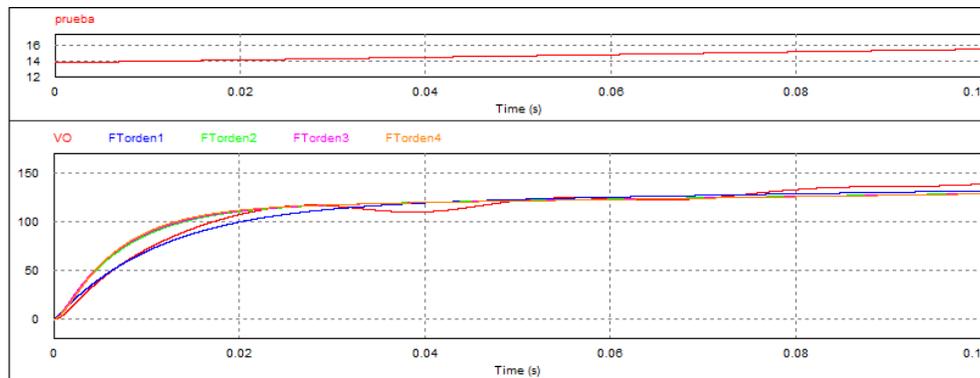


Figura 3.16. Respuesta ante una rampa a la entrada del *VCO* en el *CREPC_CD* y de las funciones de transferencias obtenidas en (3.46).

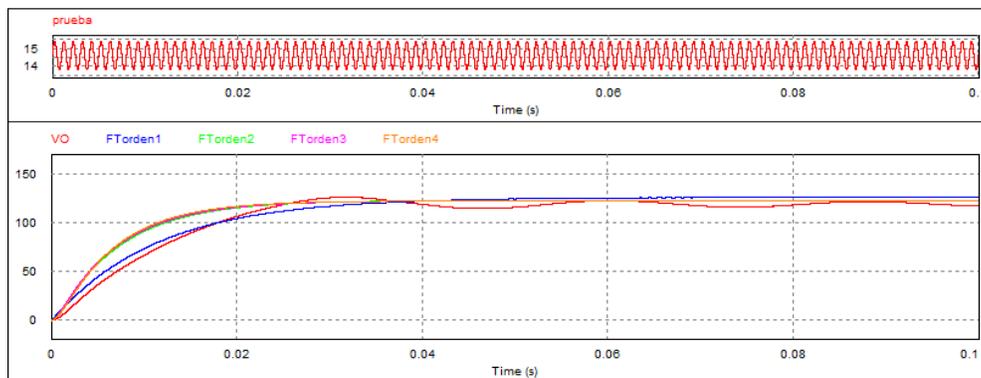


Figura 3.17. Respuesta ante una señal senoidal (de valor promedio $(V_{in_{inf}} + V_{in_{sup}})/2$) a la entrada del *VCO* en el *CREPC_CD* y de las funciones de transferencias obtenidas en (3.46).

Para un escalón de magnitud $V_{in_{sup}}$, la respuesta de la función de transferencia de primer orden es la más cercana a la tensión V_O entre 0 y 0.02 s, aunque en estado estacionario, tiene aproximadamente la misma tendencia que las restantes de segundo a cuarto orden. Al colocar una rampa que va desde $V_{in_{inf}} - V_{in_{sup}}$, se tiene un resultado similar. Con una señal senoidal de valor promedio $(V_{in_{inf}} + V_{in_{sup}})/2$ y que varía entre $V_{in_{inf}} - V_{in_{sup}}$, las respuestas de las funciones de transferencia de orden 2 – 4, en estado estacionario, se aproximan más a V_O . Notar que en cualquier caso las funciones de transferencia de orden 2 – 4 tienen prácticamente las mismas respuestas, por lo tanto, para los cálculos es conveniente elegir la de segundo orden.

De forma general los resultados alcanzados con las 4 expresiones no difieren en gran medida. Luego, como la señal a la entrada del VCO es más parecida a la tercera señal de prueba en cuanto al comportamiento de una señal senoidal, debido a que se debe variar la frecuencia de conmutación y por lo tanto, la tensión en la entrada, la función que se toma como referencia para representar la relación que existe entre V_{in} y V_O , es la de segundo orden.

3.4.2. Diseño del controlador

La referencia a seguir para el lazo de tensión se calcula a partir del promedio entre los límites $V_{in_{inf}}$ y $V_{in_{sup}}$, obteniéndose $V_{ref} = 14.61$ V. Para el sensor de tensión se divide V_{ref} entre la tensión de salida V_O , por lo que, la constante de retroalimentación es 0.12.

Para el control en lazo cerrado se utiliza un controlador proporcional integral PI cuya expresión es:

$$G(s)_{PI} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.47)$$

La función de transferencia es estable en lazo cerrado según la Figura 3.18, pero presenta un margen de fase de 165° . En la práctica se diseña el controlador de manera que el margen de fase quede dentro del rango de $25^\circ - 45^\circ$. Se proponen las ganancias $k_p = 3.3135$ y $T_i = 0.0529$, que disminuyen el margen de fase a 28.5° y con ellas se obtienen resultados satisfactorios de desempeño del convertidor $CREPC_CD$ en cuanto a la regulación de la tensión de salida para diferentes condiciones de operación.

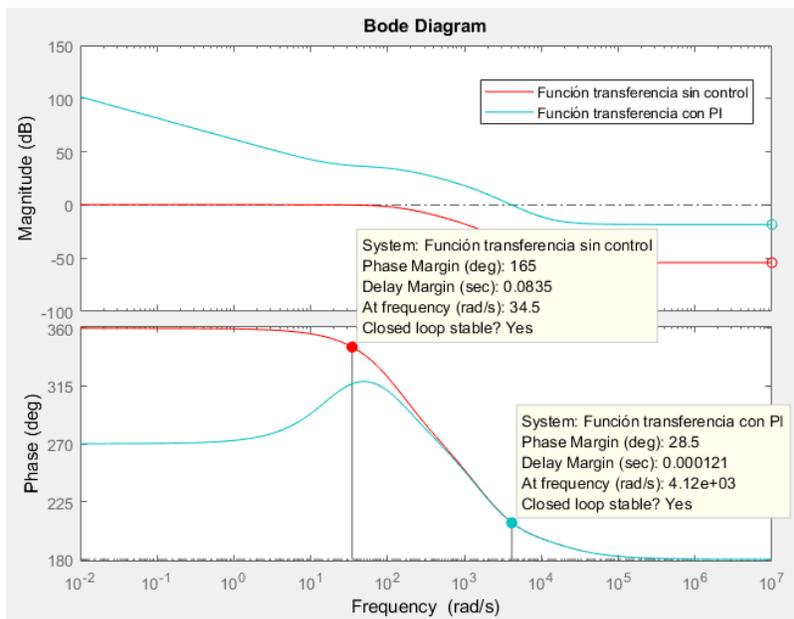


Figura 3.18. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia sin controlador y con controlador PI .

El esquema final del $CREPC_CD$ con los bloques de control se muestra en la Figura 3.19.

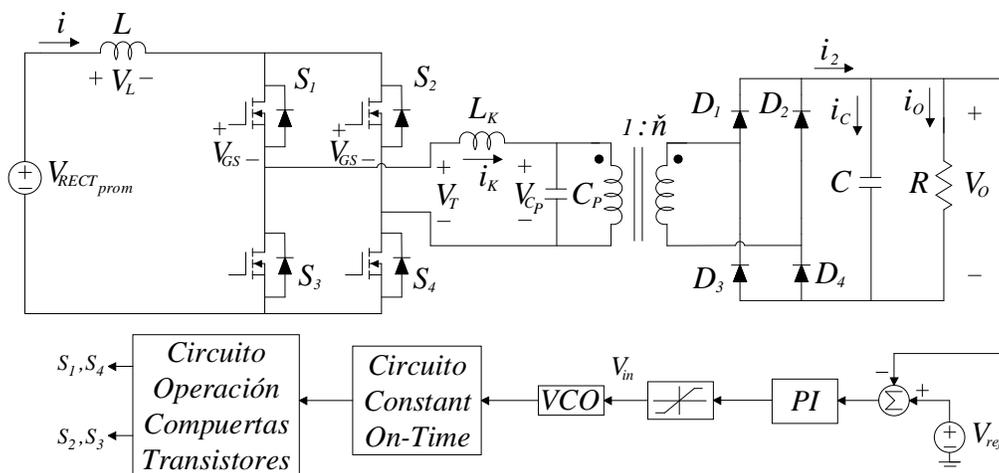


Figura 3.19. Esquema en $PSIM$ del $CREPC_CD$ con los bloques de control.

Capítulo 4

Evaluación por simulación del desempeño del convertidor resonante elevador de puente completo aislado con fuente de corriente directa

4.1. En condiciones nominales de operación

Calculados todos los parámetros del *CREPC_CD*, se procede a la validación de los resultados mediante la simulación con el software *PSIM*. Para facilitar la visualización y el entendimiento, se repite la Figura 3.19, en la Figura 4.1 del *CREPC_CD* con los bloques de control. Para la simulación se consideran ideales los elementos.

En las Figuras 4.2-4.6 se exponen los resultados obtenidos para la tensión $V_{RECT_{prom}} = 198$ V y a plena carga.

Como se aprecia en la Figura 4.2, en estado estacionario, la tensión de salida promedio es de 120.74 V, con rango de variación desde 118.55 V hasta 123.33 V. Estos valores se encuentran dentro del margen deseado para V_O , como se exponen en el Capítulo 2. Además, la corriente de salida promedio es de 20.15 A y varía de 19.76 A a 20.55 A. Para los resultados obtenidos de V_O e i_O el error en estado estacionario es del 2.78 %. Se tiene un sobreimpulso de 125.47 V para V_O y de 20.91 A para i_O . El tiempo de asentamiento es de 30.3 ms.

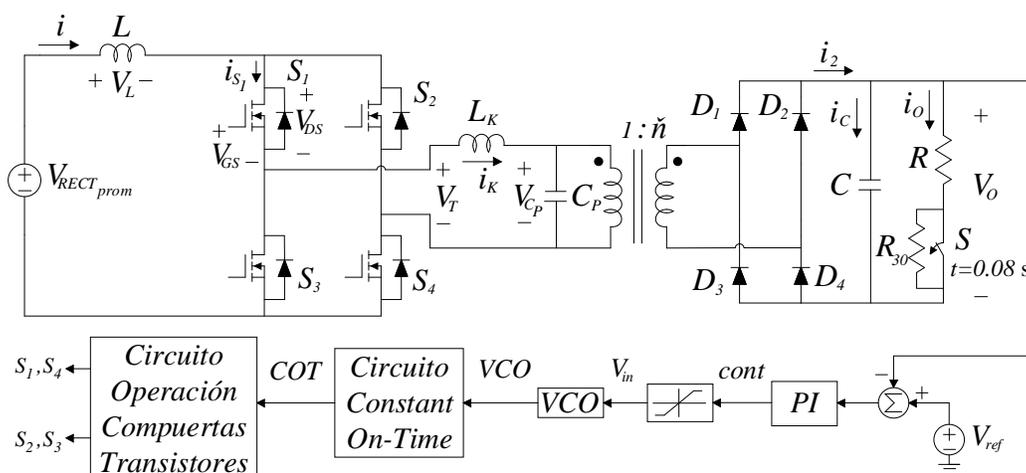


Figura 4.1. Esquema en PSIM del CREPC_CD con los bloques de control.

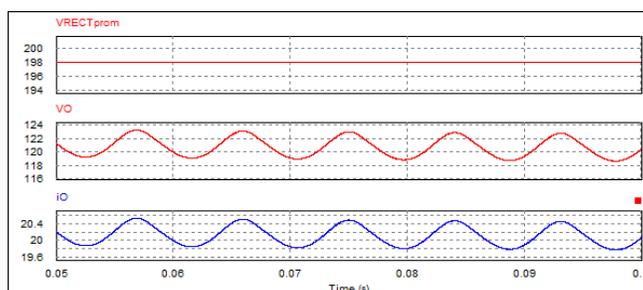


Figura 4.2. Tensiones $V_{RECTprom}$ y V_O y corriente i_O del CREPC_CD.

En la Figura 4.3 se representa la tensión en estado estacionario de los terminales del interruptor S_1 (V_{DSS_1}) y en los terminales del transformador (V_T). Cabe señalar que, debido a la red resonante, no se produce ningún pico de tensión transitoria en V_{DSS_1} ni en V_T , sin importar si se enciende o se apaga una pareja de interruptores. Claramente se refleja que esta solución elimina el problema de la sobretensión. En la parte plana de operación, la tensión varía desde los 396.59 V hasta los 405.96 V.

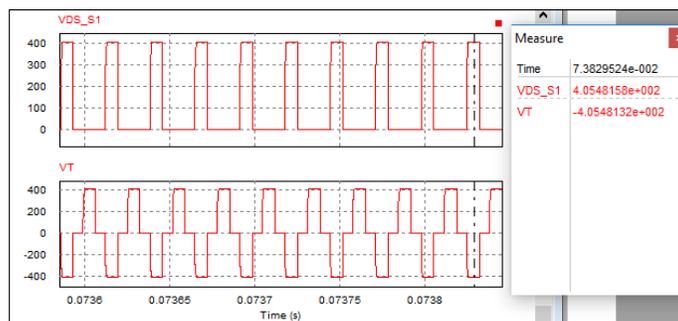


Figura 4.3. Tensiones V_{DSS_1} y V_T del CREPC_CD.

En la Figura 4.4 se muestran las corrientes i e i_K . La máxima corriente que se tiene en la entrada es de 21.28 A, cercano al valor que arrojó la simulación para el *CEPCA* en el Capítulo 2. La corriente pico I_p llega a 32.34 A, lo cual es semejante al resultado calculado con la expresión (3.15), que debe ser de 32.54 A.

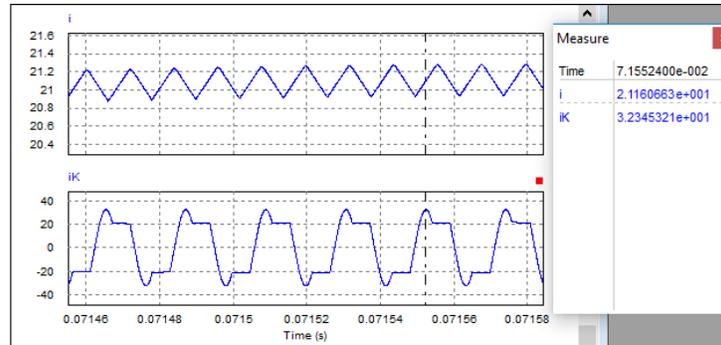


Figura 4.4. Corrientes i e i_K del *CREPC_CD*.

En la Figura 4.5 se puede apreciar que el apagado de los interruptores se realiza con *ZCS*. En el instante en que ocurre la desactivación de la compuerta se encuentran operando los diodos, por lo que en el interruptor conmuta a cero corriente.

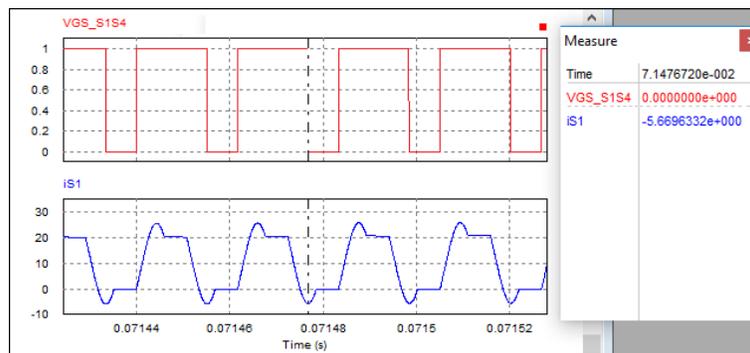


Figura 4.5. Señal $V_{GS_{S_1,S_4}}$ y corriente i_{S_1} del *CREPC_CD*.

En la Figura 4.6 se presentan las señales a la salida del *VCO*, a la salida del *Constant On-Time* y las señales aplicadas a las compuertas de los interruptores $S_1 - S_4$ y $S_2 - S_3$. Se observa que a la entrada del *VCO* la tensión va cambiando entre los límites calculados $V_{in_{sup}}$ y $V_{in_{inf}}$. Las formas de onda se parecen a las de la Figura 3.12.

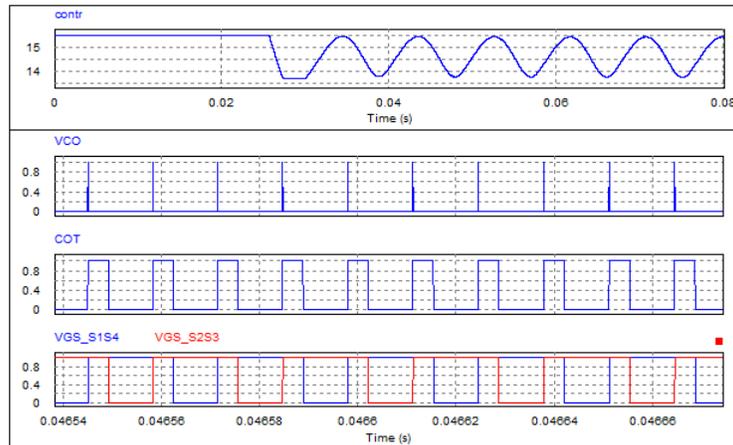


Figura 4.6. Señales $cont$, VCO , COT , $V_{GS_{S_1,S_4}}$ y $V_{GS_{S_2,S_3}}$ del $CREPC_{CD}$.

4.2. En condiciones de variación en la carga y en la fuente de entrada

Para validar los cálculos realizados en el Capítulo 3, se simula con una tensión de 169 V en la entrada (aproximadamente el -15% de $V_{RECT_{prom}}$) y para el 30% de la potencia de carga. En $t = 0.05$ s la fuente de la entrada disminuye su valor a 169 V y luego en $t = 0.08$ s, el interruptor S de la Figura 4.1 se abre y la resistencia de la carga toma el valor equivalente al 30% de la potencia de carga. En consecuencia, se producen transitorios y las corrientes disminuyen. No obstante, gracias al sistema de control, la tensión de salida se mantiene dentro del margen requerido.

En la Figura 4.7, se observa una variación momentánea de la tensión de salida de 0.05 s a 0.09 s, donde se tiene un error máximo de 4.55% , pero en estado estacionario se mantiene en el rango de 118.71 V a 120.73 V. También la corriente de salida experimenta una variación momentánea de 0.05 s a 0.07 s, con un error máximo del 4.55% . Además, para mantener V_O constante, al disminuir la potencia de salida al 30% en $t = 0.08$ s, la corriente i_O se reduce en la misma medida, siendo el valor a alcanzar de 6 A, donde en la simulación i_O varía desde 5.93 A hasta 6.04 A. Con los resultados obtenidos, los errores en estado estacionario son del 1.07% para V_O y 1.17% para i_O .

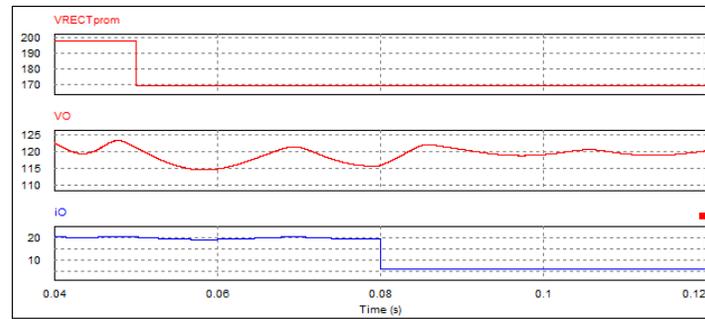


Figura 4.7. Tensiones $V_{RECT_{prom}}$ y V_O y corriente i_O del $CREPC_{CD}$ para el cambio a 169 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.

En las Figuras 4.8 y 4.9 se representan las tensiones en los terminales del interruptor S_1 ($V_{DS_{S_1}}$) y en los terminales del transformador (V_T), en el intervalo de 0.05 s y 0.08 s, respectivamente. Nuevamente no se producen las sobretensiones transitorias en los terminales del transformador ni en los de los interruptores. En la parte plana de operación, después de los 0.0512 s, la tensión varía desde 394.87 V hasta 400.77 V.

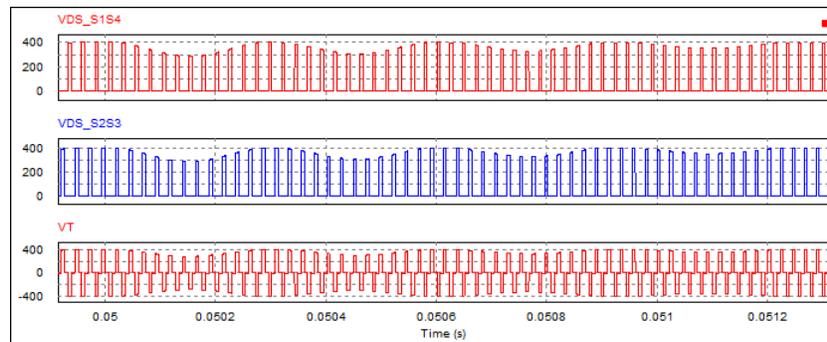


Figura 4.8. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_{CD}$ para el cambio a 169 V en la entrada.

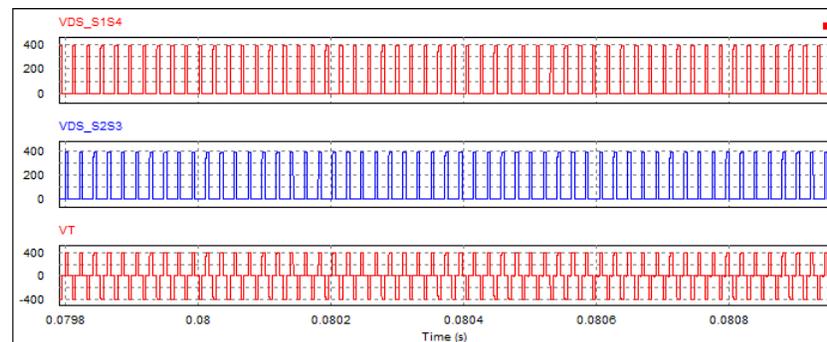


Figura 4.9. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_{CD}$ con 169 V en la entrada y el cambio al 30 % de la potencia de carga.

En la Figura 4.10 se muestran las corrientes i e i_K . Ante el cambio de la fuente de entrada, como la

carga permanece constante, la corriente i aumenta. Luego, en $t = 0.08$ s, la potencia disminuye y con ello disminuye i , pero como la inductancia se opone al cambio brusco de la corriente, las variaciones son lentas. De igual forma ocurre con i_K , no experimenta transitorios en $t = 0.05$ s ni en $t = 0.08$. Sin embargo, ante el cambio de carga, disminuye su valor muy lentamente hasta que en estado estacionario tiene un valor de 7.23 A, al igual que i . La corriente pico I_p se mantiene muy cercana al valor anterior, con 32.67 A.

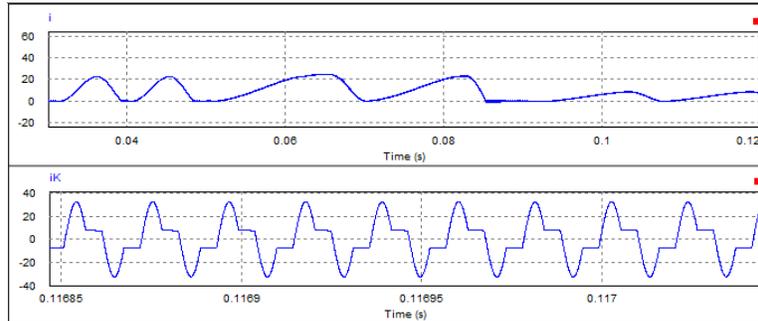


Figura 4.10. Corrientes i e i_K del $CREPC_{CD}$ para el cambio a una fuente de 169 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.

En la Figura 4.11 se aprecia que el apagado de los interruptores se realiza con ZCS , pues en los diferentes instantes que ocurre la desactivación de la compuerta se encuentran operando los diodos, por lo que, el interruptor conmuta a cero corriente.

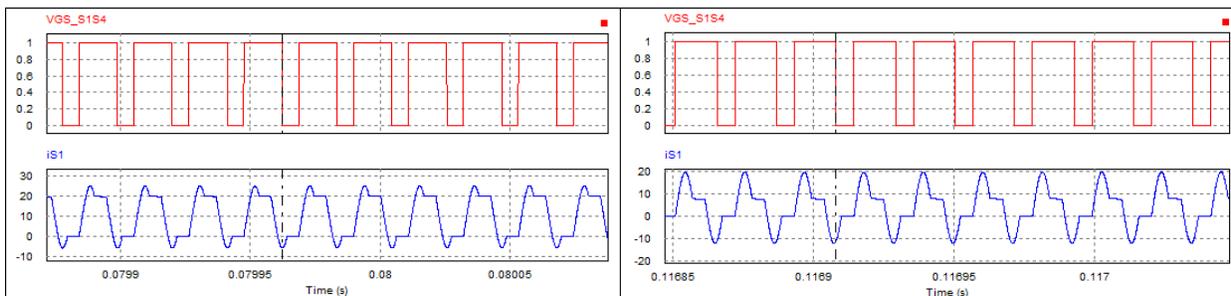


Figura 4.11. Señal $V_{GS_{S_1,S_4}}$ y corriente i_{S_1} del $CREPC_{CD}$ para el cambio a una fuente de 169 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.

De igual forma, se realiza otra prueba cambiando la fuente de la entrada a 227 V en $t = 0.05$ s (aproximadamente el +15 % de $V_{RECT_{prom}}$), y luego, en $t = 0.08$ s, el interruptor S de la Figura 4.1 se abre y la resistencia de la carga toma el valor equivalente al 30 % de la potencia de carga.

En la Figura 4.12, se observa una variación momentánea de la tensión y de la corriente de salida de 0.05 s a 0.07 s, donde se tiene un error máximo del 5.28 %, en ambos casos. En estado estacionario, V_O se mantiene en el rango de 120.21 V a 121.43 V. Para mantener V_O constante, al disminuir la potencia de salida al 30 % en $t = 0.08$ s, la corriente i_O se reduce en la misma medida, siendo el valor a alcanzar de 6 A y

en la simulación i_O varía desde 6.01 A hasta 6.07 A. Con los resultados obtenidos, los errores en estado estacionario son del 1.19 % para V_O y 1.17 % para i_O .

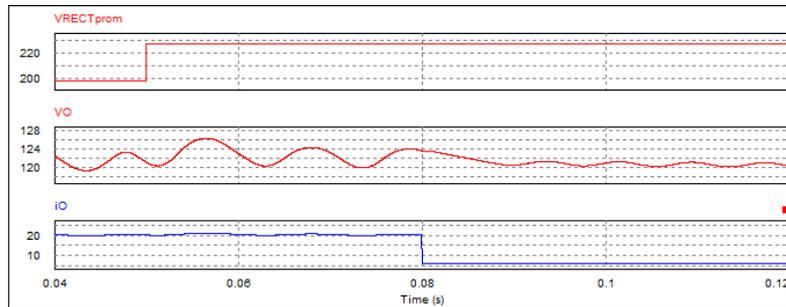


Figura 4.12. Tensiones $V_{RECT_{prom}}$ y V_O y corriente i_O del $CREPC_{CD}$ para el cambio a 227 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.

En las Figuras 4.13 y 4.14 se representan las tensiones en los terminales del interruptor S_1 ($V_{DS_{S_1}}$) y en los terminales del transformador (V_T), en el intervalo de 0.05 s y 0.08 s, respectivamente. Nuevamente no se producen las sobretensiones transitorias en los terminales del transformador ni en los de los interruptores. En la parte plana de operación, después de los 0.0506 s, la tensión varía desde 397.04 V hasta 403.46 V.

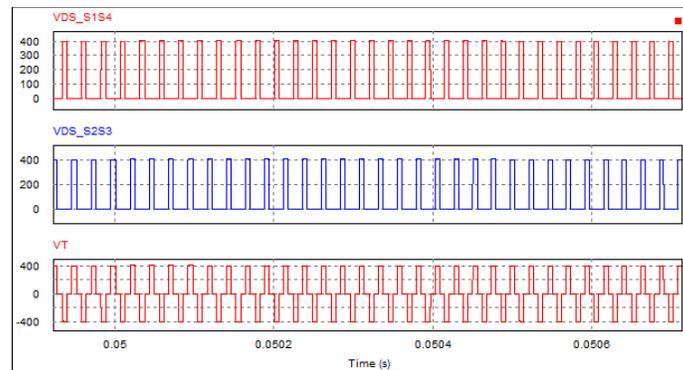


Figura 4.13. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_{CD}$ para el cambio a 227 V en la entrada.

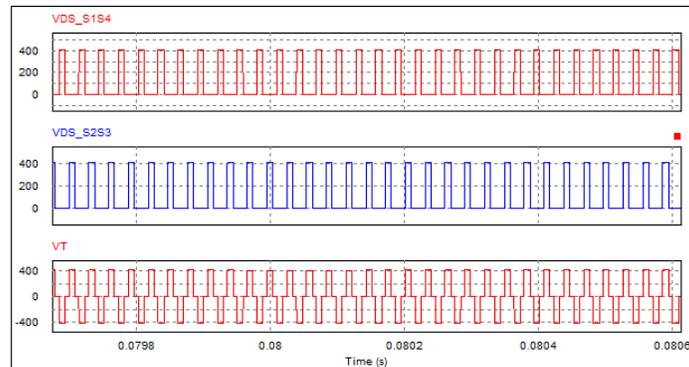


Figura 4.14. Tensiones $V_{DS_{S_1}}$ y V_T del $CREPC_{CD}$ con 227 V en la entrada y el cambio al 30 % de la potencia de carga.

En la Figura 4.15 se muestran las corrientes i e i_K . Ante el cambio de la fuente de entrada, como la carga permanece constante, la corriente i disminuye. Luego, en $t = 0.08$ s, la potencia disminuye y con ello disminuye i , pero como la inductancia se opone al cambio brusco de la corriente, las variaciones son lentas. De igual forma ocurre con i_K , no experimenta transitorios en $t = 0.05$ s ni en $t = 0.08$. Sin embargo, ante el cambio de carga disminuye su valor muy lentamente hasta que en estado estacionario tiene un valor de 5.57 A, al igual que i . La corriente pico I_p se mantiene muy cercana al valor anterior, con 32.71 A.

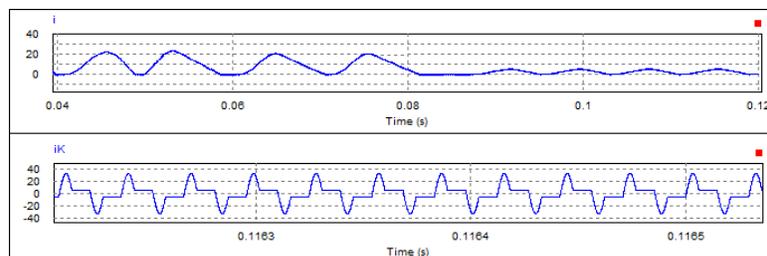


Figura 4.15. Corrientes i e i_K del $CREPC_{CD}$ para el cambio a una fuente de 227 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.

En la Figura 4.16 se aprecia que el apagado de los interruptores siempre se realiza con ZCS , pues en el instante que ocurre la desactivación de la compuerta se encuentran operando los diodos, por lo que, el interruptor conmuta a cero corriente.

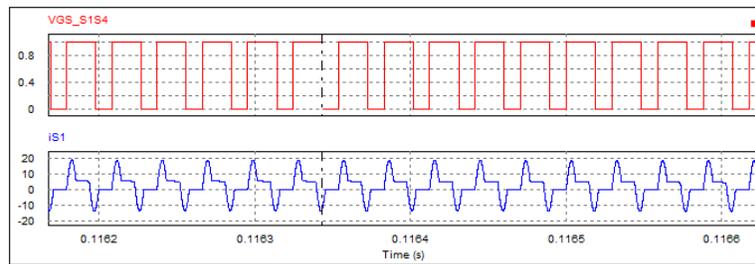


Figura 4.16. Señal $V_{GS_{S1,S4}}$ y corriente i_{S1} del $CREPC_{CD}$ para el cambio a una fuente de 227 V en la entrada y al 30 % de la potencia de carga.

Con estos resultados se logran los requerimientos planteados, y por tanto, se termina la etapa de diseño de los parámetros del $CREPC_{CD}$.

Conclusiones y trabajos futuros

Según el análisis del estado del arte de las diferentes alternativas que evitan la aparición de las sobretensiones transitorias, se concluye que la tendencia de solución a este problema es la incorporación de elementos extras, que amortiguan o enclavan las tensiones. Además, en el proceso de lograr este objetivo, se realiza la conmutación suave de los interruptores y se obtienen eficiencias, ya con un modelo experimental, que generalmente están por encima del 90 %, según reportan los documentos de la Tabla 1.2.

También se concluye que la metodología de selección propuesta, fue útil para seleccionar las soluciones que eliminan las sobretensiones con menos elementos incorporados.

Los objetivos planteados para el desarrollo del trabajo de tesis se cumplieron y se consideran como logros:

1. Se analizaron y diseñaron los parámetros del convertidor *CEPCA* para las características operativas y se comprobó que con la menor inductancia de dispersión calculada por el método propuesto en [43], se presentan las sobretensiones transitorias. Por lo tanto, se llega a la conclusión que la aparición de las mismas, es independiente de si se alimenta con *CD* o *CA*, ya que, el funcionamiento de este circuito elevador implica la utilización de la inductancia de dispersión del transformador, como el elemento principal de almacenamiento y transferencia de energía hacia la carga. Por consiguiente, si al momento de realizar la transferencia, la inductancia de dispersión se encuentra desenergizada, tratará de oponerse al cambio de estado y esto se reflejará como una sobretensión.
 2. Se seleccionaron los parámetros del circuito resonante incorporado al *CEPCA* y se concluye que esta solución, la cual incorpora los componentes parásitos del transformador y algunos elementos adicionales como tanque resonante, resulta ser una variante eficaz para la eliminación de las sobretensiones en el circuito.
 3. Se diseñaron los circuitos de cada una de las etapas del esquema de control y se validó mediante la simulación, que se eliminan las sobretensiones, manteniendo regulada la tensión de salida en lazo cerrado, ante variaciones de la carga y de la fuente de entrada de *CD*. En adición, se logra
-

la conmutación de los interruptores a cero corriente. Como conclusión se tiene que, con base en el control del tiempo en el que están encendidos los interruptores, se logra *ZCS* en un amplio rango de la carga y con variación de la fuente de entrada. También se concluye que para poder cumplir con los objetivos del control, es necesaria la modulación de la frecuencia de conmutación.

El *CREPC_CD* posee una característica que influye de manera positiva en el logro de una mayor eficiencia, ya que, se realiza el apagado de los interruptores con *ZCS*, sin embargo, existen algunos aspectos que afectan la eficiencia. Esto es: para que los interruptores puedan apagarse con *ZCS*, se genera una corriente circulante en el puente completo y en el capacitor resonante, pero esta corriente no se transfiere a la carga, sino que se suma a las pérdidas de conducción del convertidor [33]. Además, debido a que los interruptores deben conducir la suma de la corriente necesaria para alimentar la carga y la corriente circulante, esto aumenta la corriente máxima que fluye por ellos y en consecuencia, se necesitan dispositivos que puedan soportar mayores corrientes.

Otro punto importante fue que en las simulaciones, jugó un papel decisivo la selección del paso de integración. El primer valor que se utilizó, ponía en duda de si se presentaba el problema o no, ya que, al simular, el pico que se alcanzaba era como máximo de 40 V por encima del valor de tensión en la parte plana. Luego, al considerar un paso diez veces más pequeño que el menor tiempo que se tiene en la conmutación, se observan las sobretensiones.

La evolución de las variables de estado, durante cualquier intervalo de tiempo en un periodo de conmutación, se representó mediante una forma general.

Aportaciones

Las aportaciones de este trabajo de maestría están orientadas a una aplicación del conocimiento.

La primera aportación establece una metodología para diseñar los parámetros del *CEPCA*, es decir, a partir de las ecuaciones del convertidor elevador *PFC* [41] se establecen las ecuaciones adaptadas a un puente completo aislado. La metodología que se reporta para obtener los parámetros considera una fuente de *CA* y un puente rectificador en la entrada, a diferencia de la metodología reportada en [23] y [40], en las cuales se presentan los modos de funcionamiento en estado estacionario y las ecuaciones para calcular sus parámetros cuando este convertidor tiene una fuente de *CD*.

Después de obtener y analizar las ecuaciones dinámicas del *CREPC_CD*, que no se encuentran reportadas en el estado del arte, se demuestra la imposibilidad de controlarlo utilizando una técnica de control convencional. Como consecuencia, se seleccionó una técnica de control por modulación de frecuencia dada en [26]. Como aporte adicional, este trabajo de tesis sí muestra un procedimiento de diseño de cada circuito del esquema de control para la regulación de la tensión de salida.

Trabajos futuros

A pesar de haber cumplido los objetivos propuestos del trabajo de tesis hay aspectos que faltan por realizar, tales como:

- Culminar con la selección de todos los parámetros y variables para cuando el *CREP_CD* tiene una fuente de *CA* en la entrada.
 - Analizar las propuestas de control para el *CREP_CD* con la fuente de *CA*, teniendo en cuenta la corrección del factor de potencia.
 - Evaluar mediante simulación el desempeño en lazo cerrado, ante variaciones de la carga y de la fuente de alimentación y realizar un análisis de eficiencia.
 - Construir un prototipo experimental del *CREP_CD* con fuente de *CA*, con todos sus elementos y los circuitos de control.
-

Referencias

- [1] Akshay K. Rathore, Ashoka K. S. Bhat and Ramesh Oruganti. "Analysis, Design and Experimental Results of Wide Range ZVS Active-Clamped L-L Type Current-Fed DC/DC Converter for Fuel Cells to Utility Interface." in IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 59, No. 1, January. 2012.
 - [2] X. Kong and A. M. Khambadkone. "Analysis and Implementation of a High Efficiency, Interleaved Current-Fed Full Bridge Converter for Fuel Cell System." in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 22, No. 2, pp. 543-550, Mar. 2007.
 - [3] U. R. Prasanna and A. K. Rathore. "Analysis and design of zero-voltage-switching current-fed isolated full-bridge DC/DC converter." in Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference, 2011, pp. 239-245.
 - [4] H. Benqassmi and J. P. Ferfueux and J. Barbaroux. "Current-Source Resonant Converter in Power Factor Correction." PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference on. 1997.
 - [5] J.-F. Chen, R.-Y. Chen, and T.-J. Liang. "Study and Implementation of a Single-Stage Current-Fed Boost PFC Converter With ZCS for High Voltage Applications." in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 23, No. 1, pp. 379-386, Jan. 2008.
 - [6] L. Zhu, J.-S. Lai, and F. C. Lee. "Accelerated commutation for passive clamp isolated boost converters." in Google Patents, 2005.
 - [7] L. Zhu. "A Novel Soft-Commutating Isolated Boost Full-Bridge ZVS-PWM DC-DC Converter for Bidirectional High Power Applications." in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 21, No. 2, pp. 422-429, Mar. 2006.
 - [8] Lizhi Zhu, Kunrong Wang, F. C. Lee, and Jih-Sheng Lai. "New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters." in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, No. 4, pp. 946-951, Jul. 2003.
-

-
- [9] M. Mohr and F. W. Fuchs. "Clamping for current-fed dc/dc converters with recovery of clamping energy in fuel cell inverter systems." in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, 2007*, pp. 1-10.
- [10] K. Wang, F. C. Lee, and J. Lai. "Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability." in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, 2000*, Vol. 1, pp. 111-118.
- [11] M. Mohr, W. T. Franke, B. Wittig, and F. W. Fuchs. "A Comparative Study Converter Systems for Fuel Cells in the Medium Power Range." in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 6, pp. 2024-2032, Jun. 2010.
- [12] E.-S. Park, S. J. Choi, J. M. Lee, and B. H. Cho. "A soft-switching active-clamp scheme for isolated full-bridge boost converter." in *Proc. IEEE APEC, 2004*, Vol. 2, pp. 1067-1070.
- [13] U. R. Prasanna and A. K. Rathore. "Small-Signal Modeling of Active-Clamped ZVS Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter and Control System Implementation Using PSoC." in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 3, pp. 1253-1261, Mar. 2014.
- [14] P. U R and A. K. Rathore. "Extended Range ZVS Active-Clamped Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Applications: Analysis, Design, and Experimental Results." in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 7, pp. 2661-2672, Jul. 2013.
- [15] O. A. Ahmed and J. M. Bleijs. "High-efficiency DC-DC converter for fuel cell applications: Performance and dynamic modeling." in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009*, pp. 67-74.
- [16] O. A. Ahmed and J. A. M. Bleijs. "Optimized active-clamp circuit design for an isolated full-bridge current-fed DC-DC converter." in *Power Electronics Systems and Applications (PESA), 2011 4th International Conference on, 2011*, pp. 1-7.
- [17] H. Wang, Q. Sun, H. S. H. Chung, S. Tapuchi, and A. Ioinovici. "A ZCS Current-Fed Full-Bridge PWM Converter With Self-Adaptable Soft-Switching Snubber Energy." in *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 8, pp. 1977-1991, Aug. 2009.
- [18] M. Nymand and M. A. Andersen. "A new approach to high efficiency in isolated boost converters for high-power low-voltage fuel cell applications." in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008*, pp. 127-131.
- [19] M. Nymand and M. A. E. Andersen. "High-Efficiency Isolated Boost DC-DC Converter for High-Power Low-Voltage Fuel-Cell Applications." in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 2, pp. 505-514, Feb. 2010.
-

- [20] M. Nymand, R. Tranberg, M. E. Madsen, U. K. Madawala, and M. A. Andersen. "What is the best converter for low voltage fuel cell applications-a buck or boost?." in *Industrial Electronics, 2009. IECON-09. 35th Annual Conference of IEEE, 2009*, pp. 962-970.
- [21] V. Vaisanen, T. Riipinen, and P. Silventoinen. "Effects of Switching Asymmetry on an Isolated Full-Bridge Boost Converter." in *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 8, pp. 2033-2044, Aug. 2010.
- [22] X. Zhu, D. Xu, H. Umida, and K. Mino. "Current-fed phase shift controlled full bridge ZCS DC-DC converter with reverse block IGBT." in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, 2005, Vol. 3, pp. 1605-1610.
- [23] O. Alavi and S. Dolatabadi. "Analysis and Simulation of Full-Bridge Boost Converter using Matlab." in *Balk. J. Electr. Comput. Eng.*, Vol. 3, No. 2, Sep. 2015.
- [24] C. Iannello, S. Luo, and I. Batarseh. "Full bridge ZCS PWM converter for high-voltage high-power applications." in *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Vol. 38, No. 2, pp. 515-526, 2002.
- [25] C. Iannello, Shiguo Luo, and I. Batarseh. "Small-signal and transient analysis of a full-bridge, zero-current-switched PWM converter using an average model." in *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, No. 3, pp. 793-801, May 2003.
- [26] R.-Y. Chen, T.-J. Liang, J.-F. Chen, R.-L. Lin, and K.-C. Tseng. "Study and Implementation of a Current-Fed Full-Bridge Boost DC-DC Converter With Zero-Current Switching for High-Voltage Applications." in *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 44, No. 4, pp. 1218-1226, 2008.
- [27] P. Parvathy and D. N. Devarajan. "Simulation and Implementation of Current-Fed FullBridge Boost Converter with Zero Current Switching for High Voltage Applications." in *IJCSI Int. J. Comput. Sci. Issues*, Vol. 9, No. 3, 2012.
- [28] S. Jalbrzykowski and T. Citko. "Current-fed resonant full-bridge boost DC/AC/DC converter." in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 3, pp. 1198-1205, 2008.
- [29] L. Zhou and X. Ruan. "A zero-current and zero-voltage-switching PWM boost full-bridge converter." in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC-03. 2003 IEEE 34th Annual, 2003*, Vol. 2, pp. 957-962.
- [30] Tsai-Fu Wu, Yung-Chu Chen, Jeng-Gung Yang, and Chia-Ling Kuo. "Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter With a Flyback Snubber." in *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 7, pp. 1915-1922, Jul. 2010.
- [31] C. Qiao and K. M. Smedley. "An isolated full bridge boost converter with active soft switching." in *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, 2001*, Vol. 2, pp. 896-903.
-

-
- [32] T.-F. Wu, J.-G. Yang, C.-L. Kuo, K.-H. Sun, and Y.-K. Chen. "Comparison of bi-directional isolated full-bridge converters with combinations of active and passive snubbers." in 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011, pp. 127-133.
- [33] A. Mousavi, P. Das, and G. Moschopoulos. "A Comparative Study of a New ZCS DC-DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter." in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 27, No. 3, pp. 1347-1358, Mar. 2012.
- [34] A. Averberg, K. R. Meyer, and A. Mertens. "Current-fed full bridge converter for fuel cell systems." in 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, pp. 866-872.
- [35] Xin Zhang, H. S. h. Chung, Xinbo Ruan, and A. Ioinovici. "A ZCS Full-Bridge Converter Without Voltage Overstress on the Switches." in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 25, No. 3, pp. 686-698, Mar. 2010.
- [36] E. Adib and H. Farzanehfard. "Zero-Voltage Transition Current-Fed Full-Bridge PWM Converter." in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 24, No. 4, pp. 1041-1047, Apr. 2009.
- [37] O. Y. Al-Atbee and J. M. Bleijs. "Improved modified active clamp circuit for a current fed DC/DC power converter." in 2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2015, pp. 1-7.
- [38] J. Zakis, D. Vinnikov, V. Kolosov, and E. Vasechko. "New active clamp circuit for current-fed galvanically isolated DC/DC converters." in Compatibility and Power Electronics (CPE), 2013 8th International Conference on, 2013, pp. 353-358.
- [39] P. Xuwei and A. K. Rathore. "Novel Bidirectional Snubberless Naturally Commutated Soft-Switching Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicles." in IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 61, No. 5, pp. 2307-2315, May 2014.
- [40] R. W. Erickson and D. Maksimovic. "Fundamentals of Power Electronics." 2nd ed. New York: Wiley, 1950.
- [41] S. Abdel-Rahman, F. Stückler, and K. Siu. "PFC boost converter design guide." Vol. 3, p. 25, 2014.
- [42] TDK Components. Inductor Catalog.
- [43] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. "Power electronics: converters, applications, and design." 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley Sons, 2003.
- [44] Branko L. Dokic and Branko Blanus. "Power Electronics: Converters and Regulators." 3rd ed. Akademska misao, 2007.
- [45] Varodom Toochinda. "Feedback Control with Scilab and Arduino." 1st ed. Versailles, France, 2016.
-

- [46] Charles L. Philips and H. Troy Nagle. "Digital Control System. Analysis and Design." 3rd ed. New Jersey. 1995.
-