

# **Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico**

**Subdirección Académica**

**Departamento de Ingeniería Electrónica**

## **TESIS DE MAESTRÍA EN CIENCIAS**

**Análisis de un Corrector del Factor de Potencia sin Rectificador**

presentada por

**Ing. Omar Arellano Cruz**

como requisito para la obtención del grado de  
**Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica**

Director de tesis  
**Dr. Carlos Aguilar Castillo**

Codirector de tesis  
**Dr. Mario Ponce Silva**

**Cuernavaca, Morelos, México. Julio de 2015.**

"2015, Año del Generalísimo José María Morelos y Pavón"

Cuernavaca, Mor., 26/Junio/2015

OFICIO No. DIE/084/2015

Asunto: Aceptación de documento de tesis

**DR. GERARDO V. GUERRERO RAMÍREZ**  
**SUBDIRECTOR ACADÉMICO**  
**PRESENTE**

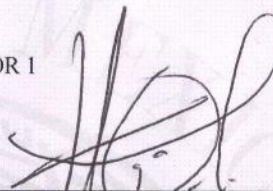
Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del C. **Omar Arellano Cruz**, con número de control M13CE001, de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "**ANÁLISIS DE UN CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA SIN RECTIFICADOR**", y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS



Dr. Carlos Aguilar Castillo  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Cédula Profesional 3581040

REVISOR 1



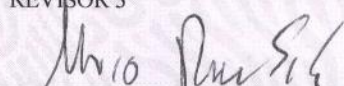
Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Cédula Profesional 5999002

REVISOR 2



Dr. Jaime Eugenio Arau Rofitel  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
REV. FOLIO B 045431

REVISOR 3



Dr. Mario Ponce Silva  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Cédula Profesional 3516427

C.p. L.I. Guadalupe Garrido Rivera. - Jefa del Departamento de Servicios Escolares.  
Estudiante  
Expediente

CMAZ/lrr



"2015, Año del Generalísimo José María Morelos y Pavón"

Cuernavaca, Mor., 26 de junio de 2015  
OFICIO No. SAC/165/2015

**Asunto:** Autorización de impresión de tesis

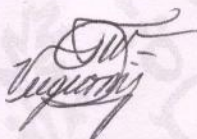
**ING. OMAR ARELLANO CRUZ  
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS  
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
PRESENTE**

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **"Análisis de un corrector del factor de potencia sin rectificador"**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

**ATENTAMENTE**

"CONOCIMIENTO Y TECNOLOGÍA AL SERVICIO DE MÉXICO"



**DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ  
SUBDIRECTOR ACADÉMICO**



CENTRO NACIONAL DE  
INVESTIGACIÓN Y  
DESARROLLO  
TECNOLÓGICO  
SUBDIRECCIÓN  
ACADÉMICA

C.p. Lic. Guadalupe Garrido Rivera.- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.  
Expediente

GVGR/mcr

# Agradecimientos

A mis padres, Ma. Isabel Cruz Montes y Mario Arellano Pineda, por su amor, apoyo y sus atenciones durante esta etapa de mis estudios.

A Rebeca Diana Chávez Avila, por su comprensión, compañía y por contagiarme su felicidad en los momentos difíciles. Te amo linda.

A mi director de Tesis, Dr. Carlos Aguilar Castillo por la orientación, paciencia y sobre todo por compartirme un poco de su conocimiento y experiencia.

A mi codirector de Tesis, Dr. Mario Ponce Silva por su disposición y sus atenciones durante el desarrollo de esta Tesis.

A mis revisores de Tesis, Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel y Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino, por sus valiosos comentarios y tiempo dedicado a la revisión de esta Tesis.

A mis profesores, Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich, Dr. Abraham Claudio Sánchez, Dr. Jesús Darío Mina Antonio, Dr. Jesús Aguayo Alquicira y Dr. Alejandro Rodríguez Palacios, por brindarme su conocimiento y contribuir a mi desarrollo académico.

A mis compañeros de esta inolvidable aventura, Julio Ayala, Ángel Figueroa, Oscar Benítez, Rita Ávila, Ricardo Schacht, Alberto Vidal, Amairany Rosas, Eduardo Zacarías, Alberto Méndez, José Luis Perales, Citlaly Martínez, Jorge Mastache, Genaro Ixmattlahua, Angélica González, Oscar Hernández, Pablo Sánchez, Josefa Gordillo, Juan Antonio Aqui y Rodolfo Vargas, por todos los gratos momentos y su amistad.

A Lorena Ruiz Ramírez y Ana María Pérez Martínez, por su invaluable apoyo.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), por darme la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico brindado.

# Resumen

Hoy en día, la proliferación de los dispositivos electrónicos es una de las principales causas que afectan la calidad del suministro de energía. La mayoría de estos dispositivos tienen en su etapa de entrada una fuente de alimentación donde se lleva a cabo un proceso de conversión de CA a CD. Debido a que los esquemas convencionales para llevar a cabo este proceso de conversión resultan poco eficientes y con un bajo Factor de Potencia, se han enfocado esfuerzos de investigación para desarrollar nuevas soluciones que permitan satisfacer las directivas de la normatividad actual. Como parte de las soluciones, los convertidores con Corrección del Factor de Potencia *sin puente* rectificador han representado una alternativa más eficiente, cuyo esquema presenta ventajas en cuanto a tamaño y costo.

En este trabajo de tesis, se presenta el análisis teórico del convertidor con Corrección del Factor de Potencia (CFP) *sin puente* rectificador [1]. A partir de dicho análisis, se describe el principio de operación y se obtienen las ecuaciones que definen el funcionamiento del convertidor (Convertidor CD-CD) para ambos modos de conducción: Modo de Conducción Continuo (MCC) y Modo de Conducción Discontinuo (MCD). Así mismo, se deriva una metodología de diseño en ambos modos de conducción la cual se valida mediante simulación y mediante la implementación de un prototipo de laboratorio de 25 W. Posteriormente, se realiza el análisis teórico del convertidor propuesto como Corrector del Factor de Potencia (Convertidor CA-CD), donde se obtienen las ecuaciones necesarias para derivar una metodología de diseño la cual se valida mediante simulación.

A partir de los resultados presentados se comprueba que el convertidor con CFP *sin puente* rectificador propuesto en [1] se comporta naturalmente como un emulador de resistencia cuando es operado en MCD con ciclo de trabajo constante y frecuencia de conmutación variable.

# Abstract

Nowadays, the proliferation of electronic devices is one of the main causes that affect the power quality. Most of these devices have in its input stage a power supply where is performed a process of converting AC to DC. Because the conventional schemes to carry out this conversion process are inefficient and have low power factor, they have focused research efforts to develop new solutions to meet the directives of the current standards and regulations. As part of the solutions, Bridgeless Power Factor Correction Converters represented a more efficient alternative, due to the advantages in size and cost.

In this research work, the theoretical analysis of the Bridgeless Power Factor Correction Converter is presented [1]. From this analysis, the principle of operation is described and equations that define the operation of the converter (DC-DC converter) for both conduction modes are obtained: Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM). Also, a design methodology for both modes of conduction is derived which is validated by simulation and by implementing a 25 W laboratory prototype. Subsequently, the theoretical analysis proposed as converter Power Factor Corrector is made (AC-DC converter), where the necessary equations are obtained to derive a design methodology which is validated by simulation.

From the presented results it is found that the Bridgeless Power Factor Correction Converter proposed in [1] naturally acts as an emulator of resistance when operated in MCD with constant duty cycle and variable frequency switching.

# Contenido

<b>Índice de Figuras .....</b>	<b>iii</b>
<b>Índice de Tablas .....</b>	<b>v</b>
<b>Simbología .....</b>	<b>vi</b>
<b>1. Capítulo 1 Introducción.....</b>	<b>1</b>
1.1 Antecedentes .....	2
1.2 Planteamiento del problema .....	6
1.3 Estado del arte .....	6
1.4 Propuesta de solución .....	9
1.5 Objetivos .....	9
1.5.1 Objetivo general.....	9
1.5.2 Objetivos particulares .....	10
1.6 Alcances.....	10
1.7 Justificación .....	10
<b>2. Capítulo 2 Análisis del Convertidor en MCC .....</b>	<b>11</b>
2.1. Principio de operación para $V_{in} > 0$ .....	12
2.2. Ganancia en CD para $V_{in} > 0$ .....	20
2.3. Principio de operación para $V_{in} < 0$ .....	21
2.4. Ganancia en CD para $V_{in} < 0$ .....	27
2.5. Esfuerzos eléctricos en MCC .....	28
2.6. Metodología de Diseño en MCC .....	33
<b>3. Capítulo 3 Análisis del Convertidor en MCD .....</b>	<b>35</b>
3.1. Principio de Operación para $V_{in} > 0$ .....	36
3.2. Ganancia en CD para $V_{in} > 0$ .....	46
3.3. Principio de Operación para $V_{in} < 0$ .....	48
3.4. Ganancia en CD para $V_{in} < 0$ .....	54
3.5. Frontera entre el MCC y MCD.....	55
3.6. Esfuerzos eléctricos en MCD .....	56
3.7. Metodología de Diseño en MCD .....	63

<b>4. Capítulo 4 Análisis del Convertidor como CFP en MCD .....</b>	<b>65</b>
4.1. Análisis de corriente de entrada.....	66
4.2. Factor de Potencia y Distorsión Armónica Total .....	69
4.3. Metodología de diseño como CFP .....	70
<b>5. Capítulo 5 Validación.....</b>	<b>73</b>
5.1. Diseño en MCC.....	74
5.1.1. Simulación .....	74
5.1.2. Implementación.....	76
5.1.3. Resultados experimentales.....	79
5.2. Diseño en MCD.....	81
5.2.1. Simulación .....	82
5.2.2. Implementación.....	83
5.2.3. Resultados experimentales.....	87
5.3. Diseño como CFP .....	88
5.3.1. Ejemplo de diseño como CFP .....	88
5.3.2. Simulación .....	89
5.3.3. Análisis de resultados como CFP .....	93
<b>6. Capítulo 6 Conclusiones .....</b>	<b>96</b>
6.1. Conclusiones.....	96
6.2. Aportaciones del trabajo de Tesis.....	97
6.3. Trabajos Futuros.....	97
<b>Referencias .....</b>	<b>98</b>



## Índice de Figuras

<b>Figura 1.1</b> Circuito convencional para la conversión de CA a CD. ....	3
<b>Figura 1.2</b> Formas de onda de corriente y voltaje bajo el esquema convencional de conversión CA-CD. ....	3
<b>Figura 1.3</b> Esquema convencional para la corrección de factor de potencia activa. ....	5
<b>Figura 1.4</b> Esquema de circuito con CFP <i>sin puente</i> . ....	5
<b>Figura 1.5</b> Diagrama esquemático del convertidor con CFP <i>sin puente</i> . ....	6
<b>Figura 1.6</b> Diagrama esquemático del circuito con CFP <i>sin puente</i> basado en el convertidor Cuk. ....	7
<b>Figura 1.7</b> Diagrama esquemático del circuito con CFP <i>sin puente</i> basado en el convertidor Boost. ....	7
<b>Figura 1.8</b> Diagrama esquemático del circuito con CFP <i>sin puente</i> basado en el convertidor SEPIC. ....	8
<b>Figura 1.9</b> Diagrama esquemático del circuito con CFP <i>sin puente</i> basado en el convertidor Flyback. ....	9
<b>Figura 2.1</b> Circuitos equivalentes para $V_{in} > 0$ en MCC. a) Tiempo de encendido, b) Tiempo de apagado. ....	12
<b>Figura 2.2</b> Principales formas de onda del convertidor en MCC para $V_{in} > 0$ . ....	13
<b>Figura 2.3</b> Formas de onda de corriente y voltaje en el capacitor de salida para $V_{in} > 0$ . ....	18
<b>Figura 2.4</b> Circuitos equivalentes para $V_{in} < 0$ en MCC. a) Tiempo de encendido, b) Tiempo de apagado. ....	22
<b>Figura 2.5</b> Principales formas de onda del convertidor en MCC para $V_{in} < 0$ . ....	22
<b>Figura 2.6</b> Formas de onda de corriente y voltaje en el capacitor de salida para $V_{in} < 0$ . ....	26
<b>Figura 2.7</b> Gráfica de la Ganancia en CD en MCC en función de la frecuencia normalizada. ....	28
<b>Figura 3.1</b> Circuitos equivalentes para $V_{in} > 0$ en MCD. a) Etapa 1, b) Etapa 2 y c) Etapa 3. ....	36
<b>Figura 3.2</b> Principales formas de onda del convertidor en MCD para $V_{in} > 0$ . ....	37
<b>Figura 3.3</b> Corriente en el capacitor resonante en MCD. ....	38
<b>Figura 3.4</b> Formas de onda de corriente y voltaje en el capacitor de salida para $V_{in} > 0$ . ....	44
<b>Figura 3.5</b> Circuitos equivalentes para $V_{in} < 0$ en MCD: a) Etapa 1, b) Etapa 2 y c) Etapa 3. ....	48
<b>Figura 3.6</b> Principales formas de onda del convertidor en MCD para $V_{in} < 0$ . ....	49
<b>Figura 3.7</b> Formas de onda de corriente y voltaje en el capacitor de salida para $V_{in} < 0$ . ....	52
<b>Figura 3.8</b> Ganancia en CD en MCD como función de la frecuencia normalizada. ....	56
<b>Figura 4.1</b> a) Circuito equivalente durante el tiempo de encendido y b) Principales formas de onda en MCD. ....	66
<b>Figura 4.2</b> Forma de onda de la corriente promedio de entrada normalizada. ....	68
<b>Figura 4.3</b> Gráfica del Factor de Potencia en función del parámetro $\alpha$ . ....	69
<b>Figura 5.1</b> Diagrama esquemático del ejemplo de diseño en MCC. ....	74

<b>Figura 5.2</b>	Forma de onda simulada de la corriente de entrada en MCC. ....	75
<b>Figura 5.3</b>	Forma de onda simulada de la corriente en el inductor de entrada en MCC. ....	75
<b>Figura 5.4</b>	Forma de onda simulada de la corriente en el inductor resonante en MCC. ....	76
<b>Figura 5.5</b>	Formas de onda simuladas del voltaje de entrada y salida en MCC.....	76
<b>Figura 5.6</b>	Prototipo de laboratorio implementado en MCC.....	78
<b>Figura 5.7</b>	Forma de onda experimental de la corriente de entrada en MCC.....	78
<b>Figura 5.8</b>	Forma de onda experimental de la corriente en el inductor de entrada en MCC....	78
<b>Figura 5.9</b>	Forma de onda experimental de la corriente en el inductor resonante en MCC....	79
<b>Figura 5.10</b>	Formas de onda experimentales del voltaje de entrada y salida en MCC.....	79
<b>Figura 5.11</b>	Curvas de ganancia, $M_{MCC}$ Ganancia teórica en MCC y $M_{Exp}$ Ganancia experimental. ....	80
<b>Figura 5.12</b>	Diagrama esquemático del ejemplo de diseño en MCD. ....	81
<b>Figura 5.13</b>	Forma de onda simulada de la corriente de entrada en MCD. ....	82
<b>Figura 5.14</b>	Forma de onda simulada de la corriente del inductor de entrada en MCD.....	82
<b>Figura 5.15</b>	Forma de onda simulada de la corriente en el inductor resonante en MCD. ....	83
<b>Figura 5.16</b>	Formas de onda simuladas del voltaje de entrada y salida en MCD.....	83
<b>Figura 5.17</b>	Prototipo de laboratorio implementado en MCD.....	85
<b>Figura 5.18</b>	Forma de onda experimental de la corriente de entrada en MCD. ....	85
<b>Figura 5.19</b>	Forma de onda experimental de la corriente en el inductor de entrada en MCD. ....	86
<b>Figura 5.20</b>	Forma de onda experimental de la corriente en el inductor resonante en MCD....	86
<b>Figura 5.21</b>	Formas de onda experimentales del voltaje de entrada y salida en MCD. ....	87
<b>Figura 5.22</b>	Curvas de ganancia: $M_{MCC}$ Ganancia teórica en MCC, $M_{MCD}$ Ganancia teórica en MCD y $M_{Exp}$ Ganancia experimental. ....	88
<b>Figura 5.23</b>	Diagrama esquemático del ejemplo de diseño como CFP en MCD. ....	89
<b>Figura 5.24</b>	Diagrama esquemático de la simulación en SIMPLIS.....	89
<b>Figura 5.25</b>	Formas de onda simuladas del voltaje y corriente de entrada a frecuencia de línea. ....	90
<b>Figura 5.26</b>	Formas de onda simuladas del voltaje en el capacitor resonante y corriente en el inductor resonante a frecuencia de línea.....	90
<b>Figura 5.27</b>	Formas de onda simuladas del voltaje en el capacitor resonante y corriente en el inductor resonante a frecuencia de conmutación.....	91
<b>Figura 5.28</b>	Formas de onda simuladas de voltaje y corriente en el interruptor a frecuencia de conmutación. ....	91
<b>Figura 5.29</b>	Formas de onda simuladas del voltaje y corriente en el diodo 1 a frecuencia de conmutación. ....	92
<b>Figura 5.30</b>	Formas de onda simuladas de voltaje y corriente en el diodo 2 a frecuencia de conmutación. ....	92
<b>Figura 5.31</b>	Formas de onda simuladas de la corriente de entrada normalizada para diferentes valores de $\alpha$ .....	93
<b>Figura 5.32</b>	Formas de onda teóricas de la corriente de entrada normalizada. ....	93

## Índice de Tablas

<b>Tabla 2.1</b> Esfuerzos eléctricos en MCC. ....	33
<b>Tabla 2.2</b> Especificaciones de diseño en MCC. ....	33
<b>Tabla 3.1</b> Esfuerzos eléctricos en MCD. ....	63
<b>Tabla 3.2</b> Especificaciones de diseño en MCD. ....	63
<b>Tabla 4.1</b> Especificaciones de diseño para el convertidor como CFP.....	71
<b>Tabla 5.1</b> Especificaciones del ejemplo de diseño en MCC.....	74
<b>Tabla 5.2</b> Esfuerzos eléctricos en los elementos del ejemplo de diseño en MCC.....	77
<b>Tabla 5.3</b> Componentes utilizados en la implementación del prototipo en MCC.....	77
<b>Tabla 5.4</b> Rizos de corriente y voltaje del ejemplo de diseño en MCC.....	80
<b>Tabla 5.5</b> Esfuerzos eléctricos del ejemplo de diseño en MCC. ....	80
<b>Tabla 5.6</b> Especificaciones del ejemplo de diseño en MCD. ....	81
<b>Tabla 5.7</b> Esfuerzos eléctricos en los elementos del ejemplo de diseño en MCD.....	84
<b>Tabla 5.8</b> Componentes utilizados en la implementación del prototipo en MCD.....	84
<b>Tabla 5.9</b> Esfuerzos eléctricos del ejemplo de diseño en MCD. ....	87
<b>Tabla 5.10</b> Rizos de corriente y voltaje del ejemplo de diseño en MCD. ....	88
<b>Tabla 5.11</b> Especificaciones del ejemplo de diseño como CFP en MCD. ....	89
<b>Tabla 5.12</b> Valores de DAT y FP para diferentes valores del parámetro $\alpha$ .....	94
<b>Tabla 5.13</b> Contenido armónico de la corriente de entrada para diferentes valores de $\alpha$ .....	94
<b>Tabla 5.14</b> Comparación entre la magnitud de los armónicos de la corriente de entrada y las diferentes clases de la norma IEC610003-2. ....	95

# Simbología

## ACRÓNIMOS

CA	Corriente alterna
CEP	Convertidor electrónico de potencia
CD	Corriente directa
CFP	Corrección del factor de potencia
CSE	Compañía de suministro eléctrico
DAT	Distorsión armónica total
DS	Dispositivo semiconductor
EMI	Interferencia electromagnética
FP	Factor de potencia
IEC	Comisión electrotécnica internacional
LTK	Ley de tensión de <i>Kirchhoff</i>
MCC	Modo de conducción continuo
MCD	Modo de conducción discontinuo
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal óxido semiconductor
PWM	Modulación por ancho de pulso
RBIGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada con bloqueo inverso
RSE	Red de suministro eléctrico
SIMPLIS	Simulación para sistemas lineales a pedazos

## NOMENCLATURA

$C_r$	Capacitor resonante
$C_o$	Capacitor de salida
$D_1$	Diodo 1
$D_2$	Diodo 2
$E_{in}$	Energía de entrada
$E_o$	Energía de salida
$f_n$	Frecuencia normalizada
$f_o$	Frecuencia de resonancia
$f_s$	Frecuencia de conmutación
$i_{Co}$	Corriente en el capacitor de salida
$i_{Cr}$	Corriente en el capacitor resonante
$I_{Cr}$	Corriente promedio en el capacitor resonante
$I_{D1}$	Corriente promedio en el diodo 1

$I_{D2}$	Corriente promedio en el diodo 2
$i_{in}$	Corriente de entrada
$I_{in}$	Corriente promedio de entrada
$i_L$	Corriente en el inductor de entrada
$i_{Lpk}$	Corriente en el inductor de entrada pico
$I_L$	Corriente en el inductor de entrada promedio
$i_{Lr}$	Corriente en el inductor resonante
$i_{Lrpk}$	Corriente en el inductor resonante pico
$I_o$	Corriente de salida
$I_1$	Corriente de la componente fundamental
$I_{ef}$	Corriente eficaz
$K$	Parámetro K
$K_{crit}$	Valor crítico del parámetro K
$K_d$	Factor de distorsión
$K_\phi$	Factor de desplazamiento
$L$	Inductor de entrada
$L_r$	Inductor resonante
$M$	Ganancia de voltaje en CD
$P_o$	Potencia de salida
$P_{in}$	Potencia de entrada
$Q$	Interrupción
$T_{on}$	Tiempo de encendido
$T_{off}$	Tiempo de apagado
$T_o$	Periodo de resonancia
$T_s$	Periodo de conmutación
$v_{D1}$	Voltaje en el diodo 1
$v_{D2}$	Voltaje en el diodo 2
$v_{Co}$	Voltaje en el capacitor de salida
$v_{Cr}$	Voltaje en el capacitor resonante
$v_{Crpk}$	Voltaje en el capacitor resonante pico
$V_{Cr}$	Voltaje en el capacitor resonante promedio
$V_{Crmin}$	Voltaje en el capacitor resonante mínimo
$V_{ef}$	Voltaje eficaz
$v_g$	Voltaje de compuerta
$V_{in}$	Voltaje de entrada



$V_o$	Voltaje de salida
$V_p$	Voltaje pico
$V_{in} > 0$	Voltaje de entrada positivo
$V_{in} < 0$	Voltaje de entrada negativo
$Z_o$	Impedancia característica
$\Delta i_L$	Rizo de corriente en el inductor de entrada
$\Delta V_{Cr}$	Rizo de voltaje en el capacitor resonante
$\Delta V_o$	Rizo de voltaje en el capacitor de salida
$\omega$	Frecuencia de línea angular
$\omega_o$	Frecuencia de resonancia angular

# Capítulo 1

## Introducción

---

En este primer capítulo se aborda el panorama dentro del cual se desarrolla este trabajo de tesis. Para ello, se describe la problemática actual en cuanto a la demanda de energía y se presentan las diferentes causas que afectan la calidad del suministro de energía. Así mismo, se presentan las soluciones más comunes que se han utilizado en cuanto al proceso de conversión de CA a CD, incluyendo sus ventajas y limitaciones. Por otro lado, se analizan los trabajos propuestos en la literatura en cuanto a los Convertidores con Corrección del Factor de Potencia (CFP) *sin puente* y se mencionan sus ventajas en comparación con otras topologías. Finalmente se describe la propuesta de investigación.

## 1.1 Antecedentes

Actualmente, resulta novedosa, práctica y un tanto divertida la forma en que los avances tecnológicos intervienen en la vida de los seres humanos. Desde una simple aplicación en nuestro teléfono inteligente, hasta una intervención quirúrgica a distancia; el impacto tecnológico ha sido significativo en las últimas décadas. No obstante, estos avances han representado nuevos retos en cuanto a términos de energía; ya que el crecimiento de la población y las necesidades actuales de la industria han traído como consecuencia un incremento significativo en el consumo de energía eléctrica.

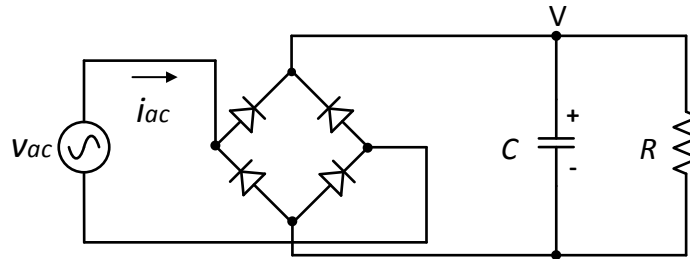
La energía eléctrica es la fuente de energía utilizada por los equipos eléctricos y electrónicos en nuestros hogares, la industria y en nuestros lugares de trabajo. Particularmente, en la industria ha habido una tendencia hacia el uso de maquinaria más moderna, así como de procesos más sensibles ante variaciones en la Red de Suministro Eléctrico (RSE); por lo que cualquier perturbación o interrupción en la energía suministrada representa un alto valor económico. Es por ello que uno de los temas que han cobrado mayor interés en las últimas décadas es el de *calidad de la energía*, el cual ha sido un tema de interés común para las compañías de suministro eléctrico (CSE), los usuarios y fabricantes; donde el estudio cualitativo de esta fuente de energía ha sido abordado ampliamente.

En la literatura se ha definido al término *calidad de la energía* de diversas formas, cuyo significado varía dependiendo del marco de referencia que se tome. En [2], se define *calidad de la energía* como: “*cualquier problema en la red de suministro eléctrico que se manifieste como una desviación de voltaje, corriente o frecuencia y que resulte en una falla o mala operación de algún equipo*” mientras que una definición desde el punto de vista de una CSE lo define como “*confiabilidad*” y presenta estadísticas que demuestran que su sistema es 99.98 % confiable. El concepto de *calidad de la energía* engloba diferentes problemas que surgen tanto de la interacción entre usuarios como del uso de equipos electrónicos y de diversos fenómenos electromagnéticos los cuales se dividen en las siguientes categorías [3], [4]:

1. Fluctuaciones de voltaje (*flickers*)
2. Distorsión armónica
3. Variaciones en la frecuencia de línea
4. Bajo o sobre voltaje
5. Caídas de voltaje (*sags*)
6. Transitorios

Cada uno de estos problemas tienen diferentes causas, los cuales han sido abordados ampliamente en la literatura [5], [6].

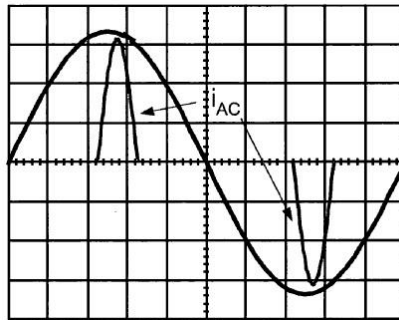
Una de las principales causas que afectan la *calidad de la energía*, es la proliferación de los dispositivos electrónicos que son utilizados actualmente. La mayoría de estos dispositivos (cargas no lineales) utilizan una fuente de alimentación en donde se lleva a cabo un proceso de conversión de corriente alterna (CA) a corriente directa (CD). Un método sencillo que se ha utilizado por muchos años, se basa en el uso de un puente rectificador completo seguido de un capacitor de gran tamaño, tal como se muestra en la Fig. 1.1.



**Figura 1.1** Circuito convencional para la conversión de CA a CD.

Principalmente, las ventajas del circuito de la Fig. 1.1 son su bajo costo y robustez, sin embargo, bajo este esquema únicamente se extrae corriente durante un intervalo de tiempo corto, (Fig. 1.2), lo que representa los siguientes inconvenientes:

- El contenido armónico de la corriente de entrada en alta frecuencia es significativo debido a la distorsión en la forma de onda de la corriente; lo cual no está permitido por la normatividad actual en ciertas regiones del mundo.
- El factor de potencia es bajo (0.6), lo que representa una pobre utilización de la potencia real disponible de la RSE, ya que la potencia reactiva solo genera pérdidas en las líneas de transmisión sin entregar la potencia real disponible a la carga.



**Figura 1.2** Formas de onda de corriente y voltaje bajo el esquema convencional de conversión CA-CD.

Una forma de cuantificar el impacto negativo que tiene una forma de onda de corriente como la mostrada en la Fig. 1.2, es a través de la evaluación de dos parámetros: El Factor de Potencia y la Distorsión Armónica Total.

El Factor de Potencia (FP) se define como la relación entre la potencia activa y la potencia aparente, es decir:

$$FP = \frac{V_{ef} \cdot I_1 \cdot \cos \phi}{V_{ef} I_{ef}} = \frac{I_1 \cdot \cos \phi}{I_{ef}}$$

donde  $V_{ef}$  es el voltaje eficaz de entrada,  $I_{ef}$  es la corriente eficaz de entrada,  $I_1$  es la componente fundamental de  $I_{ef}$  y  $\cos \phi$  es el ángulo de fase entre el voltaje de entrada y la componente fundamental.

Si el voltaje de entrada se asume como una sinusoidal pura, el factor de potencia FP se define como el producto del factor de distorsión  $K_d$  y el factor de desplazamiento  $K_\phi$ , es decir:

$$FP = K_d \cdot K_\phi \quad (1.1)$$

donde  $K_d$  es la relación entre la corriente eficaz de la fundamental  $I_{ef}^1$  y la corriente eficaz total  $I_{ef}$  y  $K_\phi$  es el coseno del ángulo de fase entre el voltaje de entrada y la componente fundamental [7].

El factor de distorsión  $K_d$  será unitario si las formas de onda de corriente y voltaje son idénticas, mientras que el factor de desplazamiento  $K_\phi$  será unitario si dichas formas de onda están en fase, bajo esta condición el FP será unitario; tal como sucede cuando se alimentan cargas lineales.

La Distorsión Armónica Total (DAT) se define como la relación entre la raíz cuadrada de la sumatoria de los cuadrados del valor eficaz de los armónicos y el valor eficaz de la fundamental, es decir [8]:

$$DAT = \frac{\sqrt{I_{ef_2}^2 + I_{ef_3}^2 + \dots + I_{ef_n}^2}}{I_{ef_1}} \quad (1.2)$$

Aplicando estas definiciones de FP y DAT al circuito de la Fig. 1.1, este esquema presenta un FP que oscila entre el 0.5 y 0.65 y una DAT que supera incluso el 100 % [9].

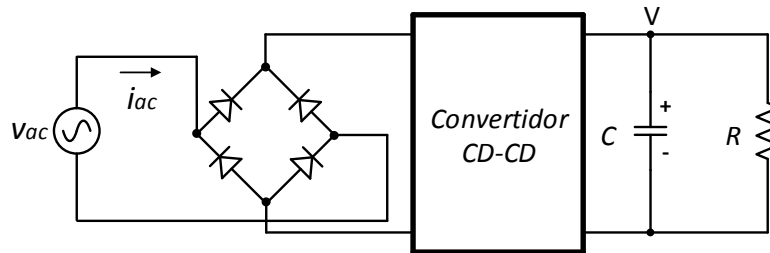
Debido a las razones mencionadas, se ha vuelto necesario el uso de fuentes de alimentación que drenen una corriente de entrada con bajo contenido armónico y que además conserven un FP cercano a la unidad. Esto para satisfacer regulaciones y estándares que limitan las corrientes armónicas inyectadas a la RSE, tales como la IEC 61000-3-2 o iniciativas de ahorro de energía como la 80 PLUS [10], [11].

Actualmente, existen dos técnicas para la corrección del factor de potencia (CFP); la pasiva y la activa. La técnica pasiva consiste básicamente en utilizar un filtro L-C a la salida del puente rectificador; cuya principal ventaja es la simplicidad del circuito. Sin embargo, este esquema presenta serias limitaciones tales como:

- No se obtiene un FP unitario ni una DAT nula.
- Alta sensibilidad ante variaciones en la frecuencia y la magnitud del voltaje de entrada.
- Debido a que se opera a frecuencia de línea, los elementos de filtrado son voluminosos y de costo elevado.
- Pérdidas significativas en los elementos mencionados.



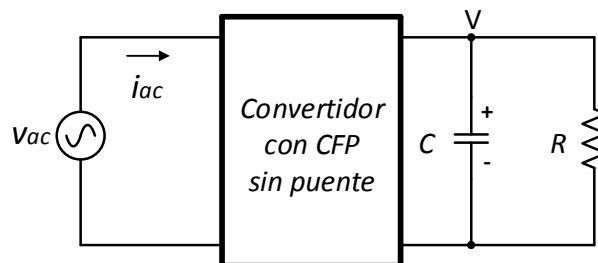
Mientras que la técnica pasiva es recomendable para aplicaciones de baja potencia, la CFP activa se usa en mayor proporción debido a su rendimiento superior especialmente en la industria de Telecomunicaciones y Computacional [12]. De manera general, la CFP activa consiste en utilizar un convertidor electrónico de potencia (CEP) entre un puente rectificador y un capacitor de gran tamaño, tal y como se muestra en la Fig. 1.3. Este esquema se conoce como “Sistema Activo”, “Filtro Activo” o bien “Emulador de Resistencia”; cuya parte modular es el uso de un Convertidor CD-CD.



**Figura 1.3** Esquema convencional para la corrección de factor de potencia activa.

El propósito del puente rectificador en el circuito de la Fig. 1.3, es rectificar la corriente y el voltaje de línea; de tal forma que el CEP sea alimentado con una corriente y un voltaje positivo. Esto se debe a que en la actualidad todos los convertidores CD-CD solo pueden aceptar corriente y voltaje con una polaridad en la entrada; por lo que el puente rectificador es necesario para adaptarse a esta limitación.

El CEP mostrado en la Fig. 1.3, representa cualquier topología de un convertidor CD-CD que tenga una ganancia elevadora, lo cual es indispensable para realizar la función de CFP. La mayoría de los convertidores con CFP hacen uso de topologías como la *boost* o las derivadas de la *buck-boost* a la entrada, debido a su alta capacidad para corregir el FP de forma natural [13]–[16]. Sin embargo, un esquema convencional como éste, presenta una baja eficiencia debido a las pérdidas significativas en el puente rectificador. Esto se debe a que en cada semiciclo de línea dos de los diodos del puente rectificador están en conducción; lo que representa pérdidas por conducción significativas especialmente en aplicaciones de alta potencia. En respuesta a este inconveniente, se han enfocado esfuerzos de investigación hacia el desarrollo de topologías más eficientes donde se elimine el puente rectificador en la entrada, tales topologías se conocen como convertidores con CFP *sin puente* [17]–[25]. Un convertidor con CFP *sin puente* permite reducir el número de dispositivos semiconductores (DS) en conducción en comparación con un esquema convencional con CFP; lo cual permite reducir significativamente las pérdidas por conducción, aumentar la eficiencia y reducir el costo total del sistema. En la Fig. 1.4, se muestra el esquema del circuito con CFP *sin puente*.



**Figura 1.4** Esquema de circuito con CFP *sin puente*.

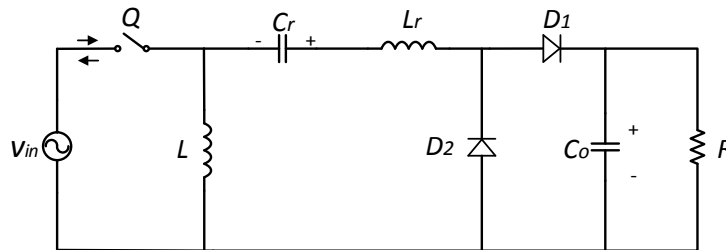
## 1.2 Planteamiento del problema

En la literatura se han reportado un gran número de convertidores con CFP *sin puente* [17]–[25], basados en diferentes topologías de convertidores CD-CD convencionales, en donde se ha conseguido eliminar parcial o totalmente el puente rectificador. Sin embargo, uno de los trabajos que ha llamado la atención por los resultados obtenidos, ha sido el presentado en [1], en donde a partir de resultados experimentales se ha reportado un FP de 0.999, una eficiencia mayor al 98% y una DAT del 1.7 %. Además, en [26]–[28] el mismo autor ha presentado algunas características y el principio de operación de esta topología tanto para la versión monofásica como trifásica. Sin embargo, en ninguna de estas referencias ni en la literatura se reporta un análisis formal de este convertidor. Por lo tanto, debido a las bondades que expone esta topología y al interés y popularidad que han cobrado los circuitos con CFP *sin puente* [29], resulta necesario realizar un análisis formal a través del cual se obtengan las ecuaciones que definen su operación y de esta forma derivar posteriormente una metodología de diseño que permita su implementación.

## 1.3 Estado del arte

En esta sección, se presentan algunos convertidores con CFP *sin puente* que se han propuesto en la literatura. Cabe mencionar que el primer trabajo que se presenta describe al convertidor que se propone analizar en este trabajo.

En [1], se presenta un convertidor con CFP *sin puente* de una sola etapa y con corriente pulsante a la entrada, cuyo diagrama esquemático se muestra en la Fig. 1.5.

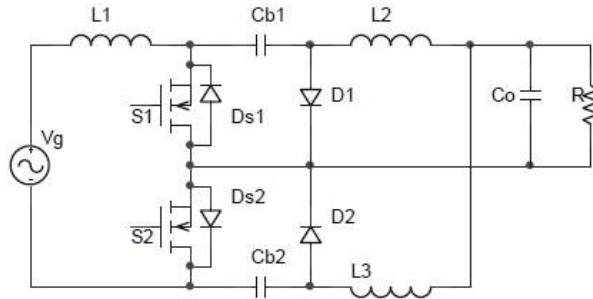


**Figura 1.5** Diagrama esquemático del convertidor con CFP *sin puente*.

El circuito de la Fig. 1.5 está compuesto por un interruptor controlado  $Q$  y dos no controlados ( $D_1$  y  $D_2$ ); los cuales conmutan dependiendo del estado de  $Q$  y de la polaridad del voltaje de entrada. Bajo esta condición, el interruptor  $Q$  debe tener la capacidad de operar en dos cuadrantes (primero y tercero), cuya implementación puede realizarse a través de dos RBIGBT en paralelo o dos MOSFET en serie para frecuencias de conmutación más elevadas. La capacidad inherente para operar con un voltaje de entrada bipolar permite eliminar por completo el puente rectificador a la entrada y así poseer ventajas en cuanto a eficiencia, tamaño y costo frente a otras topologías. Además, la topología de este convertidor incluye un circuito resonante conformado por  $L_r$  y  $C_r$ . Por lo tanto, la operación de este circuito se basa en un nuevo método de conmutación *híbrido*, ya que durante un subintervalo del periodo de conmutación opera como convertidor resonante y durante el otro como convertidor PWM.

A partir del principio de operación reportado se demuestra que el número de DS que conducen durante el encendido y apagado del interruptor Q es de dos y uno respectivamente; por lo que las pérdidas por conducción se ven significativamente reducidas. A partir de resultados experimentales, se reporta una eficiencia mayor al 98 %, una DAT del 1.7 % y un FP de 0.999.

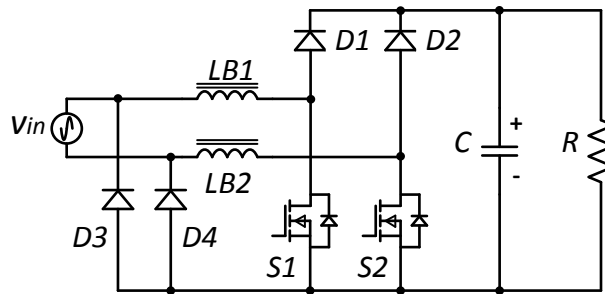
En [30] se presenta un circuito con CFP *sin puente* el cual se basa en la topología del convertidor *Cuk* y cuyo principio de operación se presenta en MCD. El diagrama esquemático de este circuito se muestra en la Fig. 1.6.



**Figura 1.6** Diagrama esquemático del circuito con CFP *sin puente* basado en el convertidor *Cuk*.

Una de las ventajas inherentes de este circuito es la alta calidad en la corriente de entrada y salida; lo cual se debe a la ubicación de los inductores en la topología. Los autores señalan que el número de DS que conducen durante cada semiciclo de línea es menor en comparación con el convertidor *Cuk* con CFP convencional [31] e incluso que la versión *sin puente* normal [32]. Sin embargo, una de sus desventajas es que el número total de componentes es mayor que las dos versiones citadas anteriormente. A partir de resultados de simulación se reporta una DAT del 7 % y 14 % así como un FP de 0.988 y 0.904 para un voltaje de línea de 115  $V_{rms}$  y 240  $V_{rms}$  respectivamente.

En [33] se presenta otra topología basada en la versión normal del convertidor *Boost* con CFP *sin puente*, cuyo diagrama esquemático se muestra en la Fig. 1.7.

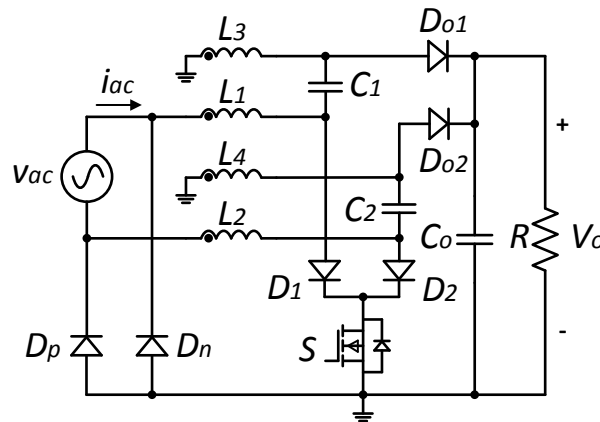


**Figura 1.7** Diagrama esquemático del circuito con CFP *sin puente* basado en el convertidor *Boost*.

A diferencia de la versión normal, en esta topología se añaden los diodos de recuperación lenta  $D_3$  y  $D_4$  así como el inductor de entrada LB2.

De esta forma, se menciona que se logra reducir el ruido en modo común, ya que se establece una trayectoria de baja frecuencia entre el voltaje de entrada y la terminal positiva o negativa del voltaje de salida. El principio de operación se presenta en MCC, el cual se divide en cuatro etapas; dos para el semiciclo positivo del voltaje de línea y dos para el negativo. En cuanto al circuito de control, se menciona que los interruptores  $S1$  y  $S2$  pueden ser accionados por la misma señal de control; lo que simplifica la implementación de dicho circuito. La principal desventaja es que se requiere de dos inductores ( $LB1$  y  $LB2$ ), sin embargo, se menciona que se puede lograr un rendimiento térmico mejor con dos inductores en lugar de uno. A partir de resultados de simulación se reporta una  $DAT < 10 \%$  así como un FP de 0.91.

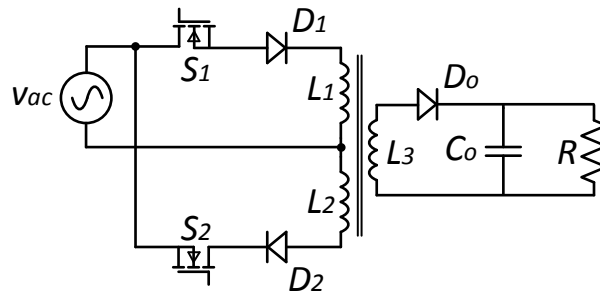
Basado en el convertidor SEPIC, en [34] se presenta un circuito con CFP *sin puente*, cuya topología se muestra en la Fig. 1.8.



**Figura 1.8** Diagrama esquemático del circuito con CFP *sin puente* basado en el convertidor SEPIC.

En este trabajo se menciona que al añadir un diodo en la salida de la versión *sin puente* normal [35], se logra remover un lazo de acoplamiento capacitivo no deseado; lo que además de eliminar las pérdidas por conducción permite reducir el ruido de sensado. A partir del principio de operación presentado, se demuestra que el número de DS en conducción es de tres y dos durante el encendido y el apagado del interruptor  $Q$  respectivamente; por lo que se obtiene una mejora en comparación con el circuito con CFP normal donde conducen 3 diodos en la trayectoria de corriente. Por otro lado, el voltaje de entrada siempre está conectado con la tierra de salida a través de los diodos de recuperación lenta  $D_p$  y  $D_n$ ; por lo que la topología propuesta no sufre de emisiones de interferencia electromagnética (EMI) en modo común. Una de las desventajas es que se emplea un inductor más que en [35], lo cual parece afectar en términos de tamaño y costo. Sin embargo, se menciona que los cuatro inductores en el circuito propuesto pueden ser acoplados simétricamente en un solo núcleo magnético, lo que permite reducir el tamaño y el costo del sistema. A partir de resultados experimentales se reporta una eficiencia del 91 % y un FP por encima de 0.98 a una frecuencia de conmutación de 100 kHz.

Una topología más se presenta en [24], en donde se propone un circuito con CFP *sin puente* de una sola etapa basado en el convertidor *Flyback*. En la Figura 1.9, se muestra el diagrama esquemático de este circuito.



**Figura 1.9** Diagrama esquemático del circuito con CFP *sin puente* basado en el convertidor *Flyback*.

El circuito de la Fig. 1.9, está compuesto por dos devanados primarios ( $L_1$  y  $L_2$ ) y dos MOSFET de alta frecuencia ( $S_1$  y  $S_2$ ); los cuales se utilizan para controlar el flujo de energía hacia el secundario. El principio de operación se divide en cuatro etapas; dos para el semiciclo positivo del voltaje de entrada y dos para el negativo, el cual está diseñado para operar en modo de conducción en la frontera. A partir del análisis, se demuestra que el número de DS que conducen es de dos y uno para el semiciclo positivo y negativo del voltaje de línea respectivamente; lo que permite reducir el número de DS a lo largo de la trayectoria de corriente. Una de las ventajas que presenta el esquema de conmutación de  $S_1$  y  $S_2$  es que solo se necesita una señal de control para accionar ambos interruptores; lo que simplifica el circuito de control ya que no es necesario un circuito de detección de cruce por cero para detectar la polaridad del voltaje de entrada. Otras de las ventajas que presenta el circuito son la facilidad de aislamiento debido al transformador, así como la flexibilidad en la relación de conversión de voltaje; lo cual se obtiene ajustando adecuadamente la relación de vueltas en el transformador. A partir de resultados experimentales se reporta una eficiencia de más del 90 % y un FP mayor a 0.92 en un rango de voltaje de entrada de 110-230 V.

## 1.4 Propuesta de solución

En este trabajo, se propone llevar a cabo un análisis formal al convertidor propuesto en [1], mediante alguna técnica o método de análisis que se adapte a las características y al principio de operación del mismo. De esta forma, se espera obtener las ecuaciones que definen su operación y posteriormente derivar una metodología de diseño que permita llevar a cabo su implementación.

## 1.5 Objetivos

### 1.5.1 Objetivo general

Analizar teóricamente la topología del convertidor *sin puente* rectificador propuesto en [1] como Corrector del Factor de Potencia.



### **1.5.2 Objetivos particulares**

- Comprender el principio de operación del convertidor.
- Definir el tipo de método o técnica para llevar a cabo el análisis.
- Desarrollar la metodología de diseño del convertidor.
- Validar el análisis teórico.

### **1.6 Alcances**

- Elaborar una metodología de diseño para el convertidor a partir del análisis realizado.
- Validar el análisis desarrollado a través de simulación.

### **1.7 Justificación**

Recientemente, los circuitos con CFP *sin puente* han cobrado interés y popularidad como parte de las topologías utilizadas en el diseño de fuentes de alimentación conmutadas [29]. Por lo tanto, a partir del análisis propuesto se logrará clarificar la operación, el diseño y conocer las limitaciones del convertidor propuesto en [1]. Así mismo, los beneficios que trae consigo esta actividad, impactan positivamente en términos de la *calidad de la energía*; lo que permitirá una sana interacción entre las compañías de suministro eléctrico, usuarios y fabricantes.

## Capítulo 2

# Análisis del Convertidor en MCC

---

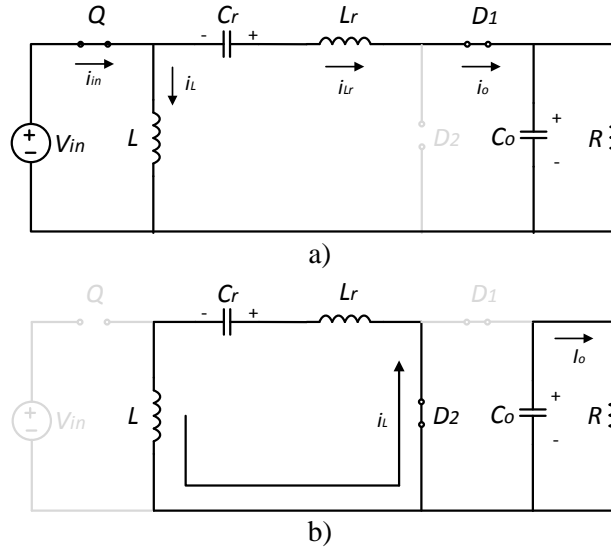
En este Capítulo se presenta el análisis del convertidor *sin puente* rectificador propuesto en [1] como convertidor CD-CD operando en MCC. Como parte del análisis, se describe el principio de operación y se presenta el desarrollo mediante el cual se obtienen las ecuaciones que definen su funcionamiento. Finalmente, se propone una metodología de diseño para el convertidor la cual se deriva a partir del análisis realizado.

Para simplificar el análisis se asume lo siguiente:

- Todos los elementos del convertidor se consideran ideales.
- La operación del convertidor es en estado estable.
- El inductor de entrada  $L$  y el capacitor de salida  $C_o$  son lo suficientemente grandes para mantener una corriente  $I_L$  y un voltaje de salida  $V_o$ , constante respectivamente.

## 2.1. Principio de operación para $V_{in} > 0$

En la Fig. 2.1, se muestran los circuitos equivalentes para el tiempo de encendido  $T_{on}$  y tiempo de apagado  $T_{off}$  para un voltaje de entrada positivo ( $V_{in} > 0$ ). A continuación se describe el principio de operación para ambos estados.



**Figura 2.1** Circuitos equivalentes para  $V_{in} > 0$  en MCC. a) Tiempo de encendido, b) Tiempo de apagado.

Al encenderse el interruptor  $Q$ , el diodo  $D_1$  se polariza directamente, mientras que  $D_2$  es apagado como resultado de su polarización inversa. Bajo esta condición, la corriente en el inductor de entrada  $L$  se incrementa linealmente y el capacitor resonante  $C_r$  se descarga a través de  $D_1$  proporcionando la corriente necesaria al capacitor de salida  $C_o$  y la carga  $R$ .

Durante el apagado del interruptor  $Q$  (Fig. 2.1 b)),  $D_1$  se apaga naturalmente debido a que la corriente que conduce se hace cero, mientras que  $D_2$  es encendido. Durante este estado, la energía almacenada en  $L$  es entregada a  $C_r$  a través de  $D_2$ , cuya carga se incrementa linealmente.

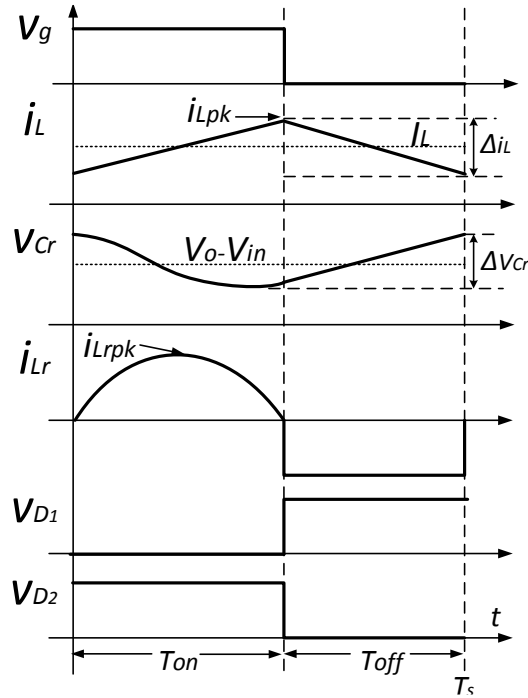
En la Fig. 2.2, se muestran las principales formas de onda del convertidor durante un periodo de conmutación  $T_s$ . A partir de la Fig. 2.2, es evidente que el modo de operación del convertidor se da en modo resonante durante el tiempo de encendido  $T_{on}$  y como convertidor PWM durante el tiempo de apagado  $T_{off}$ . Por lo tanto, el periodo de resonancia  $T_o$  define el tiempo de encendido  $T_{on}$  del interruptor  $Q$ , el cual se establece a la mitad del periodo resonante  $T_o$ , es decir:

$$T_{on} = \frac{T_o}{2} = \frac{1}{2f_o}$$

y el tiempo de apagado  $T_{off}$  se define como:

$$T_{off} = T_s - T_{on} = \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o}$$

De esta forma, la evolución completa del modo resonante se restringe durante  $T_{on}$ .



**Figura 2.2** Principales formas de onda del convertidor en MCC para  $V_{in} > 0$ .

A continuación se presenta el análisis para determinar las expresiones de corriente y voltaje en los elementos del convertidor.

### Determinación del Rizo de Corriente en el Inductor de Entrada $\Delta i_L$

Ya que

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$\Delta i_L = di_L(t) = \frac{v_L(t)}{L} dt$$

por lo tanto, el rizo de corriente en el inductor de entrada  $\Delta i_L$  está dado por:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} T_{on} = \frac{V_{in} T_o}{2L} \quad (2.1)$$

además

$$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in} T_o}{4L} = \frac{V_{in}}{4Lf_o}$$

Del circuito equivalente de la Fig. 2.1 a), se tiene que el valor promedio de la corriente de entrada  $I_{in}$  está dado por:

$$I_{in} = I_L + I_{Cr}$$

Ya que el *principio de balance de carga* establece que el cambio neto en la acumulación de carga en un capacitor debe ser balanceado a cero en un periodo de conmutación, la corriente promedio en el capacitor resonante es igual a cero. Por lo tanto:

$$I_{in} = I_L \quad (2.2)$$

Además, idealmente

$$P_{in} = P_o$$

$$V_{in} I_{in} = V_o I_o$$

$$I_{in} = \frac{V_o}{V_{in}} I_o = M I_o$$

Por lo tanto, (2.2) se describe como:

$$I_{in} = I_L = M I_o \quad (2.3)$$

considerando que  $I_L$  es el valor promedio de  $i_L(t)$  durante un periodo de conmutación  $T_s$ , el valor inicial de la corriente en el inductor de entrada  $i_L(0)$  está dado por:

$$i_L(0) = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = M I_o - \frac{V_{in}}{2L} T_{on} = M I_o - \frac{V_{in}}{4Lf_o}$$

por lo tanto, la expresión que define la corriente en el inductor de entrada  $i_L(t)$  durante  $T_{on}$  está dada por:

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L} t + M I_o - \frac{V_{in}}{4Lf_o} \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (2.4)$$

### Determinación del Rizo de Voltaje en el Capacitor Resonante $\Delta V_{Cr}$

Ya que

$$i_{Cr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt}$$
$$\Delta V_{Cr} = dv_{Cr}(t) = \frac{i_{Cr}(t)}{C_r} dt$$

De la Fig. 2.1 b) se tiene que  $i_{Cr}(t) \approx I_L$ , por lo tanto, el rizo de voltaje en el capacitor resonante  $\Delta V_{Cr}$  está dado por:

$$\Delta V_{Cr} = \frac{I_L}{C_r} T_{off} = \frac{MI_o}{C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \quad (2.5)$$

además

$$\frac{\Delta V_{Cr}}{2} = \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \quad (2.6)$$

Asumiendo que el valor promedio del voltaje en el capacitor resonante  $V_{Cr}$  es aproximadamente igual a  $(V_o - V_{in})$  durante un periodo de conmutación  $T_s$ , el voltaje pico en el capacitor resonante  $V_{Crpk}$  está dado por:

$$V_{Crpk} = \frac{\Delta V_{Cr}}{2} + V_{Cr} = \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) + (V_o - V_{in}) = v_{Cr}(0) \quad (2.7)$$

De esta forma, (2.7) define el voltaje máximo en el capacitor resonante durante el tiempo de apagado  $T_{off}$ , el cual corresponde al valor inicial  $v_{Cr}(0)$  de la siguiente etapa ( $T_{on}$ ).

### Determinación del Voltaje en el Capacitor Resonante $v_{Cr}$ y la Corriente en el Inductor Resonante $i_{Lr}$

Aplicando LTK en la malla formada por  $V_{in}$ ,  $C_r$ ,  $L_r$  y  $V_o$  en el circuito de la Fig. 2.1 a) se tiene:

$$v_{Lr}(t) = (V_{in} - V_o) + v_{Cr}(t)$$

ya que

$$v_{Lr}(t) = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt}$$

$$\frac{di_{L_r}(t)}{dt} = \frac{(V_{in} - V_o) + v_{Cr}(t)}{L_r} \quad (2.8)$$

En el circuito de la Figura 2.2 a), la corriente “sale” del capacitor, por lo tanto:

$$\frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = -\frac{i_{L_r}(t)}{C_r} \quad (2.9)$$

aplicando Transformada de Laplace a (2.8) se tiene:

$$SI_{L_r}(s) - i_{L_r}(0) = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_r} \frac{1}{s} + \frac{V_{Cr}(s)}{L_r}$$

considerando que el valor inicial de la corriente es cero  $i_{L_r}(0) = 0$  (ver Fig. 2.2)

$$SI_{L_r}(s) = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_r} \frac{1}{s} + \frac{V_{Cr}(s)}{L_r} \quad (2.10)$$

aplicando Transformada de Laplace a (2.9)

$$SV_{Cr}(s) - v_{Cr}(0) = -\frac{I_{L_r}(s)}{C_r}$$

sustituyendo (2.7)

$$SV_{Cr}(s) - \left[ \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) + (V_o - V_{in}) \right] = -\frac{I_{L_r}(s)}{C_r}$$

resolviendo para  $I_{L_r}(s)$

$$I_{L_r}(s) = \frac{MI_o}{2} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) + C_r(V_o - V_{in}) - C_rSV_{Cr}(s) \quad (2.11)$$

sustituyendo (2.11) en (2.10)

$$S \left[ \frac{MI_o}{2} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) + C_r(V_o - V_{in}) - C_rSV_{Cr}(s) \right] = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_r} \frac{1}{s} + \frac{V_{Cr}(s)}{L_r}$$

resolviendo para  $V_{Cr}(s)$

$$V_{Cr}(s) = \frac{(V_o - V_{in})}{s} + \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \left( \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} \right) \quad (2.12)$$

aplicando Transformada Inversa de Laplace a (2.12) se obtiene:

$$v_{Cr}(t) = (V_o - V_{in}) + \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \cos(\omega_o t) \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (2.13)$$

$$\text{donde } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

Por último, la corriente en el inductor resonante  $i_{Lr}(t)$  se obtiene a partir de (2.9)

$$i_{Lr}(t) = -C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = -C_r \frac{d}{dt} \left[ (V_o - V_{in}) + \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \cos(\omega_o t) \right]$$

$$i_{Lr}(t) = MI_o \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (2.14)$$

De esta forma,  $v_{Cr}(t)$  e  $i_{Lr}(t)$  quedan definidos por (2.13) y (2.14) respectivamente durante  $T_{on}$ .

#### **Determinación del Rizo de Voltaje de Salida $\Delta V_o$**

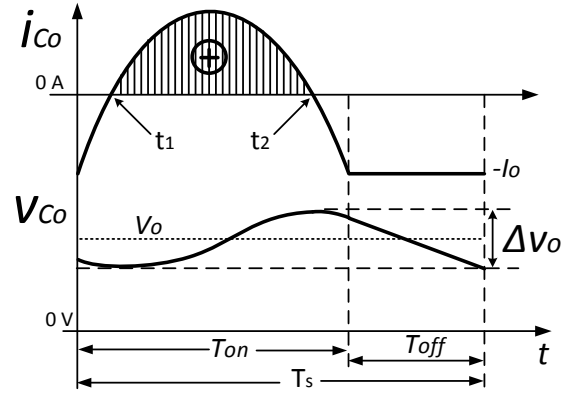
A partir de los circuitos equivalentes de la Fig. 2.1, la corriente en el capacitor de salida  $i_{Co}(t)$  está dada por:

$$i_{Co}(t) = i_{Lr}(t) - I_o \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (2.15)$$

$$i_{Co}(t) = -I_o \quad \text{para } T_{on} < t \leq T_s$$

En la Fig. 2.3, se muestran las formas de onda de  $i_{Co}(t)$  y  $v_{Co}(t)$  durante un periodo de conmutación  $T_s$ .





**Figura 2.3** Formas de onda de corriente y voltaje en el capacitor de salida para  $V_{in} > 0$ .

Por simplicidad, la magnitud del rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  se obtiene integrando  $i_{Co}(t)$  durante el tiempo en el cual su valor es positivo; cuyo valor corresponde al área positiva sombreada de la Fig. 2.3. Para ello, primero se determinan los instantes  $t_1$  y  $t_2$ .

Sustituyendo (2.14) en (2.15) se tiene:

$$i_{Co}(t) = MI_o \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) - I_o$$

$$i_{Co}(t) = I_o \left[ M \pi f_o T_{off} \sin(\omega_o t) - 1 \right] \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (2.16)$$

$$\text{donde } T_{off} = \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right)$$

resolviendo (2.16) para  $t = t_1$ , donde  $i_{Co}(t_1) = 0$ , se obtiene:

$$\sin(\omega_o t_1) = \frac{I_o}{MI_o \pi f_o} = \frac{1}{M \pi f_o T_{off}}$$

$$\omega_o t_1 = \sin^{-1} \left[ \frac{1}{M \pi f_o T_{off}} \right]$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_o} \sin^{-1} \left[ \frac{1}{M \pi f_o T_{off}} \right] = \frac{1}{2\pi f_o} \sin^{-1} \left[ \frac{1}{M \pi f_o T_{off}} \right] \quad (2.17)$$

Ya que el área positiva de la Figura 2.3 es simétrica durante  $T_{on}$ , el instante de tiempo  $t_2$  se define como:

$$t_2 = T_{on} - t_1 = \frac{T_o}{2} - \frac{1}{2\pi f_o} \sin^{-1} \left[ \frac{1}{M\pi f_o T_{off}} \right]$$

$$t_2 = \frac{T_o}{2} \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{1}{M\pi f_o T_{off}} \right) \right] \quad (2.18)$$

Ya que

$$v_{Co}(t) = \frac{1}{C_o} \int i_{Co}(t) dt$$

La magnitud del rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  está dada por:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_{t_1}^{t_2} i_{Co}(t) dt \quad (2.19)$$

sustituyendo (2.16) en (2.19)

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_{t_1}^{t_2} \left\{ I_o \left[ M\pi f_o T_{off} \sin(\omega_o t) - 1 \right] \right\} dt \quad (2.20)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C_o} \left[ \int_{t_1}^{t_2} M\pi f_o T_{off} \sin(\omega_o t) dt - \int_{t_1}^{t_2} dt \right]$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C_o} \left[ M\pi f_o T_{off} \left( -\frac{1}{\omega_o} \cos(\omega_o t) \Big|_{t_1}^{t_2} \right) - t \Big|_{t_1}^{t_2} \right]$$

de (2.17) y (2.18)

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C_o} \left\{ -\frac{M\pi f_o}{\omega_o} T_{off} \left\{ \cos \omega_o \left[ \frac{T_o}{2} - \frac{1}{\pi f_o} \sin^{-1}(A) \right] \right\} - T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(A) \right] \right\}$$

donde  $A = \frac{1}{M\pi f_o T_{off}}$

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C_o} \left\{ -\frac{M}{2} T_{off} \left\{ \cos \left[ \pi - 2 \sin^{-1}(A) \right] \right\} - T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(A) \right] \right\}$$

Aplicando la identidad  $\cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cos \beta + \sin \alpha \sin \beta$

$$\begin{aligned}
\Delta V_o &= \frac{I_o}{C_o} \left\{ -\frac{M}{2} T_{off} \left\{ \cos(\pi) \cos[2 \sin^{-1}(A)] + \sin(\pi) \sin[2 \sin^{-1}(A)] \right\} - T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(A) \right] \right\} \\
\Delta V_o &= \frac{I_o}{C_o} \left\{ -\frac{M}{2} T_{off} \left\{ (-1) \cos[2 \sin^{-1}(A)] \right\} - T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(A) \right] \right\} \\
\Delta V_o &= \frac{I_o}{C_o} \left\{ M T_{off} \cos \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{M \pi f_o T_{off}} \right) \right] - T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{1}{M \pi f_o T_{off}} \right) \right] \right\} \quad (2.21)
\end{aligned}$$

De esta forma, la ecuación (2.21) define el rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  para  $V_{in} > 0$ .

## 2.2. Ganancia en CD para $V_{in} > 0$

La ecuación que define la ganancia en CD para el convertidor de la Fig. 2.1, se obtiene al igualar la energía de entrada  $E_{in}$  y la energía de salida  $E_o$ , es decir:

$$\begin{aligned}
E_{in} &= E_o \\
\int_0^{T_s} P_{in} dt &= \int_0^{T_s} P_o dt \\
\int_0^{T_s} V_{in} i_{in}(t) dt &= \int_0^{T_s} V_o i_o dt \quad (2.22)
\end{aligned}$$

A partir del circuito equivalente durante  $T_{on}$  (Fig. 2.1 a)), se observa que  $i_{in}(t) = i_L(t) + i_{Lr}(t)$  y que  $i_o = i_{Lr}(t)$ . Por lo tanto, considerando  $i_L(t) \approx I_L$ , (2.22) se rescribe como

$$\int_0^{\frac{1}{2f_o}} V_{in} [I_L + i_{Lr}(t)] dt = \int_0^{\frac{1}{2f_o}} V_o i_{Lr}(t) dt \quad (2.23)$$

sustituyendo (2.14) en (2.23)

$$\begin{aligned}
\int_0^{\frac{1}{2f_o}} V_{in} I_L dt + (V_{in} - V_o) \int_0^{\frac{1}{2f_o}} I_L \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) dt &= 0 \\
\frac{V_{in} I_L}{2f_o} + (V_{in} - V_o) \int_0^{\frac{1}{2f_o}} I_L \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) dt &= 0
\end{aligned}$$

$$\frac{V_{in} I_L}{2f_o} - \frac{(V_{in} - V_o) I_L}{2} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) [\cos(\pi) - \cos(0)] = 0$$

$$\frac{V_{in} I_L}{2f_o} + \frac{V_{in} I_L}{f_s} - \frac{V_{in} I_L}{2f_o} - V_o I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) = 0$$

$$\frac{V_{in} I_L}{2f_o} + (V_{in} - V_o) I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) = 0$$

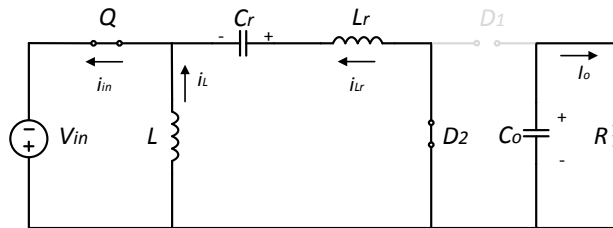
$$\frac{V_{in} I_L}{f_s} = V_o I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = M_+ = \frac{1}{1 - \frac{f_s}{2f_o}} \quad (2.24)$$

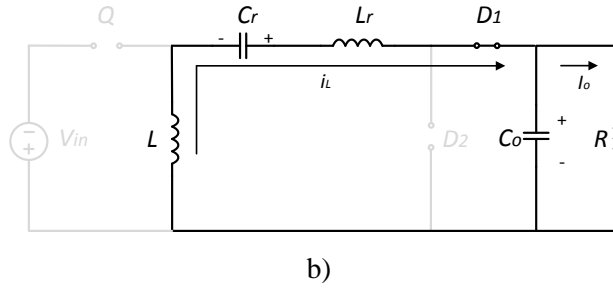
De esta forma, la ecuación (2.24) representa la ganancia en CD del convertidor en MCC para  $V_{in} > 0$ .

### 2.3. Principio de operación para $V_{in} < 0$

En la Fig. 2.4, se muestran los circuitos equivalentes de  $T_{on}$  y  $T_{off}$  para  $V_{in} < 0$ . Nótese que los circuitos equivalentes durante el tiempo de encendido y apagado son diferentes a los circuitos equivalentes para  $V_{in} > 0$ . Por esta razón es necesario realizar el análisis y así determinar las ecuaciones que rigen la operación durante  $V_{in} < 0$ . A continuación se describe el principio de operación para ambos estados.



a)

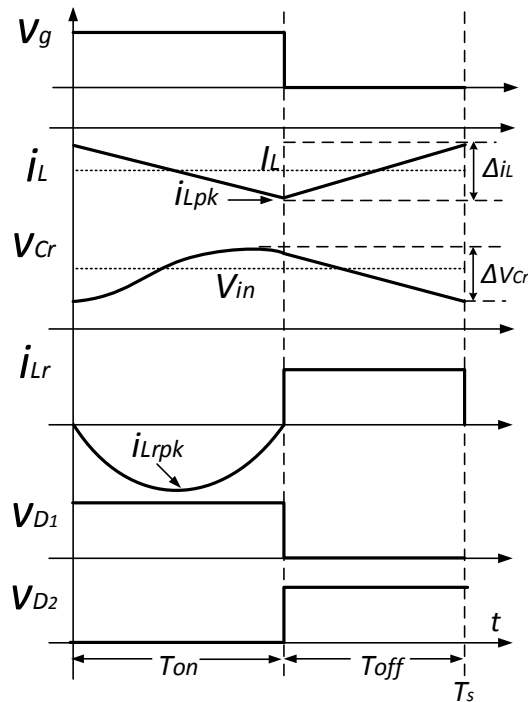


**Figura 2.4** Circuitos equivalentes para  $V_{in} < 0$  en MCC. a) Tiempo de encendido, b) Tiempo de apagado.

Al encenderse el interruptor  $Q$ , el diodo  $D_1$  es apagado y  $D_2$  se polariza directamente como resultado del voltaje aplicado. Bajo esta condición, la corriente en el inductor de entrada  $L$  se incrementa linealmente hacia un valor negativo y el capacitor resonante  $C_r$  se carga de forma cuasi-senoidal. Además,  $C_o$  proporciona la corriente necesaria a la carga  $R$ .

Al apagarse el interruptor  $Q$  (Fig. 2.4 b)), el diodo  $D_1$  es encendido y  $D_2$  se polariza inversamente. Bajo este esquema, tanto el inductor de entrada  $L$  como el capacitor resonante  $C_r$  transfieren su energía al capacitor de salida  $C_o$  y a la carga  $R$ .

En la Fig. 2.5, se muestran las principales formas de onda del convertidor durante un periodo de conmutación  $T_s$ .



**Figura 2.5** Principales formas de onda del convertidor en MCC para  $V_{in} < 0$ .

Las expresiones de corriente y voltaje en los elementos del convertidor se obtienen a partir del siguiente análisis.

### **Determinación del Rizo de Corriente en el Inductor de Entrada $\Delta i_L$**

Ya que

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$\Delta i_L = di_L(t) = \frac{v_L(t)}{L} dt$$

por lo tanto, el incremento de corriente  $\Delta i_L$  está dado por:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} T_{on}}{L} = \frac{V_{in} T_o}{2L} \quad (2.25)$$

además

$$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in} T_o}{4L} = \frac{V_{in}}{4Lf_o}$$

considerando que  $-I_L$  es el valor promedio de  $i_L(t)$  durante un periodo de conmutación  $T_s$ , el valor inicial de la corriente en el inductor de entrada  $i_L(0)$  está dado por:

$$i_L(0) = -I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = -MI_o + \frac{V_{in}}{4Lf_o}$$

por lo tanto, la expresión que define la corriente en el inductor de entrada  $i_L(t)$  durante  $T_{on}$  esta dada por:

$$i_L(t) = -\frac{V_{in}}{L}t - MI_o + \frac{V_{in}}{4Lf_o} \quad (2.26)$$

### **Determinación del Rizo de Voltaje en el Capacitor Resonante $\Delta V_{Cr}$**

Ya que

$$i_{Cr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt}$$

$$\Delta V_{Cr} = dv_{Cr}(t) = \frac{i_{Cr}(t)}{C_r} dt$$

De la Fig. 2.4 b) se tiene que  $i_{Cr}(t) \approx I_L$ , por lo tanto, el rizo de voltaje en el capacitor resonante  $\Delta V_{Cr}$  está dado por:

$$\Delta V_{Cr} = \frac{I_L}{C_r} T_{off} = \frac{MI_o}{C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \quad (2.27)$$

además

$$\frac{\Delta V_{Cr}}{2} = \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \quad (2.28)$$

Asumiendo que el valor promedio del voltaje en el capacitor resonante  $V_{Cr}$  es igual a  $V_{in}$  durante un periodo de conmutación  $T_s$ , el voltaje mínimo en el capacitor resonante  $V_{Cr \min}$  está dado por:

$$V_{Cr \min} = V_{Cr} - \frac{\Delta V_{Cr}}{2} = V_{in} - \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) = v_{Cr}(0) \quad (2.29)$$

De esta forma, (2.29) define el voltaje mínimo en el capacitor resonante durante el tiempo de apagado  $T_{off}$ , el cual corresponde al valor inicial  $v_{Cr}(0)$  de la siguiente etapa ( $T_{on}$ ).

### **Determinación del Voltaje en el Capacitor Resonante $v_{Cr}$ y la Corriente en el Inductor Resonante $i_{Lr}$**

Aplicando LTK al circuito equivalente de la Fig. 2.4 a) se tiene:

$$V_{in} - v_{Cr}(t) + v_{Lr}(t) = 0$$

$$v_{Lr}(t) = v_{Cr}(t) - V_{in}$$

ya que

$$v_{Lr}(t) = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt}$$

$$\frac{di_{Lr}(t)}{dt} = \frac{v_{Cr}(t) - V_{in}}{L_r} \quad (2.30)$$

además

$$i_{Cr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt}$$

En el circuito de la Fig. 2.4 a), la corriente “entra” en el capacitor resonante  $C_r$ , por lo tanto:

$$\frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = \frac{i_{Cr}(t)}{C_r} = -\frac{i_{Lr}(t)}{C_r} \quad (2.31)$$

aplicando Transformada de Laplace a (2.30)

$$SI_{L_r}(s) - i_{L_r}(0) = \frac{V_{Cr}(s)}{L_r} - \frac{V_{in}}{L_r} \frac{1}{s}$$

considerando  $i_{L_r}(0) = 0$

$$SI_{L_r}(s) = \frac{V_{Cr}(s)}{L_r} - \frac{V_{in}}{L_r} \frac{1}{s} \quad (2.32)$$

aplicando Transformada de Laplace a (2.31)

$$SV_{Cr}(s) - v_{Cr}(0) = -\frac{I_{L_r}(s)}{C_r}$$

sustituyendo (2.29)

$$SV_{Cr}(s) - \left[ V_{in} - \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \right] = -\frac{I_{L_r}(s)}{C_r}$$

resolviendo para  $I_{L_r}(s)$

$$I_{L_r}(s) = V_{in} C_r - SC_r V_{Cr}(s) - \frac{MI_o}{2} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \quad (2.33)$$

sustituyendo (2.33) en (2.32)

$$S \left[ V_{in} C_r - SC_r V_{Cr}(s) - \frac{MI_o}{2} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \right] = \frac{V_{Cr}(s)}{L_r} - \frac{V_{in}}{L_r} \frac{1}{s}$$

resolviendo para  $V_{Cr}(s)$

$$V_{Cr}(s) = V_{in} \frac{1}{s} - \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \left( \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} \right) \quad (2.34)$$

aplicando Transformada Inversa de Laplace a (2.34)

$$v_{Cr}(t) = V_{in} - \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \cos(\omega_o t) \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (2.35)$$

la corriente en el inductor resonante  $i_{L_r}$  se obtiene a partir de (2.31)

$$i_{L_r}(t) = -C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = -C_r \frac{d}{dt} \left[ V_{in} - \frac{MI_o}{2C_r} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \cos(\omega_o t) \right]$$



$$i_{Lr}(t) = -MI_o\pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (2.36)$$

De esta forma, el voltaje en el capacitor resonante y la corriente en el inductor resonante se definen mediante (2.35) y (2.36), respectivamente, durante el tiempo de encendido  $T_{on}$ . Nótese que para  $V_{in} < 0$ , el valor promedio de  $v_{Cr}$  durante un periodo de conmutación  $T_s$  es igual a  $V_{in}$  mientras que para la operación con  $V_{in} > 0$  es igual a  $V_o - V_{in}$ .

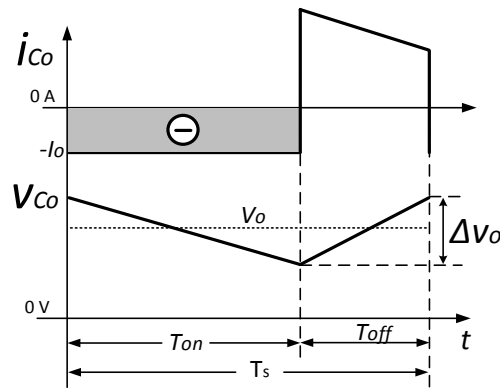
### Determinación del Rizo de Voltaje de Salida $\Delta V_o$

A partir de los circuitos equivalentes de la Fig. 2.4, la corriente en el capacitor de salida  $i_{Co}(t)$  está dada por:

$$i_{Co}(t) = -I_o \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (2.37)$$

$$i_{Co}(t) = i_{Lr}(t) - I_o \quad \text{para } T_{on} < t \leq T_s$$

En la Fig. 2.6, se muestran las formas de onda de  $i_{Co}(t)$  y  $v_{Co}(t)$  durante un periodo de conmutación  $T_s$ .



**Figura 2.6** Formas de onda de corriente y voltaje en el capacitor de salida para  $V_{in} < 0$ .

Por simplicidad, la magnitud del rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  se obtiene integrado  $i_{Co}(t)$  durante el tiempo de encendido  $T_{on}$ ; cuyo valor corresponde al área negativa sombreada de la Fig. 2.6. Por lo tanto,  $\Delta V_o$  está dado por:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int i_{Co}(t) dt \quad (2.38)$$

sustituyendo (2.37) en (2.38)

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_0^{T_{on}} -I_o dt$$

$$\Delta V_o = \frac{-I_o}{C_o} t \Big|_0^{T_o/2}$$

$$|\Delta V_o| = \frac{I_o T_o}{2C_o} = \frac{MI_o T_o}{2C_o} \quad (2.39)$$

De esta forma, la ecuación (2.39) define el rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  para  $V_{in} < 0$ .

#### 2.4. Ganancia en CD para $V_{in} < 0$

La ecuación que define la ganancia en CD para el convertidor de la Fig. 2.4, se obtiene al igualar la energía de entrada  $E_{in}$  y la energía de salida  $E_o$ , es decir:

$$\begin{aligned} E_{in} &= E_o \\ \int_0^{T_s} P_{in} dt &= \int_0^{T_s} P_o dt \\ \int_0^{T_s} V_{in} i_{in}(t) dt &= \int_0^{T_s} V_o i_o dt \end{aligned} \quad (2.40)$$

De la Fig. 2.4 a), se observa que  $i_{in}(t) = i_L(t) + i_{Lr}(t)$ , mientras que de la Fig. 2.4 b), se tiene que  $i_o = I_L$ . Por lo tanto, (2.40) se rescribe como:

$$\int_0^{T_{on}} -V_{in} [I_L + i_{Lr}(t)] dt = \int_0^{T_{off}} V_o I_L dt \quad (2.41)$$

sustituyendo (2.36) en (2.41)

$$\begin{aligned} -V_{in} \left[ \int_0^{\frac{1}{2f_o}} -I_L dt + \int_0^{\frac{1}{2f_o}} -I_L \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) dt \right] &= \int_0^{\left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right)} V_o I_L dt \\ V_{in} \left\{ \frac{I_L}{2f_o} - \frac{I_L}{2} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) [\cos(\pi) - \cos(0)] \right\} &= V_o I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \\ V_{in} \left[ \frac{I_L}{2f_o} - \frac{I_L}{2} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) (-2) \right] &= V_o I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \end{aligned}$$

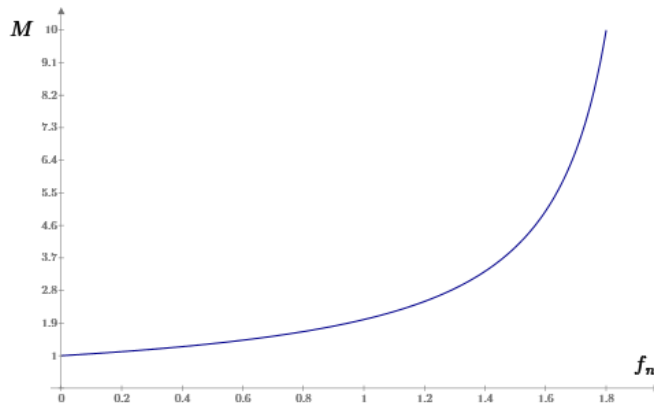
$$V_{in} \left[ \frac{I_L}{2f_o} + I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \right] = V_o I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right)$$

$$\frac{V_{in}}{f_s} = V_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = M_- = \frac{1}{1 - \frac{f_s}{2f_o}} \quad (2.42)$$

De esta forma, la ecuación (2.42) representa la ganancia en CD del convertidor en MCC para  $V_{in} < 0$ , cuya expresión es la misma que se obtuvo para  $V_{in} > 0$ . Esto a pesar que los circuitos equivalentes son diferentes y que las ecuaciones de los elementos son también diferentes.

En la Fig. 2.7, se muestra la curva de ganancia en CD dada por (2.24) en función de la frecuencia normalizada  $f_n = \frac{f_s}{f_o}$ , en donde se observa que  $M$  posee una característica elevadora similar a la del convertidor *Boost*.



**Figura 2.7** Gráfica de la Ganancia en CD en MCC en función de la frecuencia normalizada.

## 2.5. Esfuerzos eléctricos en MCC

A continuación se presenta el análisis para obtener los esfuerzos eléctricos en cada uno de los elementos del convertidor en MCC.

### Corriente promedio en el inductor de entrada $I_L$

Del circuito equivalente de la Fig. 2.1 a), se observa que  $I_{in} = I_L + I_{Cr}$ . Aplicando el principio de balance de carga en  $C_r$  se tiene que  $I_{Cr} = 0$ . Por lo tanto:

$$I_{in} = I_L$$

Además, idealmente  $P_{in} = P_o$ , por lo tanto:

$$V_{in} I_{in} = V_{in} I_L = V_o I_o$$

$$I_L = \frac{V_o}{V_{in}} I_o = M I_o \quad (2.43)$$

**Corriente pico en el inductor de entrada  $i_{Lpk}$**

Evalutando (2.4) en  $t = \frac{T_o}{2}$ , se tiene:

$$i_{Lpk} = i_L \left( \frac{T_o}{2} \right) = \frac{V_{in}}{L} \left( \frac{T_o}{2} \right) + I_L - \frac{V_{in}}{4Lf_o}$$

$$i_{Lpk} = \frac{V_{in}}{2Lf_o} + I_L - \frac{V_{in}}{4Lf_o} = I_L + \frac{V_{in}}{4Lf_o}$$

usando (2.43)

$$i_{Lpk} = M I_o + \frac{V_{in}}{4Lf_o} \quad (2.44)$$

**Corriente pico en el interruptor  $i_{Qpk}$**

Del circuito equivalente de la Fig. 2.1 a), se tiene que  $i_Q(t) = i_{in}(t) = i_L(t) + i_{Lr}(t)$ . Por lo tanto, de (2.4) y (2.14) se tiene:

$$i_Q(t) = \frac{V_{in}}{L} t + I_L - \frac{V_{in}}{4Lf_o} + I_L \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) \quad (2.45)$$

evaluando (2.45) en  $t = \frac{T_o}{4} = \frac{\pi}{2\omega_o}$ , se obtiene:

$$i_{Qpk} = i_Q \left( \frac{T_o}{4} \right) = \frac{V_{in}}{L} \left( \frac{T_o}{4} \right) + I_L - \frac{V_{in}}{4Lf_o} + I_L \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin \left( \frac{\pi}{2} \right)$$

$$i_{Qpk} = I_L \left[ 1 + \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \right] = M I_o \left[ 1 + \pi f_o T_{off} \right] \quad (2.46)$$

donde  $T_{off} = \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right)$

### Corriente promedio en el Interruptor $I_Q$

Integrando  $i_Q(t)$  durante  $T_{on}$  se tiene:

$$\begin{aligned}
 I_Q &= \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{1}{2f_o}} \left[ \frac{V_{in}}{L} t + I_{in} - \frac{V_{in}}{4Lf_o} + I_{in} \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) \right] dt \\
 I_Q &= f_s \left[ \frac{V_{in}}{8Lf_o^2} + \frac{1}{2f_o} \left( I_{in} - \frac{V_{in}}{4Lf_o} \right) - \frac{I_{in}}{2} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) [\cos(\pi) - \cos(0)] \right] dt \\
 I_Q &= f_s \left[ \frac{I_{in}}{2f_o} + I_{in} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \right] \\
 I_Q &= I_{in} = MI_o
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

### Voltaje de bloqueo en el interruptor $V_{DSmax}$

De la Fig. 2.1 b), se tiene:

$$v_{DS}(t) = V_{in} - v_L(t) \tag{2.48}$$

Para obtener el voltaje en el inductor de entrada  $v_L(t)$  durante el tiempo de apagado, se analiza la malla compuesta por  $L$ ,  $L_r$  y  $C_r$ . Recordemos que el voltaje en el inductor resonante durante el tiempo de apagado es aproximadamente cero. Por lo tanto:

$$v_L(t) + v_{Lr}(t) + v_{Cr}(t) = 0$$

como  $v_{Cr} \approx (V_o - V_{in})$  y  $v_{Lr} \approx 0$

$$v_L(t) + 0 + (V_o - V_{in}) = 0$$

$$v_L(t) = (V_{in} - V_o) \tag{2.49}$$

sustituyendo (2.49) en (2.48) se tiene:

$$V_{DSmax} = v_{DS}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_o) = V_o \tag{2.50}$$

### Corriente pico en el inductor resonante $i_{Lrp}$

Evalutando (2.14) en  $t = \frac{T_o}{4} = \frac{\pi}{2\omega_o}$  se tiene:

$$i_{Lrp k} = i_{Lr} \left( \frac{T_o}{4} \right) = I_{in} \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin \left( \frac{\pi}{2} \right)$$

$$i_{Lrp k} = I_{in} \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) = MI_o \pi f_o T_{off} \quad (2.51)$$

**Corriente pico en el capacitor resonante  $i_{Crpk}$**

Ya que  $i_{Cr} = -i_{Lr}$  para  $0 < t < T_{on}$  de (2.51) se tiene:

$$i_{Crpk} = -i_{Lrp k} = -I_{in} \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) = -MI_o \pi f_o T_{off} \quad (2.52)$$

**Corriente promedio en el inductor resonante  $I_{Lrp k}$**

Considerando  $i_{Lr}(t) = -I_L$  para  $T_{on} < t < T_s$

$$I_{Lr} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{T_{on}} I_L \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) dt - \int_0^{T_{on}} I_L dt \right]$$

$$I_{Lr} = \frac{1}{T_s} \left[ I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) - I_L \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \right]$$

$$I_{Lr} = 0 \quad (2.53)$$

**Corriente pico en el diodo 1 y 2 ( $i_{D1pk}$ ,  $i_{D2pk}$ )**

A partir del circuito equivalente de la Fig. 2.1 a) se tiene:

$$i_{D1pk} = i_{Lrp k} = MI_o \pi f_o T_{off} \quad (2.54)$$

y del circuito equivalente de la Fig. 2.2 b)

$$i_{D2pk} = i_{Lrp k} = MI_o + \frac{V_{in}}{4Lf_o} \quad (2.55)$$

**Corriente promedio en el diodo 1 y 2 ( $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$ )**

La corriente promedio en  $D_1$  se obtiene integrando  $i_{Lr}(t)$  durante  $T_{on}$ , es decir:

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} i_{Lr}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{1}{2f_o}} I_{in} \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \sin(\omega_o t) dt$$

$$I_{D1} = I_{in} f_s \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) = M I_o f_s T_{off} \quad (2.56)$$

La corriente promedio en  $D_2$  se obtiene integrando  $i_L(t)$  durante  $T_{off}$ :

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{off}} i_L(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{\left(\frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o}\right)} \left[ -\frac{(V_o - V_{in})}{L} t + I_{in} + \frac{V_{in}}{4Lf_o} \right] dt$$

$$I_{D2} = f_s \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \left[ I_{in} + \frac{V_{in}}{2Lf_s} - \frac{V_o}{2L} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \right] = f_s T_{off} \left[ M I_o + \frac{V_{in}}{2Lf_s} - \frac{V_o}{2L} T_{off} \right] \quad (2.57)$$

#### **Voltaje de bloqueo en el diodo 1 y 2 ( $V_{D1}$ , $V_{D2}$ )**

Del circuito de la Fig. 2.1 a) se tiene:

$$V_{D1} = V_o \quad (2.58)$$

Además, del circuito de la Fig. 2.1 b)

$$V_{D2} = V_o \quad (2.59)$$

#### **Corriente pico en el capacitor de salida $i_{C_{opk}}$**

Del circuito equivalente de la Fig. 2.1 a) se tiene:

$$i_{Co}(t) = i_{Lr} - I_o \text{ para } 0 < t < T_{on}$$

Por lo tanto, sustituyendo (2.14) el valor máximo de la corriente en el capacitor de salida  $i_{C_{opk}}$  está dado por:

$$i_{C_{opk}} = i_{Co} \left( \frac{T_o}{4} = \frac{\pi}{2\omega_o} \right) = I_L \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \text{sen}(\pi) - I_o$$

$$i_{C_{opk}} = I_L \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) - I_o = M I_o \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) - I_o = I_o (\pi M f_o T_{off} - 1) \quad (2.60)$$

### Voltaje en el capacitor de salida $V_{Co}$

De los circuitos equivalentes de la Fig. 2.1 es evidente que:

$$V_{Co} = V_o \quad (2.61)$$

En la Tabla 2.1, se resumen las expresiones que definen los esfuerzos eléctricos en los elementos del convertidor para  $V_{in} > 0$  en MCC.

**Tabla 2.1** Esfuerzos eléctricos en MCC.

Elemento	$V_{\max}$	$i_{\max}$	$I_{\text{avg}}$
$Q$	$V_o$	$MI_o \left[ 1 + \pi f_o T_{\text{off}} \right]$	$MI_o$
$L$	-	$MI_o + \frac{V_{in}}{4Lf_o}$	$MI_o$
$C_r$	$\frac{MI_o}{2C_r} T_{\text{off}} + (V_o - V_{in})$	$-MI_o \pi f_o T_{\text{off}}$	0
$L_r$	-	$MI_o \pi f_o T_{\text{off}}$	0
$D_1$	$V_o$	$MI_o \pi f_o T_{\text{off}}$	$MI_o f_s T_{\text{off}}$
$D_2$	$V_o$	$MI_o + \frac{V_{in}}{4Lf_o}$	$f_s T_{\text{off}} \left[ MI_o + \frac{V_{in}}{2Lf_s} - \frac{V_o}{2L} T_{\text{off}} \right]$
$C_o$	$V_o$	$I_o \left( \pi M f_o T_{\text{off}} - 1 \right)$	0

## 2.6. Metodología de Diseño en MCC

A continuación se presenta la metodología de diseño propuesta para el convertidor en MCC, la cual se derivó a partir del análisis presentado en la sección 2.1. En la Tabla 2.2, se presentan las especificaciones de diseño.

**Tabla 2.2** Especificaciones de diseño en MCC.

Símbolo	Descripción	Unidades
$P_o$	Potencia de salida	W
$V_{in}$	Voltaje de entrada	V
$V_o$	Voltaje de salida	V
$f_s$	Frecuencia de conmutación	Hz
$\Delta i_L$	Rizo de corriente en el inductor de entrada	A
$\Delta V_{Cr}$	Rizo de voltaje en el capacitor resonante	V
$\Delta V_o$	Rizo de voltaje en el capacitor de salida	V



Los pasos para la metodología son:

1. Determinar el valor de la ganancia  $M$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}}$$

2. Determinar la frecuencia de resonancia  $f_o$

$$f_o = \frac{f_s}{2} \left( \frac{M}{M-1} \right) \quad (Hz)$$

3. Determinar el tiempo de encendido  $T_{on}$

$$T_{on} = \frac{T_o}{2} \quad (seg)$$

4. Determinar el capacitor resonante  $C_r$

$$C_r = \frac{MI_o}{\Delta V_{Cr}} \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \quad (F)$$

5. Determinar el inductor resonante  $L_r$

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 C_r f_o^2} \quad (H)$$

6. Determinar el inductor de entrada  $L$

$$L = \frac{V_{in}}{2\Delta i_L f_o} \quad (H)$$

7. Determinar el capacitor de salida  $C_o$

$$C_o = \frac{I_o}{\Delta V_o} \left\{ M \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \cos \left[ \sin^{-1} \left[ \frac{1}{M \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right)} \right] \right] - \frac{1}{f_o} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left[ \frac{1}{M \pi f_o \left( \frac{1}{f_s} - \frac{1}{2f_o} \right)} \right] \right] \right\} \quad (F)$$

## Capítulo 3

# Análisis del Convertidor en MCD

---

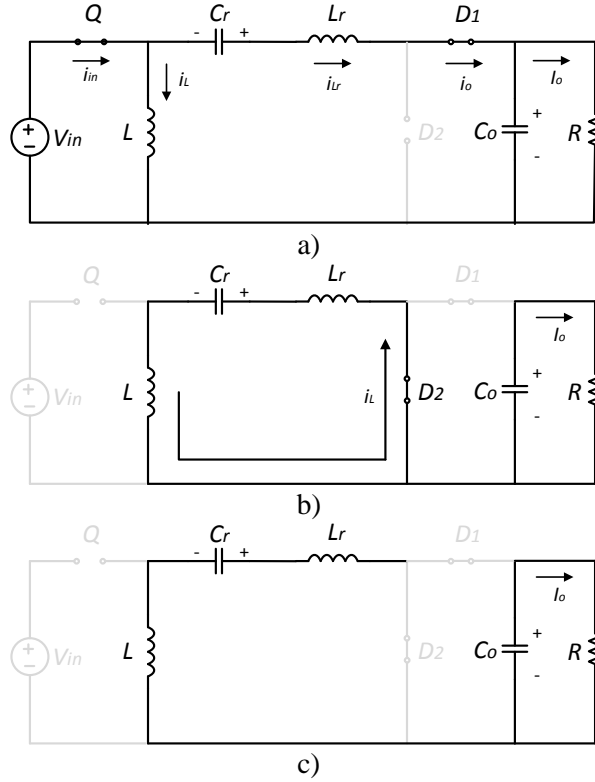
En este Capítulo se presenta el análisis del Convertidor *sin puente* rectificador propuesto en [1] como convertidor CD-CD operando en MCD. Como parte del análisis, se describe el principio de operación el cual se divide en 3 etapas y se presenta el desarrollo mediante el cual se obtienen las ecuaciones que definen su funcionamiento. Finalmente, se propone una metodología de diseño para el convertidor la cual se deriva a partir del análisis realizado.

Para simplificar el análisis, se asume lo siguiente:

- Todos los elementos del convertidor se consideran ideales.
- La operación del convertidor es en estado estable.
- El capacitor de salida  $C_o$  se considera lo suficientemente grande para mantener un voltaje de salida  $V_o$  constante.

### 3.1. Principio de Operación para $V_{in} > 0$

En la Fig. 3.1, se muestran los circuitos equivalentes de las 3 etapas para  $V_{in} > 0$ .



**Figura 3.1** Circuitos equivalentes para  $V_{in} > 0$  en MCD. a) Etapa 1, b) Etapa 2 y c) Etapa 3.

La *etapa 1* ( $0 < t \leq T_{on}$ ) se establece cuando el interruptor  $Q$  es encendido, lo que causa que el diodo  $D1$  sea polarizado directamente y que  $D2$  sea apagado. En la Fig. 3.1 a), se muestra el circuito equivalente para esta etapa. Bajo esta condición, la corriente del inductor de entrada  $i_L$  se incrementa linealmente, cuya expresión está dada por:

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L} t \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (3.1)$$

Evaluando (3.1) en  $t = \frac{T_o}{2}$ , se obtiene el valor pico de la corriente en el inductor de entrada.

$$i_{Lpk} = i_L \left( \frac{T_o}{2} \right) = \frac{V_{in} T_o}{2L} \quad (3.2)$$

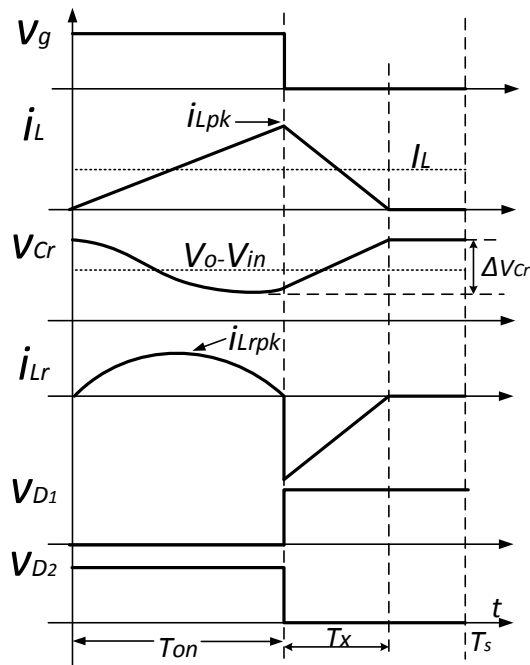
Además, durante esta etapa el capacitor resonante  $C_r$  se descarga proporcionando la corriente necesaria tanto al capacitor de salida  $C_o$  como a la carga  $R$ .

La etapa 2 ( $T_{on} < t \leq t_x$ ) se establece cuando el interruptor  $Q$  es apagado, lo que causa que  $D_2$  sea polarizado directamente y que  $D_1$  se apague.

Bajo esta condición,  $C_r$  se carga mediante la corriente proporcionada por  $L$ . Además, durante esta etapa  $C_o$  proporciona la corriente necesaria a la carga  $R$ . En la Fig. 3.1 b), se muestra el circuito equivalente de esta etapa.

La etapa 3 ( $t_x < t \leq T_s$ ) inicia cuando la corriente en el inductor de entrada  $i_L(t)$  se hace cero. Bajo esta condición, el interruptor  $Q$  y los diodos  $D_1$  y  $D_2$  permanecen apagados. Al igual que en la etapa anterior,  $C_o$  proporciona la corriente necesaria a la carga  $R$ . En la Fig. 3.1 c), se muestra el circuito equivalente para esta etapa.

En la Fig. 3.2, se muestran las principales formas de onda del convertidor durante un periodo de conmutación  $T_s$ .



**Figura 3.2** Principales formas de onda del convertidor en MCD para  $V_{in} > 0$ .

A continuación se presenta el análisis para determinar las expresiones de corriente y voltaje en los elementos del convertidor.

### Determinación del Rizo de Voltaje en el Capacitor Resonante $\Delta V_{Cr}$

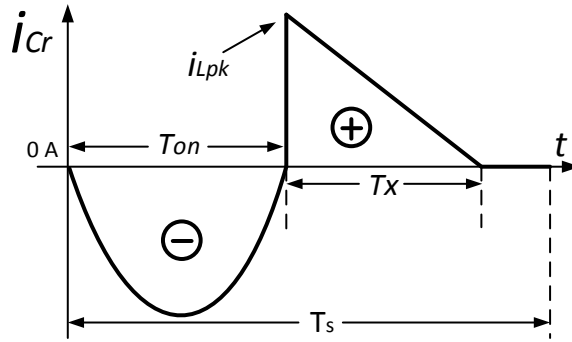
Ya que

$$i_{Cr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt}$$

$$dv_{Cr}(t) = \frac{i_{Cr}(t)}{C_r} dt$$

$$\Delta V_{Cr} = v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \int_0^{T_s} i_{Cr}(t) dt \quad (3.3)$$

De esta forma, (3.3) define el rizo de voltaje en el capacitor resonante  $\Delta V_{Cr}$ , el cual es proporcional al área bajo la curva de  $i_{Cr}(t)$ , cuya forma de onda se muestra en la Fig. 3.3 durante un periodo de conmutación  $T_s$ .



**Figura 3.3** Corriente en el capacitor resonante en MCD.

Utilizando el área positiva de la Fig. 3.3, el rizo de voltaje en el capacitor resonante  $\Delta V_{Cr}$  está dado por:

$$\Delta V_{cr} = \frac{1}{2} \frac{i_{Lpk} T_x}{C_r} \quad (3.4)$$

La duración de  $T_x$  se determina a partir del valor promedio de la corriente en el inductor de entrada  $I_L$ , cuya forma de onda se muestra en la Fig. 3.2. Por lo tanto:

$$I_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L(t) dt$$

$$I_L = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{T_o}{2} + T_x \right) i_{Lpk} \right] = I_{in}$$

resolviendo para  $T_x$  se obtiene:

$$T_x = \frac{2T_s I_{in}}{i_{Lpk}} - \frac{T_o}{2} \quad (3.5)$$

sustituyendo (3.2) y (3.5) en (3.4) se tiene:

$$\Delta V_{Cr} = \frac{1}{C_r} \left( I_{in} T_s - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} \right) \quad (3.6)$$

### **Determinación del Voltaje Inicial en el Capacitor Resonante $v_{Cr}(0)$**

La ecuación que define la corriente en el inductor resonante  $i_{Lr}(t)$  durante  $T_{on}$ , se determina a partir de la forma de onda de  $i_{Cr}(t)$  mostrada en la Fig. 3.3. Integrando el área negativa de  $i_{Cr}(t)$  se tiene:

$$\begin{aligned} A_{neg} &= \int_0^{T_{on}} i_{Lrp} \sin(\omega_o t) dt \\ A_{neg} &= -\frac{i_{Lrp}}{\omega_o} [\cos(\pi) - \cos(0)] \\ A_{neg} &= \frac{2 \cdot i_{Lrp}}{\omega_o} \end{aligned} \quad (3.7)$$

asi mismo, el área positiva de  $i_{Cr}(t)$  está dada por:

$$A_{pos} = \frac{1}{2} \cdot T_x \cdot i_{Lpk} \quad (3.8)$$

igualando (3.7) y (3.8) se tiene:

$$\frac{2 \cdot i_{Lrp}}{\omega_o} = \frac{1}{2} \cdot T_x \cdot i_{Lpk}$$

resolviendo para  $i_{Lrp}$

$$i_{Lrp} = \frac{T_x \cdot i_{Lpk} \cdot \omega_o}{4} \quad (3.9)$$

sustituyendo (3.2) y (3.5) en (3.9) se tiene:

$$i_{Lrp} = \frac{V_{in} T_o \omega_o}{8L} \left( \frac{2T_s I_{in}}{I_{Lpk}} - \frac{T_o}{2} \right)$$

$$i_{Lrp} = \frac{V_{in} T_o \omega_o T_s I_{in}}{4L I_{Lpk}} - \frac{V_{in} T_o^2 \omega_o}{16L}$$

$$i_{Lrp} = \frac{\omega_o T_s I_{in}}{2} - \frac{V_{in} T_o^2 \omega_o}{16L}$$

$$i_{Lrp} = \frac{\omega_o}{2} \left( I_{in} T_s - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} \right)$$

de (3.6)

$$\Delta v_{cr} C_r = \left( I_{in} T_s - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} \right)$$

por lo tanto:

$$i_{Lrp} = \frac{\omega_o \Delta v_{cr} C_r}{2}$$

$$i_{Lrp} = \frac{\Delta v_{cr}}{2Z_o} \quad (3.10)$$

De esta forma,  $i_{Lr}(t)$  puede expresarse durante el tiempo de encendido  $T_{on}$  como:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lrp} \sin(\omega_o t) = \frac{\Delta v_{cr}}{2Z_o} \sin(\omega_o t) \quad (3.11)$$

De la Fig. 3.1 a), se tiene  $i_{D1}(t) = i_{Lr}(t)$  para  $0 < t \leq T_{on}$ . Por lo tanto, la corriente promedio del diodo 1  $I_{D1}$  está dada por:

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} i_{Lr}(t) dt$$

sustituyendo (3.11) se tiene:

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\frac{T_o}{2}} \frac{\Delta V_{Cr}}{2Z_o} \sin(\omega_o t) dt$$

$$I_{D1} = \frac{\Delta V_{Cr}}{2T_s Z_o} \left( -\frac{1}{\omega_o} \cos(\omega_o t) \right) \Bigg|_0^{\frac{T_o}{2}}$$

$$I_{D1} = -\frac{\Delta V_{Cr}}{2T_s Z_o \omega_o} [\cos(\pi) - \cos(0)] = -\frac{\Delta V_{Cr}}{2T_s Z_o \omega_o} (-2)$$

$$I_{D1} = \frac{\Delta V_{Cr}}{T_s Z_o \omega_o} = \frac{\Delta V_{Cr}}{T_s} \left( \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \right) (\sqrt{L_r C_r}) = \frac{\Delta V_{Cr} C_r}{T_s} \quad (3.12)$$

donde  $Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$  y  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ .

De la Fig. 3.1 a), se tiene que  $I_{D1} = I_{Co} + I_o$ . Aplicando el *principio de balance de carga* en  $C_o$  se tiene que  $I_{Co} = 0$ . Por lo tanto:

$$I_{D1} = I_o$$

de (3.12)

$$I_{D1} = \frac{\Delta V_{Cr} C_r}{T_s} = I_o = \frac{V_o}{R}$$

resolviendo para  $\Delta V_{Cr}$

$$\Delta V_{Cr} = \frac{V_o}{C_r R f_s} \quad (3.13)$$

además

$$\frac{\Delta V_{Cr}}{2} = \frac{V_o}{2C_r R f_s}$$

asumiendo que  $V_{Cr} \approx V_o - V_{in}$ , el valor inicial del voltaje en el capacitor resonante  $v_{Cr}(0)$  está dado por:

$$v_{Cr}(0) = V_{Cr} + \frac{\Delta V_{Cr}}{2} = (V_o - V_{in}) + \frac{V_o}{2C_r R f_s} \quad (3.14)$$

### **Determinación de $i_{Lr}$ y $v_{Cr}$ en MCD para $V_{in} > 0$**

Aplicando LTK en el circuito equivalente de la Fig. 3.1 a) se tiene que:

$$-(V_{in} - V_o) - v_{Cr}(t) + v_{Lr}(t) = 0$$

$$v_{Lr}(t) = (V_{in} - V_o) + v_{Cr}(t)$$

ya que

$$v_{Lr}(t) = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt}$$



$$\frac{di_{Lr}(t)}{dt} = \frac{(V_{in} - V_o) + v_{Cr}(t)}{L_r} \quad (3.15)$$

además

$$i_{Cr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt}$$

en el circuito de la Fig. 3.1 a), la corriente “sale” del capacitor, por lo tanto:

$$\frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = -\frac{i_{Lr}(t)}{C_r} \quad (3.16)$$

aplicando Transformada de Laplace a (3.15)

$$SI_{Lr}(s) - i_{Lr}(0) = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_r} \frac{1}{s} + \frac{V_{Cr}(s)}{L_r}$$

considerando que el valor inicial de la corriente es cero  $i_{Lr}(0) = 0$

$$SI_{Lr}(s) = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_r} \frac{1}{s} + \frac{V_{Cr}(s)}{L_r} \quad (3.17)$$

aplicando Transformada de Laplace a (3.16)

$$SV_{Cr}(s) - v_{Cr}(0) = -\frac{I_{Lr}(s)}{C_r} \quad (3.18)$$

sustituyendo (3.14) en (3.18)

$$SV_{Cr}(s) - \left[ (V_o - V_{in}) + \frac{V_o}{2C_r Rf_s} \right] = -\frac{I_{Lr}(s)}{C_r}$$

resolviendo para  $I_{Lr}(s)$

$$I_{Lr}(s) = \frac{V_o}{2Rf_s} + C_r(V_o - V_{in}) - C_r SV_{Cr}(s) \quad (3.19)$$

sustituyendo (3.19) en (3.17)

$$S \left[ \frac{V_o}{2Rf_s} + C_r(V_o - V_{in}) - C_r SV_{Cr}(s) \right] = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_r} \frac{1}{s} + \frac{V_{Cr}(s)}{L_r}$$

$$\frac{V_{Cr}(s)}{L_r} + C_r S^2 V_{Cr}(s) = \frac{SV_o}{2Rf_s} + SC_r(V_o - V_{in}) + \frac{(V_o - V_{in})}{SL_r}$$

$$V_{Cr}(s)C_r \left( S^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) = \frac{(V_o - V_{in})C_r}{S} \left( S^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) + \frac{SV_o}{2Rf_s}$$

resolviendo para  $V_{Cr}(s)$

$$V_{Cr}(s) = \frac{(V_o - V_{in})}{s} + \frac{V_o}{2Rf_s C_r} \left( \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} \right) \quad (3.20)$$

aplicando Transformada Inversa de Laplace a (3.20) se obtiene:

$$v_{Cr}(t) = (V_o - V_{in}) + \frac{V_o}{2Rf_s C_r} \cos(\omega_o t) \quad (3.21)$$

donde  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

Por último,  $i_{Lr}(t)$  se obtiene a partir de (3.16)

$$i_{Lr}(t) = -C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = -C_r \frac{d}{dt} \left[ (V_o - V_{in}) + \frac{V_o}{2Rf_s C_r} \cos(\omega_o t) \right]$$

$$i_{Lr}(t) = -C_r \left( -\frac{V_o}{2Rf_s C_r} \sin(\omega_o t) \right)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_o \omega_o}{2Rf_s} \sin(\omega_o t) = \frac{V_o 2\pi f_o}{2Rf_s} \sin(\omega_o t)$$

$$i_{Lr}(t) = \pi \frac{V_o}{R} \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) = \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) \quad (3.22)$$

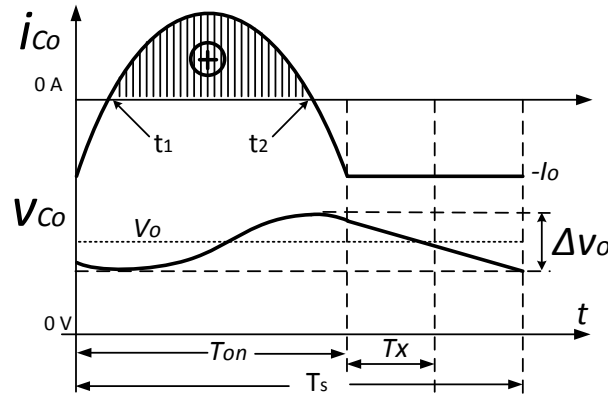
De esta forma, el voltaje en el capacitor resonante  $v_{Cr}(t)$  y la corriente en el inductor resonante  $i_{Lr}(t)$  se definen mediante (3.21) y (3.22) respectivamente durante el tiempo de encendido  $T_{on}$ .

### Determinación del Rizo de Voltaje de Salida $\Delta V_o$

Del circuito de la Fig. 3.1, se tiene que:

$$\begin{aligned} i_{Co}(t) &= i_{Lr}(t) - I_o \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \\ i_{Co}(t) &= -I_o \quad \text{para } T_{on} < t \leq T_s \end{aligned} \quad (3.23)$$

En la Fig. 3.4, se muestran las formas de onda de  $i_{Co}(t)$  y  $v_{Co}(t)$  durante un periodo de conmutación  $T_s$ .



**Figura 3.4** Formas de onda de corriente y voltaje en el capacitor de salida para  $V_{in} > 0$ .

Por simplicidad, la magnitud del rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  se obtiene integrado  $i_{Co}(t)$  durante el tiempo en el cual su valor es positivo; cuyo valor corresponde al área positiva sombreada de la Fig. 3.4. Para ello, primero se determinan los instantes  $t_1$  y  $t_2$ .

sustituyendo (3.11) en (3.23) se tiene:

$$i_{Co}(t) = \frac{\Delta V_{Cr}}{2Z_o} \sin(\omega_o t) - I_o \quad (3.24)$$

resolviendo (3.24) para  $t = t_1$ , donde  $i_{Co}(t_1) = 0$  se obtiene:

$$\frac{\Delta V_{Cr}}{2Z_o} \sin(\omega_o t) = I_o$$

$$\sin(\omega_o t) = \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}}$$

$$\omega_o t = \sin^{-1} \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right)$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_o} \sin^{-1} \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right) = \frac{T_o}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right) \quad (3.25)$$

donde  $0 < t_1 < \frac{\pi}{2}$

Ya que el área positiva de la Fig. 3.4 es simétrica durante  $T_{on}$ , el instante de tiempo  $t_2$  se define como:

$$t_2 = T_{on} - t_1 = \frac{T_o}{2} - \frac{T_o}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right) = \frac{T_o}{2} \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right) \right] \quad (3.26)$$

Ya que

$$v_{Co}(t) = \frac{1}{C_o} \int i_{Co}(t) dt$$

La magnitud del rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  está dada por:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_{t_1}^{t_2} i_{Co}(t) dt \quad (3.27)$$

sustituyendo (3.24) en (3.27)

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_{t_1}^{t_2} \left[ \frac{\Delta V_{Cr}}{2Z_o} \sin(\omega_o t) - I_o \right] dt \quad (3.28)$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left[ \frac{\Delta V_{Cr}}{2Z_o} \int_{t_1}^{t_2} \sin(\omega_o t) dt - \int_{t_1}^{t_2} I_o dt \right]$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left[ \frac{\Delta V_{Cr}}{2Z_o} \left[ -\frac{1}{\omega_o} \cos(\omega_o t) \right]_{t_1}^{t_2} - I_o t \Big|_{t_1}^{t_2} \right]$$

de (3.25) y (3.26)

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left\{ -\frac{\Delta V_{Cr}}{2Z_o \omega_o} \left\{ \cos \omega_o \left\{ \frac{T_o}{2} \left[ 1 - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(B) \right] - \frac{T_o}{2\pi} \sin^{-1}(B) \right\} \right\} - I_o \left[ \frac{T_o}{2} - \frac{T_o}{\pi} \sin^{-1}(B) \right] \right\}$$

donde  $B = \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right)$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left\{ -\frac{\Delta V_{Cr} C_r}{2} \left\{ \cos \left( \frac{2\pi}{T_o} \right) \left[ \frac{T_o}{2} - \frac{T_o}{\pi} \sin^{-1}(B) \right] \right\} - I_o T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(B) \right] \right\}$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left\{ -\frac{\Delta V_{Cr} C_r}{2} \cos \left[ \pi - 2 \sin^{-1}(B) \right] - I_o T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(B) \right] \right\}$$

Aplicando la identidad  $\cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cos \beta + \sin \alpha \sin \beta$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left\{ -\frac{\Delta V_{Cr} C_r}{2} \left\{ \cos(\pi) \cos \left[ 2 \sin^{-1}(B) \right] + \sin(\pi) \sin \left[ 2 \sin^{-1}(B) \right] \right\} - I_o T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(B) \right] \right\}$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left\{ \Delta V_{Cr} C_r \cos \left[ \sin^{-1} \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right) \right] - I_o T_o \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(B) \right] \right\} \quad (3.29)$$

De esta forma, la ecuación (3.29) define el rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  para  $V_{in} > 0$ .

### 3.2. Ganancia en CD para $V_{in} > 0$

La ecuación que define la ganancia en CD operando en MCD para  $V_{in} > 0$  se obtiene igualando la energía de entrada  $E_{in}$  y la energía de salida  $E_o$ , es decir:

$$E_{in} = E_o$$

$$\int_0^{T_s} P_{in} dt = \int_0^{T_s} P_o dt$$

$$\int_0^{T_s} V_{in} i_{in}(t) dt = \int_0^{T_s} V_o I_o dt \quad (3.30)$$

De la Fig. 3.1 a), se tiene que  $i_{in}(t) = i_L(t) + i_{Lr}(t)$ . Por lo tanto, (3.30) se rescribe como:

$$V_{in} \int_0^{\frac{T_o}{2}} [i_L(t) + i_{Lr}(t)] dt = \int_0^{T_s} V_o I_o dt \quad (3.31)$$

sustituyendo (3.1) y (3.22) en (3.31) se tiene:

$$\begin{aligned}
 V_{in} \int_0^{\frac{T_o}{2}} \left[ \frac{V_{in}}{L} t + \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) \right] dt &= \int_0^{T_s} V_o I_o dt \\
 V_{in} \left[ \frac{V_{in}}{L} \frac{t^2}{2} \right]_0^{\frac{T_o}{2}} + \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \left( -\frac{1}{\omega_o} \cos(\omega_o t) \right) \Big|_0^{\frac{T_o}{2}} &= V_o I_o t \Big|_0^{\frac{T_o}{2}} \\
 V_{in} \left\{ \frac{V_{in}}{2L} \left( \frac{T_o}{2} \right)^2 - \frac{\pi I_o}{\omega_o} \frac{f_o}{f_s} [\cos(\pi) - \cos(0)] \right\} &= V_o I_o (T_s - 0) \\
 V_{in} \left\{ \frac{V_{in} T_o^2}{8L} - \frac{\pi I_o}{2\pi f_o} \frac{f_o}{f_s} (-2) \right\} &= V_o I_o T_s \\
 V_{in} \left\{ \frac{V_{in} T_o^2}{8L} + \frac{I_o}{f_s} \right\} &= V_o I_o T_s \\
 \frac{V_{in}^2 T_o^2}{8L} + \frac{V_{in} V_o}{R f_s} &= \frac{V_o^2 T_s}{R} \\
 \frac{T_o^2}{8L} + \frac{M T_s}{R} &= \frac{M^2 T_s}{R} \\
 M^2 - M - \frac{T_o^2 R}{8 L T_s} &= 0 \\
 M^2 - M - \frac{1}{4K} \frac{f_s}{f_o} &= 0
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

donde  $K \equiv \frac{2L}{R T_o}$

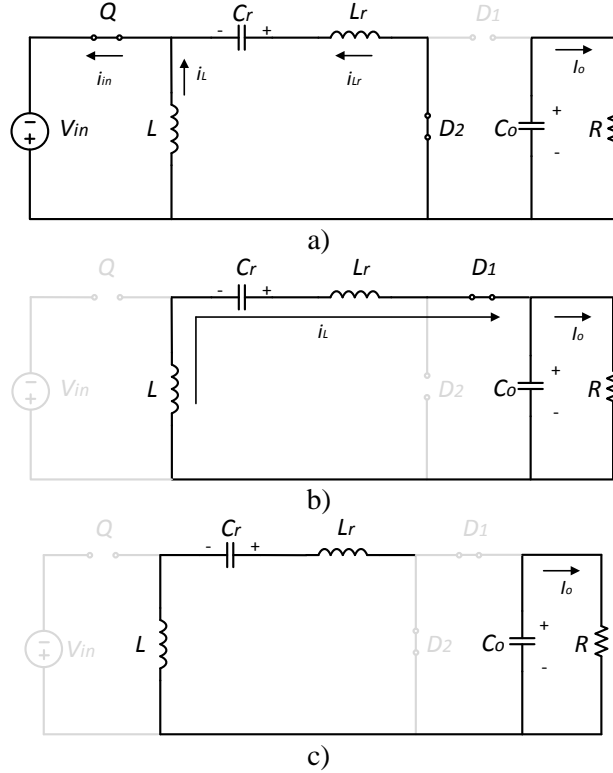
resolviendo (3.32)

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{f_s}{K f_o}}}{2} \tag{3.33}$$

De esta forma (3.33) define la ganancia en CD del convertidor en MCD para  $V_{in} > 0$ .

### 3.3. Principio de Operación para $V_{in} < 0$

En la Fig. 3.5, se muestran los circuitos equivalentes de las 3 etapas para  $V_{in} < 0$ .



**Figura 3.5** Circuitos equivalentes para  $V_{in} < 0$  en MCD: a) Etapa 1, b) Etapa 2 y c) Etapa 3.

La *etapa 1* ( $0 < t \leq T_{on}$ ) se establece cuando el interruptor  $Q$  se enciende, lo que causa que el diodo  $D_2$  se polarice directamente y  $D_1$  se apague, tal y como se muestra en el circuito equivalente de la Fig. 3.5 a). Bajo esta condición, la corriente del inductor de entrada  $i_L$  se incrementa linealmente cuya expresión está dada por:

$$i_L(t) = -\frac{V_{in}}{L}t \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (3.34)$$

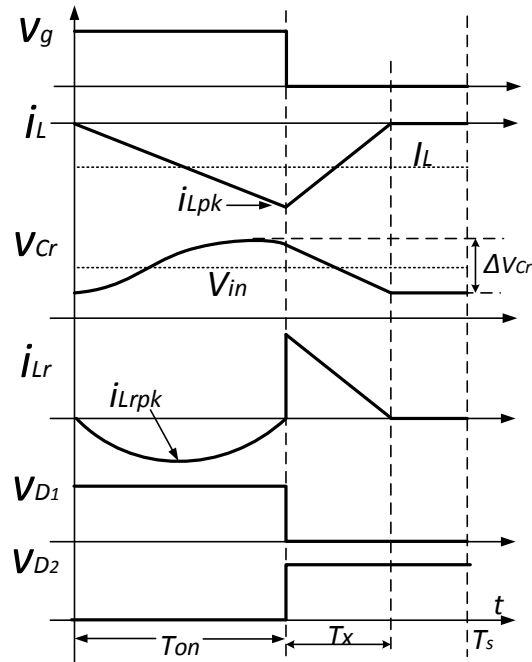
Además, el capacitor resonante  $C_r$  se carga con una corriente cuasi-sinusoidal y el capacitor de salida  $C_o$  proporciona corriente a la carga  $R$ .

La *etapa 2* ( $T_{on} < t \leq t_x$ ) se establece cuando  $Q$  es apagado, lo que causa que  $D_2$  se apague y que  $D_1$  se polarice directamente.

Bajo esta condición,  $L$  y  $C_r$  se descargan proporcionando la corriente necesaria tanto a  $C_o$  como a  $R$ . En la Fig. 3.5 b) se muestra el circuito equivalente para esta etapa.

La etapa 3 ( $t_x < t \leq T_s$ ) se establece cuando la corriente en el inductor de entrada se hace cero y  $Q$ ,  $D_1$  y  $D_2$  se encuentran apagados. Al igual que en el modo anterior,  $C_o$  proporciona la corriente necesaria a la carga  $R$ . En la Fig. 3.5 c), se muestra el circuito equivalente para esta etapa.

En la Fig. 3.6, se muestran las principales formas de onda del convertidor durante un periodo de conmutación  $T_s$ .



**Figura 3.6** Principales formas de onda del convertidor en MCD para  $V_{in} < 0$ .

A continuación se presenta el análisis para determinar las expresiones de corriente y voltaje en los elementos del convertidor.

### Determinación de $i_{Lr}$ y $v_{Cr}$ en MCD para $V_{in} < 0$

Aplicando LTK en el circuito equivalente de la Fig. 3.5 a) se tiene:

$$V_{in} - v_{Cr}(t) - v_{Lr}(t) = 0$$

$$v_{Lr}(t) = V_{in} - v_{Cr}(t)$$



ya que

$$v_{Lr}(t) = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt}$$

$$\frac{di_{Lr}(t)}{dt} = \frac{V_{in} - v_{Cr}(t)}{L_r} \quad (3.35)$$

además

$$i_{Cr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt}$$

En el circuito de la Fig. 3.5 a), la corriente “entra” al capacitor resonante  $C_r$ , por lo tanto:

$$\frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = \frac{i_{Lr}(t)}{C_r} \quad (3.36)$$

aplicando Transformada de Laplace a (3.35)

$$sI_{Lr}(s) - i_{Lr}(0) = \frac{V_{in}}{L_r} \frac{1}{s} - \frac{V_{Cr}(s)}{L_r}$$

considerando que el valor inicial de la corriente es cero  $i_{Lr}(0) = 0$

$$sI_{Lr}(s) = \frac{V_{in}}{L_r} \frac{1}{s} - \frac{V_{Cr}(s)}{L_r} \quad (3.37)$$

aplicando Transformada de Laplace a (3.36)

$$sV_{Cr}(s) - v_{Cr}(0) = \frac{I_{Lr}(s)}{C_r} \quad (3.38)$$

asumiendo que  $V_{Cr} \approx V_{in}$  y de (3.13), el voltaje inicial  $v_{Cr}(0)$  está dado por:

$$v_{Cr}(0) = V_{in} + \frac{\Delta V_{Cr}}{2} = V_{in} + \frac{V_o}{2C_r R f_s}$$

sustituyendo en (3.38)

$$sV_{Cr}(s) - \left[ V_{in} + \frac{V_o}{2C_r R f_s} \right] = \frac{I_{Lr}(s)}{C_r}$$

resolviendo para  $I_{Lr}(s)$

$$I_{Lr}(s) = C_r s V_{Cr}(s) - C_r V_{in} - \frac{V_o}{2R f_s} \quad (3.39)$$

sustituyendo (3.39) en (3.37)

$$S \left[ C_r S V_{Cr}(s) - C_r V_{in} - \frac{V_o}{2Rf_s} \right] = \frac{V_{in}}{L_r} \frac{1}{s} - \frac{V_{Cr}(s)}{L_r}$$

$$C_r S^2 V_{Cr}(s) + \frac{V_{Cr}(s)}{L_r} = S C_r V_{in} + \frac{V_{in}}{L_r} \frac{1}{s} + \frac{S V_o}{2Rf_s}$$

$$V_{Cr}(s) C_r \left( S^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) = \frac{V_{in} C_r}{S} \left( S^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) + \frac{S V_o}{2Rf_s}$$

resolviendo para  $V_{Cr}(s)$

$$V_{Cr}(s) = \frac{V_{in}}{s} + \frac{V_o}{2Rf_s C_r} \left( \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} \right) \quad (3.40)$$

aplicando Transformada Inversa de Laplace a (3.40) se obtiene:

$$v_{Cr}(t) = V_{in} + \frac{V_o}{2Rf_s C_r} \cos(\omega_o t) \quad (3.41)$$

donde  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

Por último,  $i_{Lr}(t)$  se obtiene a partir de (3.36)

$$i_{Lr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = C_r \frac{d}{dt} \left[ V_{in} + \frac{V_o}{2Rf_s C_r} \cos(\omega_o t) \right]$$

$$i_{Lr}(t) = C_r \left( -\frac{V_o}{2Rf_s C_r} \sin(\omega_o t) \right)$$

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_o \omega_o}{2Rf_s} \sin(\omega_o t) = -\frac{V_o 2\pi f_o}{2Rf_s} \sin(\omega_o t)$$

$$i_{Lr}(t) = -\pi \frac{V_o}{R} \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) = -\pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) \quad (3.42)$$

De esta forma, el voltaje en el capacitor resonante  $v_{Cr}(t)$  y la corriente en el inductor resonante  $i_{Lr}(t)$  se definen mediante (3.41) y (3.42) respectivamente durante  $T_{on}$ .

### Determinación del Rizo de Voltaje de Salida $\Delta V_o$

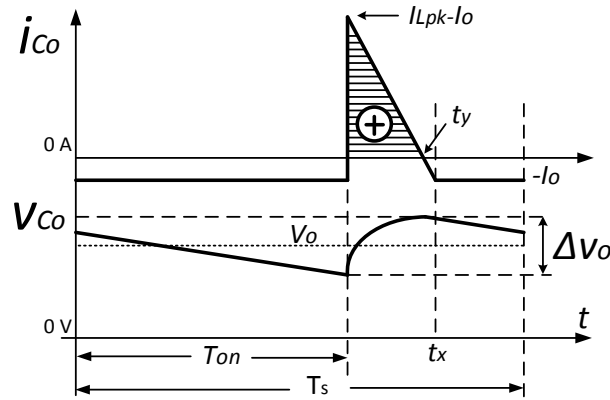
Del circuito de la Fig. 3.5, se tiene que:

$$i_{Co}(t) = -I_o \quad \text{para } 0 < t \leq T_{on} \quad (3.43)$$

$$i_{Co}(t) = i_L(t) - I_o \quad \text{para } T_{on} < t \leq T_x$$

$$i_{Co}(t) = -I_o \quad \text{para } T_x < t \leq T_s$$

En la Fig. 3.7, se muestran las formas de onda de  $i_{Co}(t)$  y  $v_{Co}(t)$  durante un periodo de conmutación  $T_s$ .



**Figura 3.7** Formas de onda de corriente y voltaje en el capacitor de salida para  $V_{in} < 0$ .

Por simplicidad, la magnitud del rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  se obtiene integrado  $i_{Co}(t)$  durante el tiempo en el cual su valor es positivo; cuyo valor corresponde al área positiva sombreada de la Fig. 3.7. Para ello, primero se determina el instante  $t_y$ .

La pendiente de  $i_{Co}(t)$  para  $T_{on} < t \leq t_x$  está dada por:

$$m = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} = \frac{-I_o - (i_{Lpk} - I_o)}{(T_{on} + t_x) - T_{on}} = \frac{-i_{Lpk}}{t_x}$$

Por lo tanto, la expresión define la corriente en el capacitor de salida  $i_{Co}(t)$  para  $T_{on} < t \leq t_x$  esta dada por:

$$i_{Co}(t) = -\frac{i_{Lpk}}{t_x} t + (i_{Lpk} - I_o) \quad (3.44)$$

Igualando a cero (3.44) y resolviendo para  $t = t_y$  se tiene:

$$\begin{aligned} (i_{Lpk} - I_o) &= \frac{i_{Lpk}}{t_x} t_y \\ t_y &= \frac{(i_{Lpk} - I_o) t_x}{i_{Lpk}} = \frac{i_{Lpk} t_x - I_o t_x}{i_{Lpk}} = t_x - \frac{I_o t_x}{i_{Lpk}} \\ t_y &= t_x \left( 1 - \frac{I_o}{i_{Lpk}} \right) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Ya que

$$v_{Co}(t) = \frac{1}{C_o} \int_0^{T_s} i_{Co}(t) dt$$

La magnitud del rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  está dada por:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_{t_{on}}^{t_y} i_{Co}(t) dt = \frac{1}{C_o} \left[ \frac{1}{2} t_y (i_{Lpk} - I_o) \right] \quad (3.46)$$

sustituyendo (3.45) en (3.46)

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{1}{C_o} \left[ \frac{1}{2} t_x \left( 1 - \frac{I_o}{i_{Lpk}} \right) (i_{Lpk} - I_o) \right] \\ \Delta V_o &= \frac{1}{C_o} \left[ \frac{t_x}{2} \left( i_{Lpk} - I_o - I_o + \frac{I_o^2}{i_{Lpk}} \right) \right] = \frac{1}{C_o} \left[ \frac{t_x}{2} \left( i_{Lpk} - 2I_o + \frac{I_o^2}{i_{Lpk}} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.47)$$

sustituyendo (3.2) y (3.5) en (3.47) se tiene:

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{1}{C_o} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{4MI_o Lf_o}{V_{in} f_s} - \frac{1}{2f_o} \right) \left( \frac{V_{in}}{2Lf_o} - 2I_o + \frac{2Lf_o I_o^2}{V_{in}} \right) \right] \\ \Delta V_o &= \frac{1}{C_o} \left[ \left( \frac{2MI_o Lf_o}{V_{in} f_s} - \frac{1}{4f_o} \right) \left( \frac{V_{in}}{2Lf_o} - 2I_o + \frac{2Lf_o I_o^2}{V_{in}} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.48)$$

De esta forma, la ecuación (3.48) define el rizo del voltaje de salida  $\Delta V_o$  para  $V_{in} < 0$ .

### 3.4. Ganancia en CD para $V_{in} < 0$

La ecuación que define la ganancia en CD en MCD para  $V_{in} < 0$  se obtiene haciendo un balance de energía, es decir:

$$\begin{aligned} E_{in} &= E_o \\ \int_0^{T_s} P_{in} dt &= \int_0^{T_s} P_o dt \\ \int_0^{T_s} V_{in} i_{in}(t) dt &= \int_0^{T_s} V_o I_o dt \end{aligned} \quad (3.49)$$

De la Fig. 3.5 a), se tiene que  $i_{in}(t) = i_L(t) + i_{Lr}(t)$ , por lo tanto (3.49) se rescribe como:

$$-V_{in} \int_0^{\frac{T_o}{2}} [i_L(t) + i_{Lr}(t)] dt = \int_0^{T_s} V_o I_o dt \quad (3.50)$$

sustituyendo (3.34) y (3.42) en (3.50) se tiene:

$$\begin{aligned} -V_{in} \int_0^{\frac{T_o}{2}} \left[ -\frac{V_{in}}{L} t - \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) \right] dt &= \int_0^{T_s} V_o I_o dt \\ V_{in} \left[ \frac{V_{in}}{L} \frac{t^2}{2} \Big|_0^{\frac{T_o}{2}} + \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \left( -\frac{1}{\omega_o} \cos(\omega_o t) \right) \Big|_0^{\frac{T_o}{2}} \right] &= V_o I_o t \Big|_0^{\frac{T_o}{2}} \\ V_{in} \left\{ \frac{V_{in}}{2L} \left( \frac{T_o}{2} \right)^2 - \frac{\pi I_o}{\omega_o} \frac{f_o}{f_s} [\cos(\pi) - \cos(0)] \right\} &= V_o I_o (T_s - 0) \\ V_{in} \left\{ \frac{V_{in} T_o^2}{8L} - \frac{\pi I_o}{2\pi f_o} \frac{f_o}{f_s} (-2) \right\} &= V_o I_o T_s \\ V_{in} \left\{ \frac{V_{in} T_o^2}{8L} + \frac{I_o}{f_s} \right\} &= V_o I_o T_s \\ \frac{V_{in}^2 T_o^2}{8L} + \frac{V_{in} V_o}{R f_s} &= \frac{V_o^2 T_s}{R} \\ \frac{T_o^2}{8L} + \frac{M T_s}{R} &= \frac{M^2 T_s}{R} \end{aligned}$$

$$M^2 - M - \frac{T_o^2 R}{8LT_s} = 0$$

$$M^2 - M - \frac{1}{4K} \frac{f_s}{f_o} = 0 \quad (3.51)$$

donde  $K \equiv \frac{2L}{RT_o}$

resolviendo (3.51) se tiene:

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{f_s}{Kf_o}}}{2} \quad (3.52)$$

De esta forma (3.52) representa la ganancia en CD del convertidor en MCD para  $V_{in} < 0$ , cuya expresión es la misma que se obtuvo para  $V_{in} > 0$ .

### 3.5. Frontera entre el MCC y MCD

De (2.24), la ganancia en CD del convertidor en MCC está dada por:

$$M = \frac{1}{1 - \frac{f_s}{2f_o}} \quad (3.53)$$

resolviendo para  $f_s$  y sustituyendo en la expresión de la ganancia en MCD dada por (3.33) se tiene:

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{2\left(1 - \frac{1}{M}\right)}{K}}}{2}$$

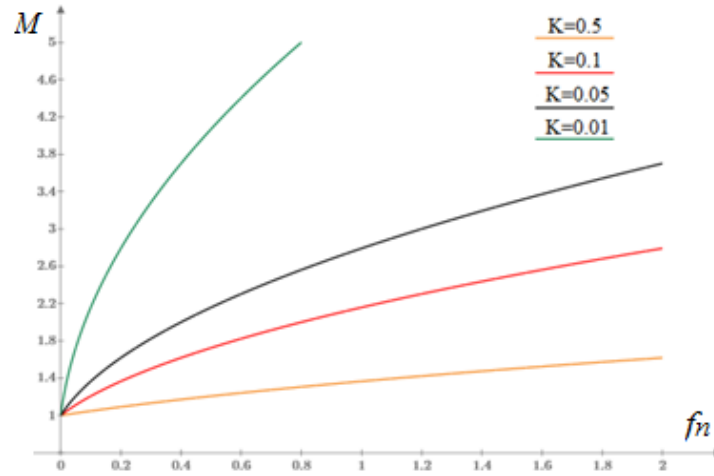
resolviendo para  $K$

$$K_{crit} \equiv \frac{1}{2M^2} \quad (3.54)$$

Por lo tanto, la operación del convertidor está dada por:

- $K > K_{crit}$  Operación en MCC
- $K < K_{crit}$  Operación en MCD
- $K = K_{crit}$  Operación en la Frontera

En la Fig. 3.8, se muestra la ganancia en CD en MCD en función de la frecuencia normalizada  $f_n$  para diferentes valores de  $K$ .



**Figura 3.8** Ganancia en CD en MCD como función de la frecuencia normalizada.

### 3.6. Esfuerzos eléctricos en MCD

A continuación se presenta el análisis para obtener los esfuerzos eléctricos en cada uno de los elementos del convertidor en MCD.

#### Corriente pico en el interruptor $i_{Qpk}$

De la Fig. 3.1 a), se tiene que  $i_{in}(t) = i_Q(t) = i_L(t) + i_{Lr}(t)$  para  $0 < t \leq t_{on}$ . Por lo tanto, de (3.1) y (3.22) se tiene:

$$i_Q(t) = \frac{V_{in}}{L}t + \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) \quad (3.55)$$

evaluando el primer término de la derecha en  $t = \frac{T_o}{2}$  y el segundo en  $t = \frac{T_o}{4} = \frac{\pi}{2\omega_o}$  se tiene:

$$i_{Qpk} = \frac{V_{in}}{L} \left( \frac{T_o}{2} \right) + \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin \left( \frac{\pi}{2} \right)$$

$$i_{Qpk} = \frac{V_{in}}{2Lf_o} + \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \quad (3.56)$$

### Corriente promedio en el interruptor $I_Q$

La corriente promedio del interruptor está dada por:

$$I_Q = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} i_Q(t) dt$$

de (3.55)

$$I_Q = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} \frac{V_{in}}{L} t + \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) dt$$

$$I_Q = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{V_{in}}{L} \frac{t^2}{2} \Big|_0^{T_o} - \frac{\pi I_o}{\omega_o} \frac{f_o}{f_s} \cos(\omega_o t) \Big|_0^{T_o} \right]$$

$$I_Q = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{V_{in}}{2L} \left( \frac{T_o^2}{4} \right) - \frac{I_o}{2f_s} (\cos(\pi) - \cos(0)) \right]$$

$$I_Q = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{V_{in} T_o^2}{8L} - \frac{I_o}{2f_s} (-2) \right]$$

$$I_Q = \frac{1}{T_s} \left( \frac{V_{in} T_o^2}{8L} + \frac{I_o}{f_s} \right)$$

$$I_Q = \frac{V_{in} f_s}{8L f_o^2} + I_o \quad (3.57)$$

### Voltaje máximo en el interruptor $V_{DS \max}$

De la Fig. 3.1 b), se tiene:

$$v_{DS}(t) = V_{in} - v_L(t) \quad (3.58)$$

Para obtener el voltaje en el inductor de entrada  $v_L(t)$  durante el tiempo de apagado se analiza la malla compuesta por  $L$ ,  $L_r$  y  $C_r$ . Recordemos que el voltaje en el inductor resonante durante el tiempo de apagado es aproximadamente cero. Por lo tanto:

$$v_L(t) + v_{Lr}(t) + v_{Cr}(t) = 0$$

como  $v_{Cr} \approx (V_o - V_{in})$  y  $v_{Lr} \approx 0$

$$v_L(t) + 0 + (V_o - V_{in}) = 0$$



$$v_L(t) = (V_{in} - V_o) \quad (3.59)$$

sustituyendo (3.59) en (3.58) se tiene:

$$v_{DS\max}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_o) = V_o \quad (3.60)$$

### Corriente pico e el inductor de entrada $i_{Lpk}$

De (3.1) se tiene

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L}(t) \quad (3.61)$$

Evalando (3.61) en  $t = \frac{T_o}{2}$

$$i_{Lpk} = i_L\left(\frac{T_o}{2}\right) = \frac{V_{in}T_o}{2L} \quad (3.62)$$

### Corriente promedio en el inductor de entrada $I_L$

Ya que

$$I_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L(t) dt$$

de la Fig. 3.2 se tiene:

$$I_L = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{1}{2} (T_{on} + T_x) i_{Lpk} \right]$$

sustituyendo (3.5)

$$I_L = \frac{1}{2T_s} \left[ \left( T_{on} + \frac{2I_{in}T_s}{i_{Lpk}} - T_{on} \right) i_{Lpk} \right]$$

sustituyendo (3.62) se tiene:

$$I_L = I_{in} = MI_o \quad (3.63)$$

### Corriente pico en el capacitor resonante $i_{Crpk}$

De la Fig. 3.1 a), la corriente “sale” del capacitor resonante  $C_r$ , por lo tanto:

$$i_{Cr}(t) = -i_{Lr}(t)$$

de (3.22)

$$i_{Cr}(t) = -i_{Lr}(t) = -\pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t)$$

evaluando en  $t = \frac{T_o}{4} = \frac{\pi}{2\omega_o}$  se tiene:

$$i_{Crpk} = i_{Cr} \left( \frac{\pi}{2\omega_o} \right) = -\pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin \left( \omega_o \frac{\pi}{2\omega_o} \right)$$

$$i_{Crpk} = -\pi I_o \frac{f_o}{f_s} \quad (3.64)$$

**Voltaje máximo en el capacitor resonante  $V_{cr\max}$**

Evaluando (3.21) en  $t = 0$  se tiene:

$$V_{Cr\max} = v_{Cr}(0) = (V_o - V_{in}) + \frac{V_o}{2Rf_s C_r} \cos(0)$$

$$V_{Cr\max} = (V_o - V_{in}) + \frac{V_o}{2Rf_s C_r} \quad (3.65)$$

**Corriente pico en el inductor resonante  $i_{Lrpk}$**

Evaluando (3.22) en  $t = \frac{T_o}{4} = \frac{\pi}{2\omega_o}$  se tiene:

$$i_{Lrpk} = i_{Lr} \left( \frac{\pi}{2\omega_o} \right) = \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin \left( \frac{\pi}{2} \right)$$

$$i_{Lrpk} = \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \quad (3.66)$$

**Corriente promedio en el inductor resonante  $I_{Lr}$**

Ya que

$$I_{Lr} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lr}(t) dt$$

$$I_{Lr} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{T_{on}} \frac{\omega_o}{2} \left( I_{in} T_s - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} \right) \sin(\omega_o t) dt - \int_0^{T_{off}} i_L(t) dt \right]$$

$$\begin{aligned}
I_{Lr} &= \frac{1}{T_s} \left[ -\frac{1}{2} \left( I_{in} T_s - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} \right) [\cos(\pi) - \cos(0)] - \frac{1}{2} t_x i_{Lpk} \right] \\
I_{Lr} &= \frac{1}{T_s} \left[ -\frac{1}{2} \left( I_{in} T_s - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} \right) (-2) - \frac{1}{2} \left( \frac{2I_{in} T_s}{i_{Lpk}} - T_{on} \right) i_{Lpk} \right] \\
I_{Lr} &= \frac{1}{T_s} \left[ \left( I_{in} T_s - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} \right) - \frac{1}{2} (2I_{in} T_s - T_{on} i_{Lpk}) \right] \\
I_{Lr} &= \frac{1}{T_s} \left[ I_{in} T_s - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} - I_{in} T_s + \frac{T_{on} i_{Lpk}}{2} \right] \\
I_{Lr} &= \frac{1}{T_s} \left[ -\frac{V_{in} T_o^2}{8L} + \frac{1}{2} \left( \frac{T_o}{2} \right) \left( \frac{V_{in} T_o}{2L} \right) \right] \\
I_{Lr} &= \frac{1}{T_s} \left( \frac{V_{in} T_o^2}{8L} - \frac{V_{in} T_o^2}{8L} \right) \\
I_{Lr} &= \frac{1}{T_s} (0) = 0
\end{aligned} \tag{3.67}$$

#### Corriente pico en el diodo 1 $i_{D1pk}$

De la Fig. 3.1 a), se tiene  $i_{D1}(t) = i_{Lr}(t)$ , por lo tanto:

$$\begin{aligned}
i_{D1pk} &= i_{Lrpk} \\
i_{D1pk} &= \pi I_o \frac{f_o}{f_s}
\end{aligned} \tag{3.68}$$

#### Corriente promedio en el diodo 1 $I_{D1}$

La corriente promedio en el diodo 1 está dada por:

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D1}(t) dt$$

de la Fig. 3.1 a), se tiene  $i_{D1}(t) = i_{Lr}(t)$ , por lo tanto:

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) dt$$

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \left\{ -\frac{\pi I_o}{\omega_o} \frac{f_o}{f_s} [\cos(\omega_o t) - \cos(0)] \right\}$$

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \left\{ -\frac{I_o}{2f_s} (-2) \right\}$$

$$I_{D1} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{I_o}{f_s} \right)$$

$$I_{D1} = I_o \quad (3.69)$$

**Voltaje máximo en el diodo 1**  $V_{D1\max}$

Del circuito de la Fig. 3.1 b) se tiene:

$$V_{D1\max} = V_o \quad (3.70)$$

**Corriente pico en el diodo 2**  $i_{D2pk}$

Del circuito de la Fig. 3.1 b) se tiene:

$$i_{D2}(t) = i_L(t)$$

por lo tanto:

$$i_{D2pk} = i_{Lpk}$$

de (3.62) se tiene:

$$i_{D2pk} = \frac{V_{in} T_o}{2L} \quad (3.71)$$

**Corriente promedio en el diodo 2**  $I_{D2}$

La corriente promedio en el diodo 2 está dada por:

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D2}(t) dt$$

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{T_x \cdot i_{Lpk}}{2} \right)$$

sustituyendo (3.5)

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{2I_{in}T_s}{i_{Lpk}} - T_{on} \right) i_{Lpk} \right]$$

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \left[ I_{in}T_s - \frac{T_o}{4} i_{Lpk} \right]$$

sustituyendo (3.62)

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \left[ I_{in}T_s - \frac{T_o}{4} \left( \frac{V_{in}T_o}{2L} \right) \right]$$

$$I_{D2} = \frac{1}{T_s} \left[ I_{in}T_s - \frac{V_{in}T_o^2}{8L} \right]$$

$$I_{D2} = I_{in} - \frac{V_{in}T_o^2}{8LT_s} = MI_o - \frac{V_{in}T_o^2}{8LT_s}$$

**Voltaje máximo en el diodo 2**  $V_{D2max}$

Del circuito de la Fig. 3.1 b) se tiene:

$$V_{D2max} = V_o$$

**Corriente pico en el capacitor de salida**  $i_{C_{opk}}$

Del circuito de la Fig. 3.1 a) se tiene:

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= i_{C_o}(t) + I_o \\ i_{C_o}(t) &= i_{Lr}(t) - I_o \end{aligned}$$

de (3.22)

$$i_{C_o}(t) = \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin(\omega_o t) - I_o$$

evaluando en  $t = \frac{T_o}{4} = \frac{\pi}{2\omega_o}$  se tiene:

$$i_{C_o}(t) = \pi I_o \frac{f_o}{f_s} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) - I_o = \pi I_o \frac{f_o}{f_s} - I_o$$

$$i_{C_o}(t) = I_o \left( \pi \frac{f_o}{f_s} - 1 \right) \quad (3.72)$$

En la Tabla 3.1, se resumen las expresiones que definen los esfuerzos eléctricos en los elementos del convertidor para  $V_{in} > 0$  en MCD.

**Tabla 3.1** Esfuerzos eléctricos en MCD.

Elemento	$V_{\max}$	$i_{\max}$	$I_{avg}$
$Q$	$V_o$	$\frac{V_{in}}{2Lf_o} + \pi I_o \frac{f_o}{f_s}$	$\frac{V_{in}f_s}{8Lf_o^2} + I_o$
$L$	-	$\frac{V_{in}T_o}{2L}$	$MI_o$
$C_r$	$(V_o - V_{in}) + \frac{V_o}{2Rf_s C_r}$	$-\pi I_o \frac{f_o}{f_s}$	0
$L_r$	-	$\pi I_o \frac{f_o}{f_s}$	0
$D_1$	$V_o$	$\pi I_o \frac{f_o}{f_s}$	$I_o$
$D_2$	$V_o$	$\frac{V_{in}T_o}{2L}$	$MI_o - \frac{V_{in}T_o^2}{8LT_s}$
$C_o$	$V_o$	$I_o \left( \pi \frac{f_o}{f_s} - 1 \right)$	0

### 3.7. Metodología de Diseño en MCD

A continuación se presenta la metodología de diseño propuesta para el convertidor en MCD, la cual se derivó a partir del análisis presentado en la sección 3.1. En la Tabla 3.2, se presentan las especificaciones de diseño.

**Tabla 3.2** Especificaciones de diseño en MCD.

Símbolo	Descripción	Unidades
$P_o$	Potencia de salida	W
$V_{in}$	Voltaje de entrada	V
$V_o$	Voltaje de salida	V
$f_o$	Frecuencia de resonancia	Hz
$\Delta V_{Cr}$	Rizo de voltaje en el capacitor resonante	V
$\Delta V_o$	Rizo de voltaje en el capacitor de salida	V

Los pasos para la metodología son:

1. Determinar el valor de la ganancia  $M$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}}$$

2. Determinar el tiempo de encendido  $T_{on}$

$$T_{on} = \frac{T_o}{2} \quad (seg)$$

3. Determinar el inductor de entrada  $L$

$$L_{crit} \leq \frac{RT_o}{4M^2} \quad (H)$$

4. Verificar la operación en MCD

$$K < K_{Crit}$$

5. Determinar la frecuencia de conmutación  $f_s$

$$f_s = 4Mf_o K (M - 1) \quad (Hz)$$

6. Determinar el capacitor resonante  $C_r$

$$C_r = \frac{V_o}{\Delta V_{Cr} R f_s} \quad (F)$$

7. Determinar el inductor resonante  $L_r$

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 C_r f_o^2} \quad (H)$$

8. Determinar el capacitor de salida  $C_o$

$$C_o = \frac{1}{\Delta V_o} \left\{ \Delta V_{Cr} C_r \cos \left[ \sin^{-1} \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right) \right] - \frac{I_o}{f_o} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left( \frac{2Z_o I_o}{\Delta V_{Cr}} \right) \right] \right\} \quad (F)$$

## Capítulo 4

# Análisis del Convertidor como CFP en MCD

---

En este Capítulo se presenta el análisis del convertidor *sin puente* rectificador como corrector del factor de potencia [1] operando en MCD. Este análisis es importante porque podrá establecer si este convertidor se comporta como corrector del factor de potencia de manera natural. Como parte del análisis, se presenta el desarrollo mediante el cual se obtienen las expresiones necesarias para evaluar los parámetros de FP y DAT. Finalmente, se propone una metodología de diseño la cual se deriva a partir del análisis realizado.

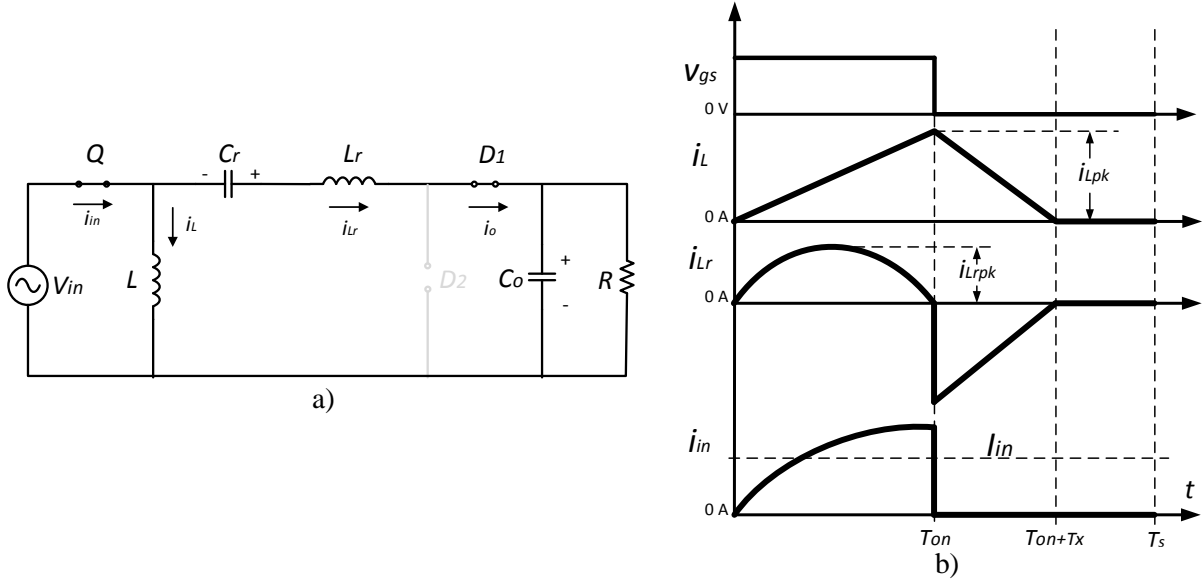
Para simplificar el análisis, se asume lo siguiente:

- Todos los elementos del convertidor se consideran ideales.
- La operación del convertidor es en estado estable.
- La frecuencia de conmutación  $f_s$  es mucho mayor que la frecuencia de línea  $f_{lin}$ .
- El capacitor de salida  $C_o$  se considera lo suficientemente grande para mantener un voltaje de salida  $V_o$  constante durante un periodo de línea  $T_{lin}$ .



#### 4.1. Análisis de corriente de entrada

En la Fig. 4.1, se muestra el circuito equivalente durante el tiempo de encendido  $T_{on}$ , así como las principales formas de onda del convertidor operando en MCD durante un periodo de conmutación  $T_s$ .



**Figura 4.1** a) Circuito equivalente durante el tiempo de encendido y b) Principales formas de onda en MCD.

A partir del circuito de la Fig. 4.1 (a), se observa que únicamente durante esta etapa (tiempo de encendido) existe una transferencia de energía desde la entrada hacia la salida del convertidor. La corriente de entrada  $i_{in}(t)$  está dada por:

$$i_{in}(t) = i_L(t) + i_{Lr}(t) \quad (4.1)$$

En la Fig. 4.1 (b), se observa que durante  $T_{on}$  la forma de onda de la corriente de entrada  $i_{in}(t)$  coincide con lo establecido por (4.1). Por lo tanto, para obtener una expresión que defina el valor promedio de la corriente de entrada  $I_{in}$  durante un ciclo de conmutación, es necesario obtener primero una expresión que defina el valor promedio tanto de la corriente en el inductor de entrada  $I_L$  como de la corriente en el inductor resonante  $I_{Lr}$ . A continuación, se presenta el análisis realizado para obtener  $I_{in}$ .

El voltaje de entrada se define como:

$$v_{in}(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (4.2)$$

donde  $V_p$  es el voltaje pico y  $\omega$  es la frecuencia angular del voltaje de entrada. El valor pico de la corriente en el inductor de entrada  $i_{Lpk}$  está dado por:

$$i_{Lpk}(t) = \frac{v_{in}(t)}{L} T_{on} = \frac{V_p T_o}{2L} \sin(\omega t) \quad (4.3)$$

Así mismo, a partir de la Fig. 4.1 (b) se observa que el valor promedio  $I_L$  durante  $T_{on}$  está dado por:

$$I_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} i_L(t) dt = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T_o}{2} \cdot i_{Lpk}(t) \quad (4.4)$$

sustituyendo (4.3)

$$I_L(t) = \frac{V_p T_o^2}{8LT_s} \sin(\omega t) = \frac{V_p f_s}{8Lf_o^2} \sin(\omega t) \quad (4.5)$$

Para obtener una expresión de la corriente promedio en el inductor resonante  $I_{Lr}$  se define:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lrpk} \sin(\omega_o t) \text{ para } 0 < t \leq T_{on}$$

donde  $i_{Lrpk}$  es el valor pico (Fig. 4.1 (b)) y  $\omega_o$  es la frecuencia de resonancia angular de la corriente en el inductor resonante  $i_{Lr}(t)$  respectivamente. El valor promedio  $I_{Lr}$  durante  $T_{on}$  se obtiene mediante:

$$\begin{aligned} I_{Lr} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} i_{Lr}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_o/2} i_{Lrpk} \sin(\omega_o t) dt \\ I_{Lr} &= \frac{i_{Lrpk}}{T_s} \left[ -\frac{1}{\omega_o} \cos(\omega_o t) \right]_0^{T_o/2} = -\frac{i_{Lrpk}}{T_s \omega_o} [\cos(\pi) - \cos(0)] = -\frac{i_{Lrpk}}{T_s 2\pi f_o} (-2) \\ I_{Lr} &= \frac{i_{Lrpk}}{\pi} \frac{f_s}{f_o} \end{aligned} \quad (4.6)$$

de (3.22) se tiene

$$i_{Lrpk} = \pi I_o \frac{f_o}{f_s} = \pi \frac{V_{in} I_{in}}{V_o} \frac{f_o}{f_s} \quad (4.7)$$

sustituyendo (4.7) en (4.6)

$$I_{Lr} = \frac{V_{in} I_{in}}{V_o} \quad (4.8)$$

sustituyendo (4.2) en (4.8)

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_p \sin(\omega t) I_{in}}{V_o} \quad (4.9)$$

Finalmente, para obtener  $I_{in}(t)$  se tiene:

$$I_{in}(t) = I_L(t) + I_{Lr}(t)$$

de (4.5) y (4.9)

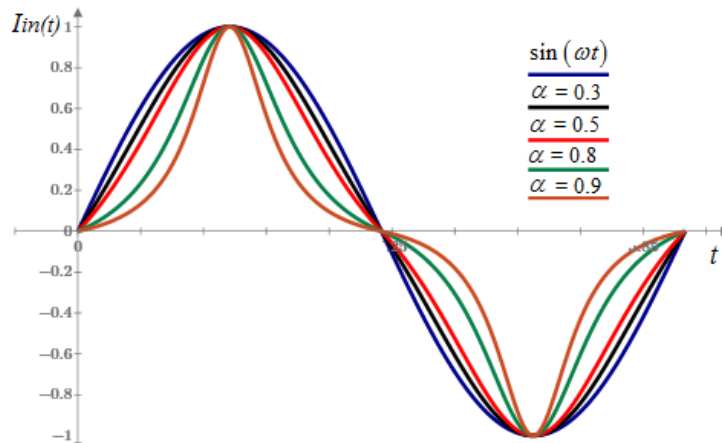
$$I_{in} = \frac{V_p f_s}{8L f_o^2} \sin(\omega t) + \frac{V_p \sin(\omega t) I_{in}}{V_o}$$

$$I_{in} \left[ 1 - \frac{V_p \sin(\omega t)}{V_o} \right] = \frac{V_p f_s}{8L f_o^2} \sin(\omega t)$$

$$I_{in}(t) = \frac{V_p f_s}{8L f_o^2} \frac{\sin(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \quad (4.10)$$

donde  $\alpha \equiv \frac{V_{pk}}{V_o}$

En la Fig. 4.2, se muestra la gráfica de (4.10) normalizada con  $\alpha$  como parámetro. De la Fig. 4.2, se observa que para valores bajos de  $\alpha$  la forma de onda de  $I_{in}$  se aproxima a una sinusoidal, mientras que para valores de  $\alpha$  cercanos a la unidad  $I_{in}$  se distorsiona. Nótese que el resultado es parecido al comportamiento del convertidor *Boost* en MCD operando como CFP, a pesar de que las formas de onda son muy diferentes. En el *Boost* se trata de un triángulo que existe durante el tiempo de encendido y el tiempo de descarga del inductor, y en el convertidor sin rectificador solo existe durante el tiempo de encendido y es una señal triangular más una señal resonante.



**Figura 4.2** Forma de onda de la corriente promedio de entrada normalizada.

## 4.2. Factor de Potencia y Distorsión Armónica Total

A continuación se presenta el análisis para obtener la expresión del FP, tal como se describe en [36]. Ya que

$$FP = \frac{P_{in}}{V_{inef} I_{inef}} \quad (4.11)$$

de (4.2) y (4.10)

$$P_{in} = \frac{1}{\frac{T_{lin}}{2}} \int_0^{\frac{T_{lin}}{2}} v_{in}(t) i_{in}(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_p \sin \omega t \left\{ \frac{V_p f_s}{8L f_o^2} \frac{\sin(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\} d\omega t$$

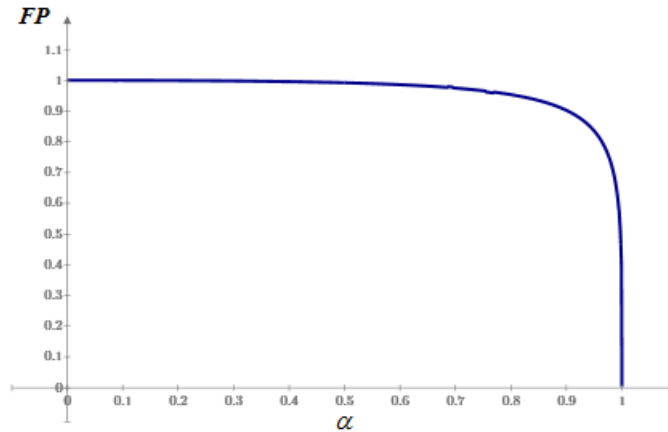
$$P_{in} = \frac{V_p^2 f_s}{\pi 8L f_o^2} \int_0^{\pi} \left\{ \frac{\sin^2(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\} d\omega t \quad (4.12)$$

sustituyendo (4.12) en (4.11)

$$FP = \frac{\frac{V_p^2 f_s}{\pi 8L f_o^2} \int_0^{\pi} \left\{ \frac{\sin^2(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\} d\omega t}{\frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left\{ \frac{V_p^2 f_s}{\pi 8L f_o^2} \frac{\sin^2(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\}^2 d\omega t}}$$

$$FP = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \frac{\int_0^{\pi} \left\{ \frac{\sin^2(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\} d\omega t}{\sqrt{\int_0^{\pi} \left\{ \frac{\sin^2(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\}^2 d\omega t}} \quad (4.13)$$

En la Fig. 4.3, se muestra la gráfica de (4.13) en función del parámetro  $\alpha$ .



**Figura 4.3** Gráfica del Factor de Potencia en función del parámetro  $\alpha$ .

A partir de la curva presentada en la Fig. 4.3, se observa que el factor de potencia se mantiene superior a 0.95 cuando  $\alpha$  toma valores por debajo de 0.8. Así mismo, cuando  $\alpha$  toma valores por encima de 0.9, el factor de potencia decrece rápidamente.

Tal como se describe en [37], a continuación se presenta el análisis para obtener la expresión para la DAT. Para simplificar el análisis, se normalizó la expresión de la corriente de entrada  $I_{in}(t)$ , de tal forma que (4.10) se describe como:

$$I_{in,Nor}(t) = (1-\alpha) \frac{\sin(\omega t)}{[1-\sin(\omega t)]} \quad (4.14)$$

A partir del análisis de Fourier, el contenido armónico de la corriente de entrada  $I_{in}(t)$  se puede representar mediante:

$$I_{in}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

donde

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_{in,Nor}(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (4.15)$$

sustituyendo (4.15), se obtiene el valor de la corriente eficaz del  $n$ -ésimo armónico  $I_{ef}(n)$  mediante:

$$I_{ef}(n) = \frac{b_n}{\sqrt{2}} \quad (4.16)$$

Así mismo, de (4.16) el valor de la corriente eficaz total está dado por:

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{ef}^2(n)} \quad (4.17)$$

Finalmente, de (4.16) y (4.17) se obtiene el valor de la DAT mediante:

$$DAT = \frac{\sqrt{I_{ef}^2 - I_{ef}^2(1)}}{I_{ef}(1)} \quad (4.18)$$

### 4.3. Metodología de diseño como CFP

A continuación se presenta la metodología de diseño propuesta para el convertidor como CFP en MCD, la cual se derivó a partir del análisis realizado en las secciones 4.1 y 4.2. En la Tabla 4.1, se presentan las especificaciones de diseño.

**Tabla 4.1** Especificaciones de diseño para el convertidor como CFP.

Símbolo	Descripción	Unidades
$P_o$	Potencia de salida	W
$V_{in}$	Voltaje de entrada rms	V
$f_{lin}$	Frecuencia de línea	Hz
$V_o$	Voltaje de salida	V
$f_s$	Frecuencia de conmutación	Hz
$f_n$	Frecuencia normalizada	Hz
$\Delta V_{Cr}$	Rizo de voltaje en el capacitor resonante	V
$\Delta V_o$	Rizo de voltaje en el capacitor de salida	V

Los pasos de la metodología son:

1. Determinar la ganancia en CD

$$M = \frac{V_o}{V_p}$$

2. Determinar el valor del parámetro  $K$

$$K = \frac{f_n}{4\pi M^2} \int_0^\pi \left\{ \frac{\sin^2(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\} d\omega t$$

3. Determinar la frecuencia de resonancia  $f_o$

$$f_o = \frac{f_s}{f_n} \quad (\text{Hz})$$

4. Determinar el tiempo de encendido  $T_{on}$

$$T_{on} = \frac{T_o}{2} \quad (\text{seg})$$

5. Determinar el inductor de entrada  $L$

$$L \leq \frac{V_p^2 f_s}{8\pi P_o f_o^2} \int_0^\pi \left\{ \frac{\sin^2(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\} d\omega t \quad (H)$$

6. Verificar la ganancia en CD

$$M = \sqrt{\frac{f_n}{4K\pi} \int_0^\pi \left\{ \frac{\sin^2(\omega t)}{[1 - \alpha \sin(\omega t)]} \right\} d\omega t}$$

7. Determinar el valor del capacitor resonante  $C_r$

$$C_r = \frac{1}{\Delta v_{Cr}} \left( MI_o T_s - \frac{V_p}{8L f_o^2} \right) \quad (F)$$

8. Determinar el valor del inductor resonante  $L_r$

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 C_r f_o^2} \quad (H)$$

9. Determinar el valor del capacitor de salida  $C_o$

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi f_{lin} V_o \Delta V_o} \quad (F)$$

## Capítulo 5

# Validación del Análisis

---

En este Capítulo se valida el análisis presentado en los Capítulos 2, 3 y 4. Primero, se presenta un ejemplo de diseño tanto en MCC como en MCD (convertidor CD-CD), cuya operación se valida mediante simulación y mediante resultados experimentales a partir de la implementación de un prototipo de laboratorio. Después, se presenta un ejemplo de diseño del convertidor como CFP (convertidor CA-CD) en MCD, donde a partir de resultados de simulación se valida la metodología propuesta. Finalmente, se presenta un análisis de los resultados obtenidos.



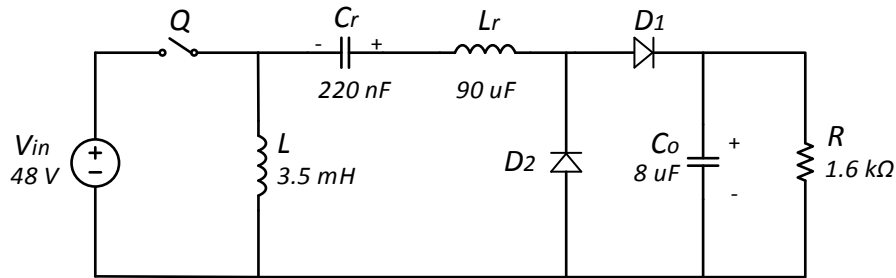
## 5.1. Diseño en MCC

Con la finalidad de validar la metodología de diseño propuesta en MCC, en esta sección se presenta un ejemplo de diseño cuyas especificaciones se muestran en la Tabla 5.1.

**Tabla 5.1** Especificaciones del ejemplo de diseño en MCC.

$P_o$	25 W
$V_{in}$	48 V
$V_o$	200 V
$f_s$	50 kHz
$\Delta i_L$	35 % $I_{in}$ A
$\Delta V_{Cr}$	12 V
$\Delta V_o$	0.5 V

Al aplicar la metodología de diseño de la sección 2.6 se obtuvieron los valores de cada uno de los elementos del convertidor. Cabe mencionar que los valores obtenidos se redondearon a valores comerciales disponibles. Esto con la finalidad de llevar a cabo posteriormente la implementación del circuito. En la Fig. 5.1, se muestra el diagrama esquemático del convertidor diseñado.



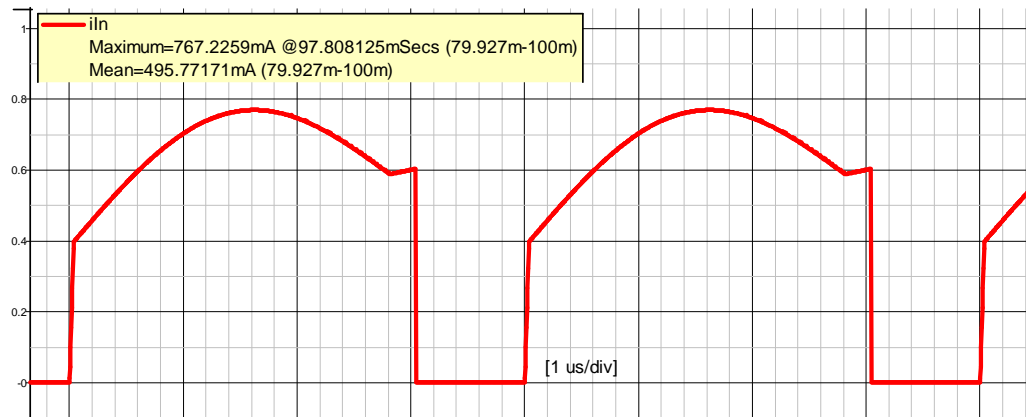
**Figura 5.1** Diagrama esquemático del ejemplo de diseño en MCC.

A continuación se presentan los resultados de simulación y experimentales que se obtuvieron.

### 5.1.1. Simulación

Para comprobar la operación del ejemplo de diseño propuesto, el convertidor de la Fig. 5.1 se simuló con elementos ideales mediante el software SIMPLIS. A continuación se presentan las formas de onda que se obtuvieron.

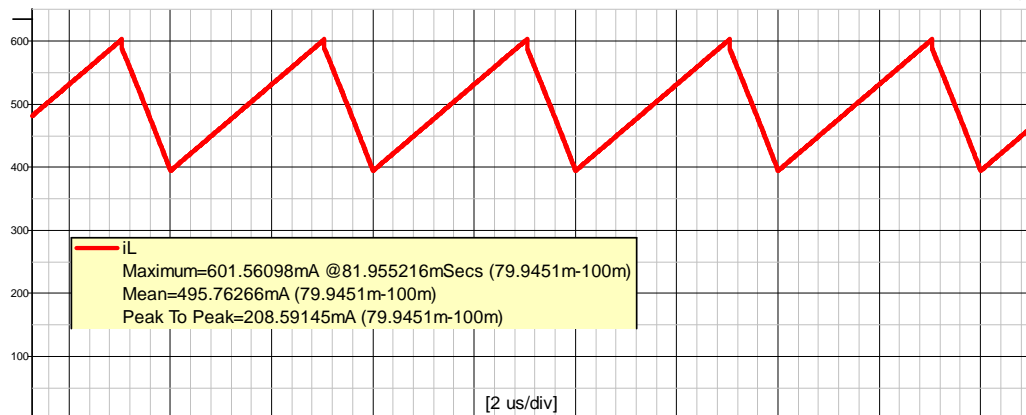
En la Fig. 5.2 se muestra la forma de onda de la corriente de entrada  $i_{in}(t)$ .



**Figura 5.2** Forma de onda simulada de la corriente de entrada en MCC.

A partir de la Fig. 5.2, se observa que  $i_{in}(t)$  es pulsante, cuya forma de onda corresponde a la suma de  $i_L(t)$  e  $i_{Lr}(t)$  durante el encendido del interruptor  $Q$ . Ya que esta corriente es la misma que la corriente del interruptor  $i_Q(t)$ , es evidente que este elemento opera bajo conmutación dura.

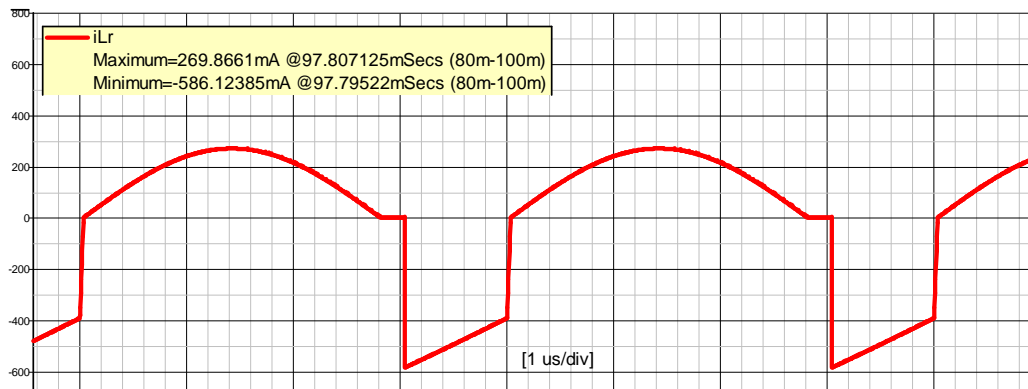
En la Fig. 5.3 se muestra la forma de onda de la corriente en el inductor de entrada  $i_L(t)$ .



**Figura 5.3** Forma de onda simulada de la corriente en el inductor de entrada en MCC.

De la Fig. 5.3, se valida la operación del convertidor en MCC.

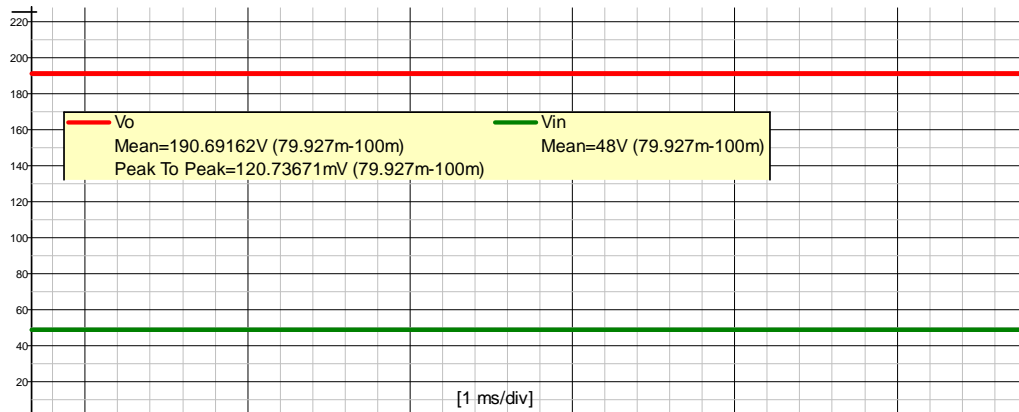
En la Fig. 5.4 se muestra la forma de onda de la corriente en el inductor resonante  $i_{Lr}(t)$ .



**Figura 5.4** Forma de onda simulada de la corriente en el inductor resonante en MCC.

De la Fig. 5.4, se observa que durante el encendido de  $Q$  se establece la resonancia, mientras que durante el apagado, la corriente es igual a la corriente del inductor de entrada con polaridad contraria.

En la Fig. 5.4 se muestra la forma de onda del voltaje de entrada  $V_{in}$  y el voltaje de salida  $V_o$ .



**Figura 5.5** Formas de onda simuladas del voltaje de entrada y salida en MCC.

A partir de la Fig. 5.5 se observa que el valor de  $V_o$  es muy aproximado al valor de diseño.

### 5.1.2. Implementación

Para validar experimentalmente la metodología de diseño propuesta, se llevó a cabo la implementación de un prototipo de laboratorio. Para ello, se obtuvieron los esfuerzos eléctricos en cada uno de los elementos del convertidor a partir de las ecuaciones presentadas en la sección 2.5. En la Tabla 5.2 se muestran los valores obtenidos.

**Tabla 5.2** Esfuerzos eléctricos en los elementos del ejemplo de diseño en MCC.

Elemento	$V_{\max}$ (V)	$I_{\max}$ (A)	$I_{\text{avg}}$ (A)
$Q$	200	0.78	0.52
$L$	-	0.62	0.52
$C_r$	158	0.26	-
$L_r$	-	0.26	-
$D_1$	200	0.26	0.082
$D_2$	200	0.61	0.125
$C_o$	200	0.13	-

Con base a los datos presentados en la Tabla 5.2, se seleccionaron los elementos que se utilizaron en el prototipo. Algunos de ellos, se eligieron al valor inmediato superior debido a la disponibilidad de valores comerciales. En la Tabla 5.3, se presentan los elementos utilizados.

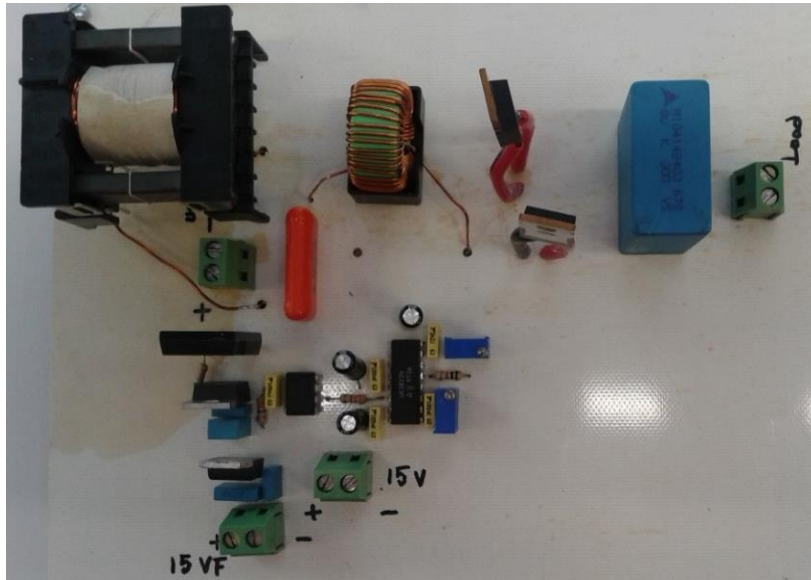
**Tabla 5.3** Componentes utilizados en la implementación del prototipo en MCC.

Elemento	Valor	Modelo	Descripción
$Q$	-	IRFP460	$V_{DSS}$ 500 V, $R_{DS}$ (on) $< 0.27 \Omega$ , $I_D$ 18.4 A
$L$	3.5 mH	-	Núcleo ETD34-3C90, AWG #22
$L_r$	90 $\mu$ H	FIT80-3	Núcleo Toroidal
$C_r$	220 nF	B32593	600 VDC/ 200VAC, Orange Drop, Polyester Film/Foil Capacitor
$D_1, D_2$	-	HFA15TB60	$V_{BR}$ 600 V, $I_F$ 5 A, $t_{rr} < 120$ ns
$C_o$	8 $\mu$ F	M104148403	VDC 300 V, MKP, K
$R$	1.6 k $\Omega$	HS50	Arreglo de 8 resistencias de 200 $\Omega$ en serie.

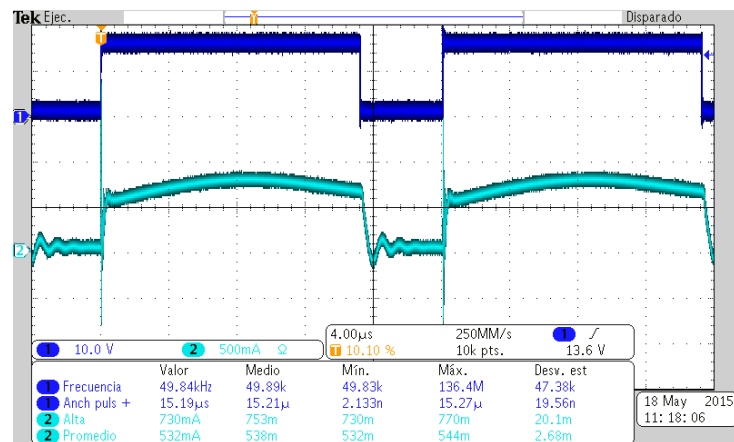
En la Fig. 5.6, se muestra el prototipo implementado en MCC.

A continuación se presentan las formas de onda que se obtuvieron de forma experimental. En todas ellas se presenta la señal de control como referencia.

En la Fig. 5.7, se muestra la forma de onda de la corriente de entrada  $i_{in}(t)$ , en donde se observa una ligera resonancia durante el apagado del interruptor, lo cual aparece como consecuencia de los elementos parásitos en el circuito impreso.

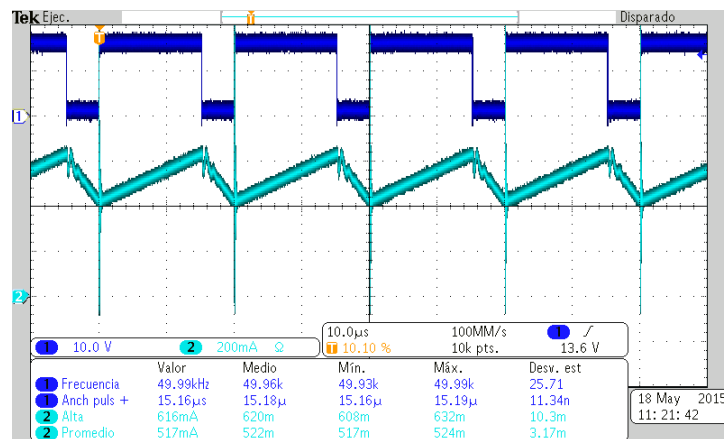


**Figura 5.6** Prototipo de laboratorio implementado en MCC.



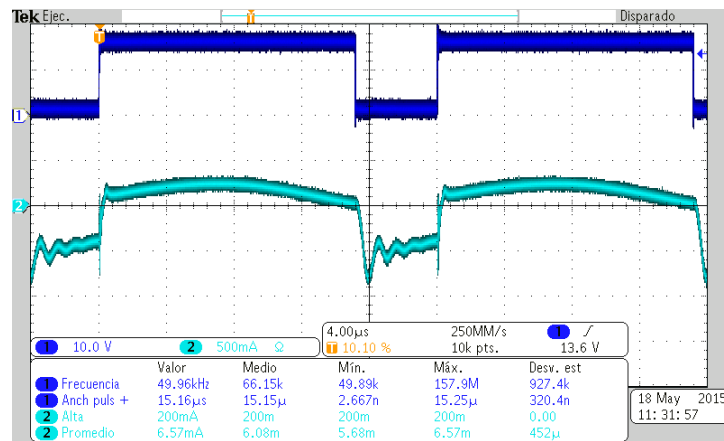
**Figura 5.7** Forma de onda experimental de la corriente de entrada en MCC.

En la Fig. 5.8, se muestra la forma de onda de la corriente del inductor de entrada  $i_L(t)$ .



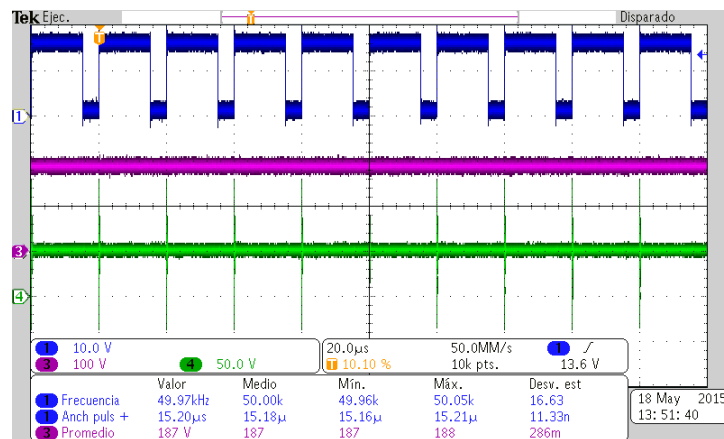
**Figura 5.8** Forma de onda experimental de la corriente en el inductor de entrada en MCC.

En la Fig. 5.9, se muestra la forma de onda de la corriente en el inductor resonante  $i_{L_r}(t)$ .



**Figura 5.9** Forma de onda experimental de la corriente en el inductor resonante en MCC.

En la Fig. 5.10, se muestran las formas de onda del voltaje de entrada  $V_{in}$  y el voltaje de salida  $V_o$ .



**Figura 5.10** Formas de onda experimentales del voltaje de entrada y salida en MCC.

A partir de las figuras presentadas en esta subsección, se observa una gran similitud entre las formas de onda simuladas y las medidas. En la siguiente subsección se presenta una comparación entre los valores teóricos, de simulación y experimentales que se obtuvieron.

### 5.1.3. Resultados experimentales

En la Tabla 5.4, se muestran las magnitudes de  $\Delta i_L$ ,  $\Delta V_{Cr}$ ,  $\Delta V_o$  y  $V_o$  así como el porcentaje de error que se obtuvo entre el valor teórico y simulado y el valor simulado y experimental.

**Tabla 5.4** Rizos de corriente y voltaje del ejemplo de diseño en MCC.

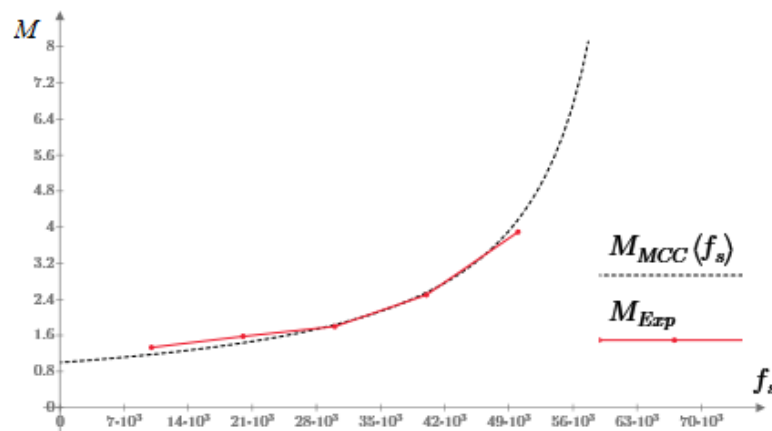
Magnitud	Teo	Sim	Exp	$e_{Teo}$ Vs $e_{Sim}$ (%)	$e_{Teo}$ Vs $e_{Exp}$ (%)	$e_{Sim}$ Vs $e_{Exp}$ (%)
$\Delta i_L$ (mA)	208.45	208	210	0.21	0.74	0.96
$\Delta V_{Cr}$ (V)	11.36	11.84	12.2	4.22	7.39	3.04
$\Delta V_o$ (mV)	126	120	125	4.76	0.79	4.16
$V_o$ (V)	200	190.69	187	4.65	6.5	1.93

En la Tabla 5.5, se muestra una comparación de los esfuerzos eléctricos teóricos, de simulación y experimentales que se obtuvieron.

**Tabla 5.5** Esfuerzos eléctricos del ejemplo de diseño en MCC.

Elem.	$V_{max}$ (V)			$I_{max}$ (A)			$I_{avg}$ (A)		
	Teo	Sim	Exp	Teo	Sim	Exp	Teo	Sim	Exp
$Q$	200	194.2	187	0.78	0.76	0.73	0.52	0.49	0.53
$L$	-	-	-	0.62	0.6	0.61	0.52	0.49	0.52
$C_r$	158	149	156	0.26	0.27	0.2	0	-	-
$L_r$	-	-	-	0.26	0.27	0.2	0	-	-
$D_1$	200	191.7	186	0.26	0.27	0.27	0.125	0.12	0.11
$D_2$	200	191.7	188	0.62	0.58	0.88	0.125	0.11	0.12
$C_o$	200	194.2	187	0.13	0.15	0.13	-	-	-

Para obtener la curva de ganancia en CD del convertidor, se realizó un barrido en  $f_s$  de 10 kHz a 50 kHz. En la Fig. 5.11, se muestran las curvas de ganancia teórica y experimental.



**Figura 5.11** Curvas de ganancia,  $M_{MCC}$  Ganancia teórica en MCC y  $M_{Exp}$  Ganancia experimental.

A partir de la curva mostrada en la Fig. 5.11, se observa que la evolución de la ganancia experimental es muy aproximada al valor teórico representado por la ganancia teórica, presentándose ligeras desviaciones en ciertos valores de  $f_s$ . Cabe mencionar que la frecuencia máxima que se utilizó en la prueba se debió a que para una frecuencia mayor a 50 kHz los esfuerzos de voltaje en los dispositivos semiconductores se incrementaban significativamente, sobrepasando las capacidades de estos elementos.

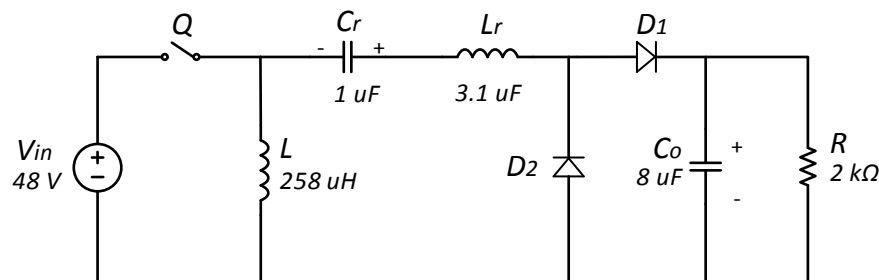
## 5.2. Diseño en MCD

Para validar la metodología de diseño propuesta en MCD, en esta sección se presenta un ejemplo de diseño cuyas especificaciones se muestran en la Tabla 5.6.

**Tabla 5.6** Especificaciones del ejemplo de diseño en MCD.

$P_o$	20 W
$V_{in}$	48 V
$V_o$	200 V
$f_o$	90 kHz
$\Delta V_{Cr}$	1 V
$\Delta V_o$	0.1 V

Al aplicar la metodología de diseño de la sección 3.7 se obtuvieron los valores de cada uno de los elementos del convertidor. Cabe mencionar que los valores obtenidos se redondearon a valores comerciales disponibles. Esto con la finalidad de llevar a cabo posteriormente la implementación del circuito. En la Fig. 5.12, se muestra el diagrama esquemático del convertidor diseñado.



**Figura 5.12** Diagrama esquemático del ejemplo de diseño en MCD.

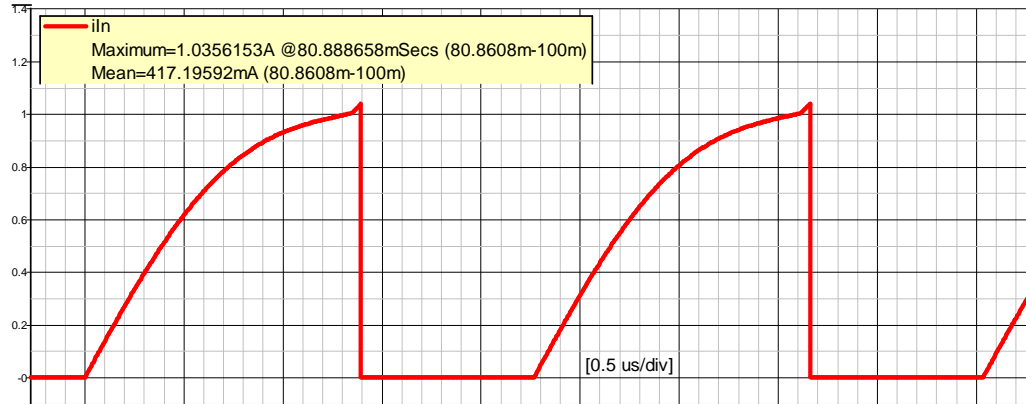
A continuación se presentan los resultados de simulación y experimentales que se obtuvieron.



### 5.2.1. Simulación

Para comprobar la operación del ejemplo de diseño propuesto, el convertidor de la Fig. 5.12 se simuló con elementos ideales mediante el software SIMPLIS. A continuación se presentan las formas de onda que se obtuvieron.

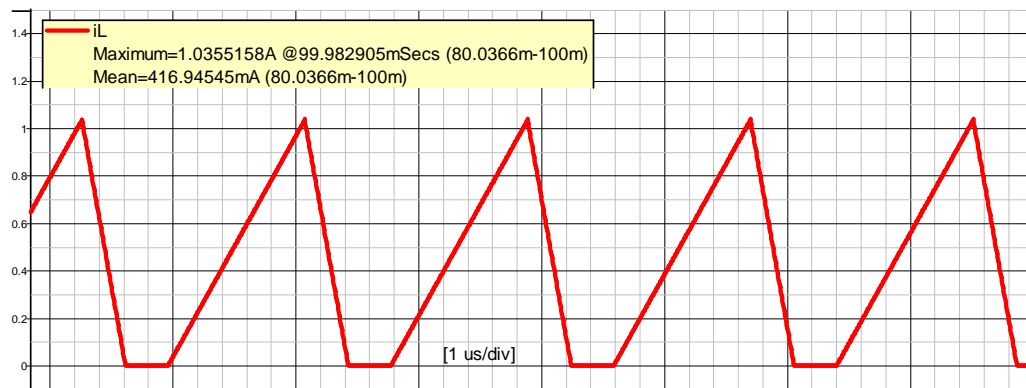
En la Fig. 5.13 se muestra la forma de onda de la corriente de entrada  $i_{in}(t)$ .



**Figura 5.13** Forma de onda simulada de la corriente de entrada en MCD.

Al igual que para la operación en MCC, de la Fig. 5.13 se observa que la forma de onda de  $i_{in}(t)$  corresponde a la suma de  $i_L(t)$  e  $i_{Lr}(t)$ . Sin embargo, la operación en MCD permite encender el interruptor a corriente cero; por lo que las pérdidas por conmutación se reducen significativamente.

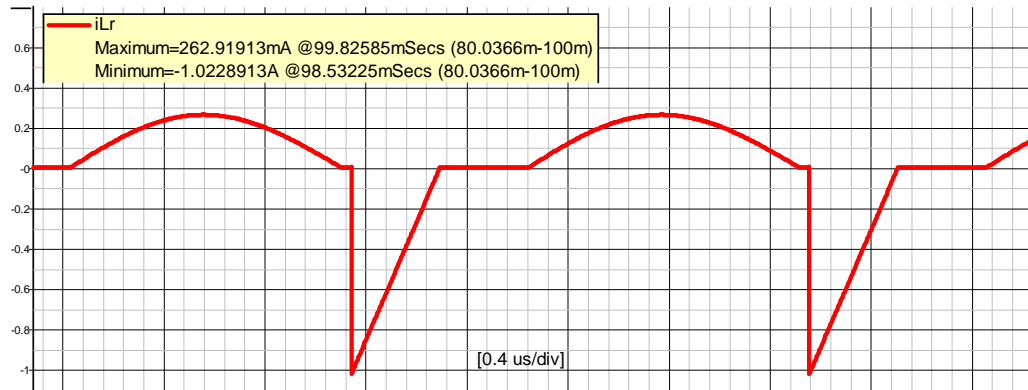
En la Fig. 5.14 se muestra la forma de onda de la corriente en el inductor de entrada  $i_L(t)$ .



**Figura 5.14** Forma de onda simulada de la corriente del inductor de entrada en MCD.

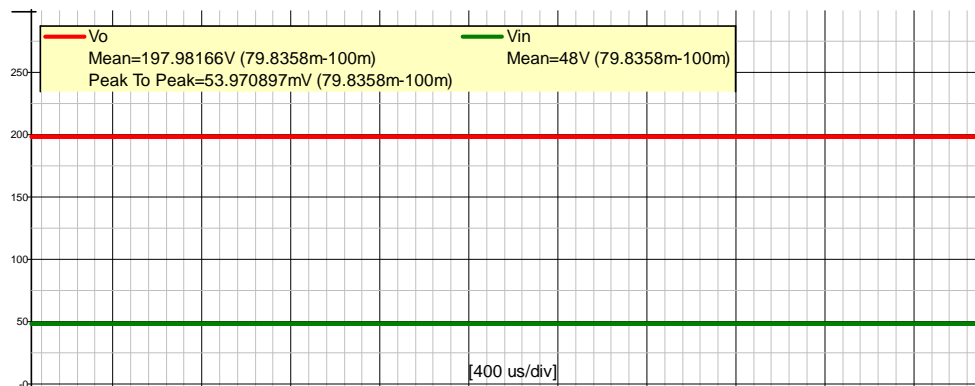
A partir de la Fig. 5.14, se observa que la corriente en el inductor de entrada  $i_L(t)$  se hace cero antes de que el periodo de conmutación  $T_s$  termine; lo cual valida la operación en MCD.

En la Fig. 5.15 se muestra la corriente en el inductor resonante  $i_{L_r}(t)$  donde se observa que durante el encendido de  $Q$  se establece la resonancia, mientras que durante el apagado, la corriente es igual a la corriente del inductor de entrada con polaridad contraria.



**Figura 5.15** Forma de onda simulada de la corriente en el inductor resonante en MCD.

En la Fig. 5.16 se muestra la forma de onda del voltaje de entrada  $V_{in}$  y de salida  $V_o$ .



**Figura 5.16** Formas de onda simuladas del voltaje de entrada y salida en MCD.

A partir de la Fig. 5.16, se observa que el voltaje de salida  $V_o$  es muy aproximado al especificado en el diseño.

### 5.2.2. Implementación

Para validar experimentalmente la metodología de diseño propuesta, se llevó a cabo la implementación de un prototipo de laboratorio. Para ello, se obtuvieron los esfuerzos eléctricos en cada uno de los elementos del convertidor a partir de las ecuaciones obtenidas en la sección 3.6, los cuales se muestran en la Tabla 5.7.

**Tabla 5.7** Esfuerzos eléctricos en los elementos del ejemplo de diseño en MCD.

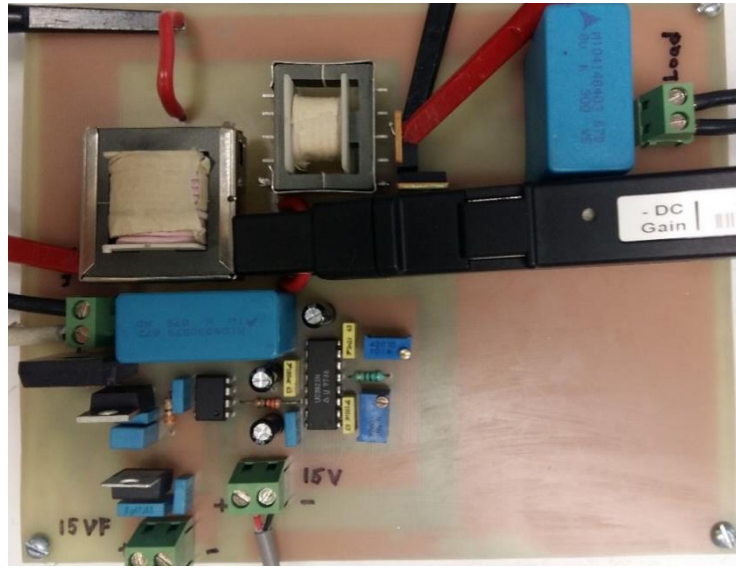
Elemento	$V_{\max}$ (V)	$I_{\max}$ (A)	$I_{avg}$ (A)
$Q$	200	1.03	0.41
$L$	-	1.03	0.41
$C_r$	152.5	0.25	-
$L_r$	-	0.25	0
$D_1$	200	0.25	0.1
$D_2$	200	1.03	0.1
$C_o$	200	0.15	-

En base a los datos presentados en la Tabla 5.7, se seleccionaron los elementos que se utilizaron en el prototipo, los cuales se presentan en la Tabla 5.8. Algunos de ellos, se eligieron al valor inmediato mayor debido a la disponibilidad de valores comerciales.

**Tabla 5.8** Componentes utilizados en la implementación del prototipo en MCD.

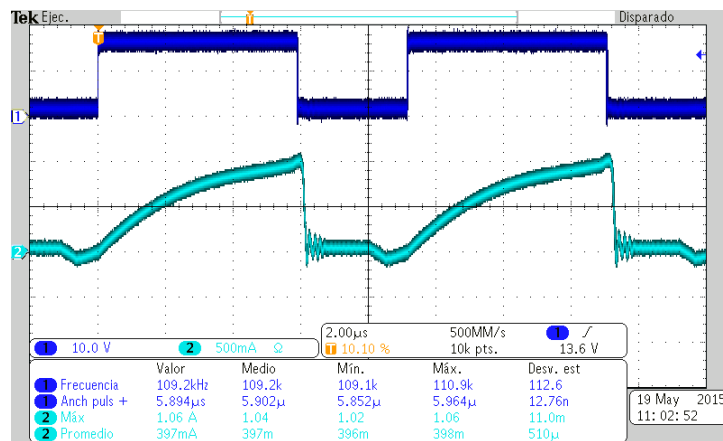
Elemento	Valor	Modelo	Descripción
$Q$	-	IRFP460	$V_{DSS}$ 500 V, $R_{Ds}$ (on) $< 0.27 \Omega$ , $I_D$ 18.4 A
$L$	$258 \mu H$	-	E30-3C85, Hilo de Litz
$L_r$	$3.127 \mu H$	-	E25-3C85, Hilo de Litz
$C_r$	$1 \mu F$	M1C8330579	MKP, K.
$D_1, D_2$	-	HFA15TB60	$V_{BR}$ 600 V, $I_F$ 5 A, $t_{rr}$ $< 120$ ns
$C_o$	$8 \mu F$	M104148403	VDC 300 V, MKP, K
$R$	$2 k\Omega$	HS50	Arreglo de 10 resistencias de $200 \Omega$ en serie.

En la Fig. 5.17, se muestra el prototipo implementado en MCD.



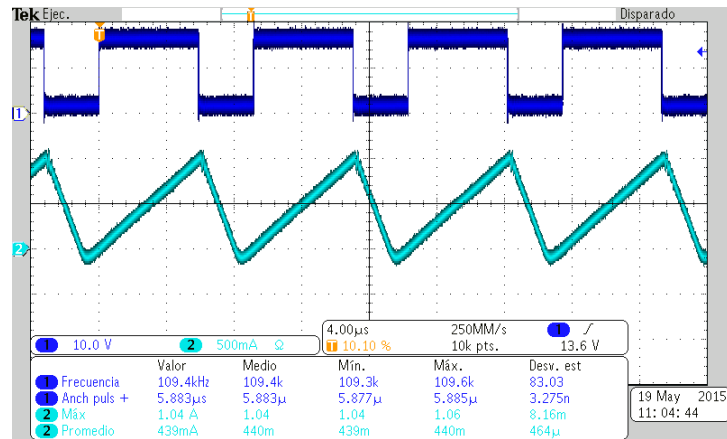
**Figura 5.17** Prototipo de laboratorio implementado en MCD.

A continuación se presentan las formas de onda que se obtuvieron de forma experimental. En la Fig. 5.18, se muestra la forma de onda de la corriente de entrada  $i_{in}(t)$ .



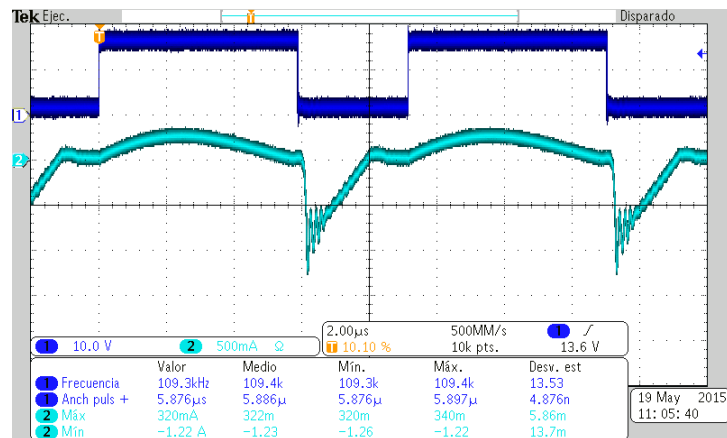
**Figura 5.18** Forma de onda experimental de la corriente de entrada en MCD.

En la Fig. 5.19, se muestra la forma de onda de la corriente del inductor de entrada  $i_L(t)$ .



**Figura 5.19** Forma de onda experimental de la corriente en el inductor de entrada en MCD.

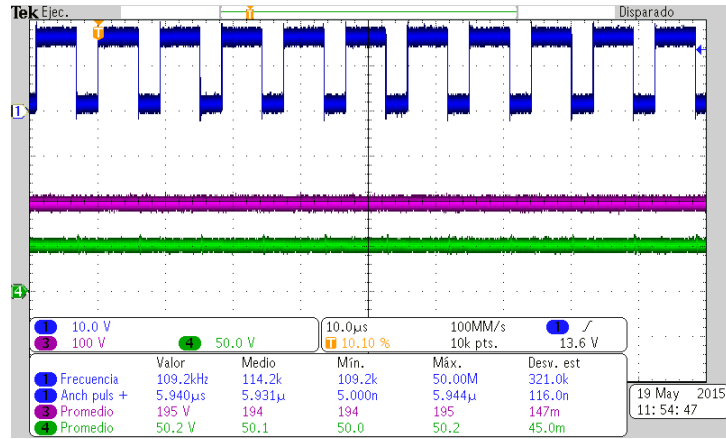
En la Fig. 5.20, se muestra la forma de onda de la corriente en el inductor resonante  $i_{Lr}(t)$ .



**Figura 5.20** Forma de onda experimental de la corriente en el inductor resonante en MCD.

En la Fig. 5.20, se observa un rizado en alta frecuencia que se presenta durante el apagado del interruptor, el cual aparece como consecuencia de las resonancias entre las inductancias parásitas del convertidor con las capacitancias parásitas de los elementos.

En la Fig. 5.21, se muestran las formas de onda del voltaje de entrada  $V_{in}$  y de salida  $V_o$ .



**Figura 5.21** Formas de onda experimentales del voltaje de entrada y salida en MCD.

A partir de las figuras presentadas en esta subsección, se observa una gran similitud entre las formas de onda simuladas y las medidas. En la siguiente subsección se presenta una comparación entre los valores teóricos, de simulación y experimentales que se obtuvieron.

### 5.2.3. Resultados experimentales

En la Tabla 5.9, se muestran los esfuerzos eléctricos teóricos, de simulación y experimentales que se obtuvieron.

**Tabla 5.9** Esfuerzos eléctricos del ejemplo de diseño en MCD.

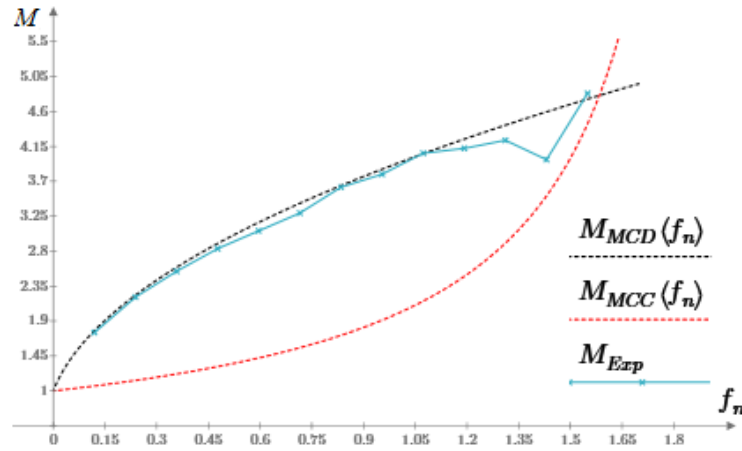
Elemento	$V_{\max}$ (V)			$I_{\max}$ (A)			$I_{prom}$ (A)		
	Teo	Sim	Exp	Teo	Sim	Exp	Teo	Sim	Exp
$Q$	200	198.6	195	1.03	1.03	1.06	0.41	0.41	0.39
$L$	-	-	-	1.03	1.03	1.04	0.41	0.41	0.44
$C_r$	152.45	151.45	145	0.25	0.26	0.28	-	-	-
$L_r$	-	-	-	0.25	0.26	0.28	-	-	-
$D_1$	200	199.04	196	0.25	0.26	0.264	0.1	0.98	0.101
$D_2$	200	199.02	196	1.03	1.02	1.3	0.1	0.98	0.121
$C_o$	200	198	196	0.15	0.16	0.16	-	-	-

En la Tabla 5.10, se muestran las magnitudes de  $\Delta V_{Cr}$ ,  $\Delta V_o$  y  $V_o$ , así como el porcentaje de error que se obtuvo entre el valor teórico y simulado y el valor simulado y experimental.

**Tabla 5.10** Rizos de corriente y voltaje del ejemplo de diseño en MCD.

Magnitud	Teo	Sim	Exp	$e_{Teo}$ Vs $e_{Sim}$ (%)	$e_{Teo}$ Vs $e_{Exp}$ (%)	$e_{Sim}$ Vs $e_{Exp}$ (%)
$\Delta V_{Cr}$ (V)	0.9	0.89	0.8	1.11	11.11	10.1
$\Delta V_o$ (mV)	52.6	53.97	60	2.6	14.06	11.17
$V_o$ (V)	200	197.98	195	1.01	2.5	1.5

Para obtener la curva de la ganancia en CD del convertidor, se realizó un barrido en  $f_s$  en el rango de 10 kHz a 130 kHz. En la Fig. 5.22, se muestran las curvas de ganancia teórica y experimental que se obtuvieron.



**Figura 5.22** Curvas de ganancia:  $M_{MCC}$  Ganancia teórica en MCC,  $M_{MCD}$  Ganancia teórica en MCD y  $M_{Exp}$  Ganancia experimental.

A partir de la Fig. 5.22, se observa que la evolución de la ganancia experimental es muy aproximada a la ganancia teórica en MCD, presentándose una desviación notable al aproximarse a la curva dada por la ganancia teórica en MCC.

### 5.3. Diseño como CFP

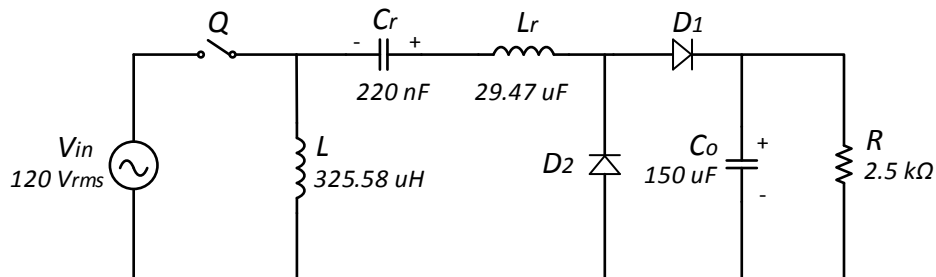
#### 5.3.1. Ejemplo de diseño como CFP

Para validar la metodología de diseño propuesta del convertidor como CFP en MCD, en esta sección se presenta un ejemplo de diseño cuyas especificaciones se muestran en la Tabla 5.11.

**Tabla 5.11** Especificaciones del ejemplo de diseño como CFP en MCD.

$P_o$	100 W
$V_{in}$	120 Vrms
$f_{lin}$	60 Hz
$V_o$	500 V
$f_s$	50 kHz
$f_n$	0.8
$\Delta V_{Cr}$	40 V
$\Delta V_o$	5 V

Al aplicar la metodología de diseño de la sección 4.3, se obtuvieron los valores de cada uno de los elementos del convertidor. En la Fig. 5.23, se muestra el diagrama esquemático del convertidor diseñado.

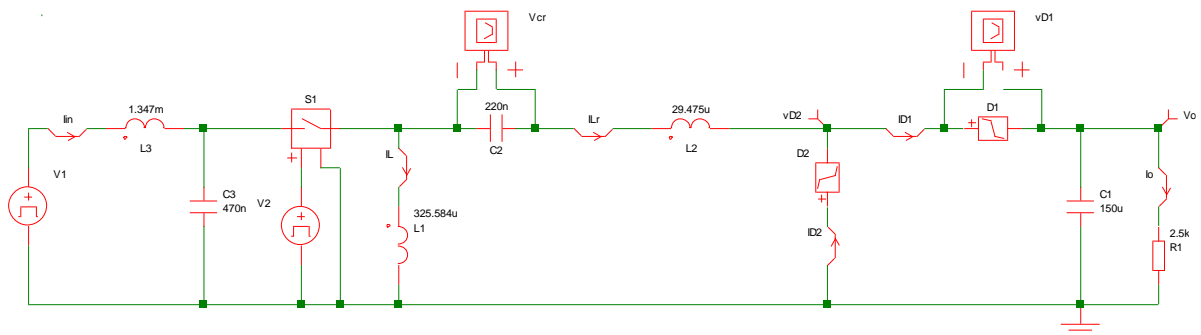


**Figura 5.23** Diagrama esquemático del ejemplo de diseño como CFP en MCD.

A continuación se presentan los resultados de simulación que se obtuvieron.

### 5.3.2. Simulación

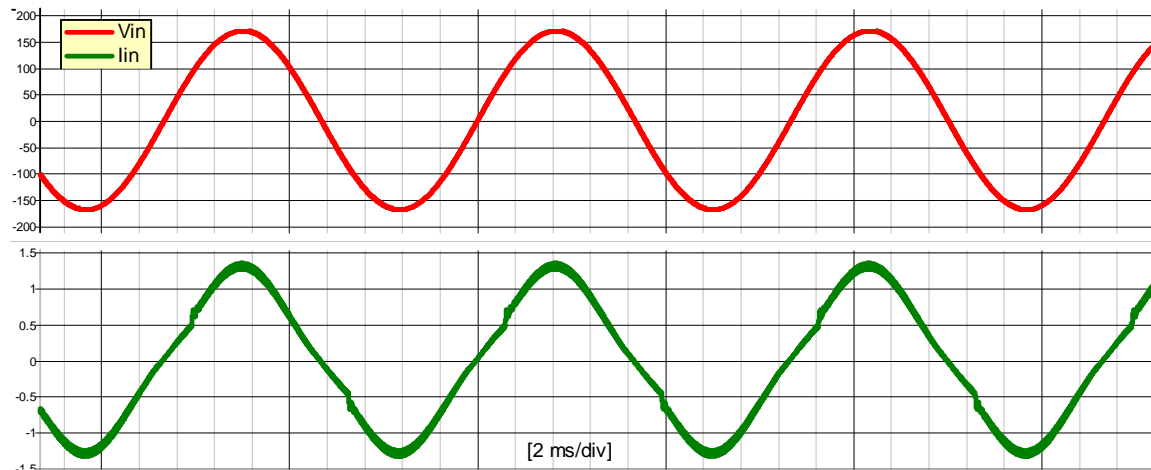
Para comprobar la operación del ejemplo de diseño propuesto, el convertidor de la Fig. 5.23 se simuló mediante el software SIMPLIS, cuyo diagrama esquemático se muestra en la Fig. 5.24. Nótese que se agregó un filtro  $L-C$  en la entrada para visualizar la corriente promedio.



**Figura 5.24** Diagrama esquemático de la simulación en SIMPLIS.

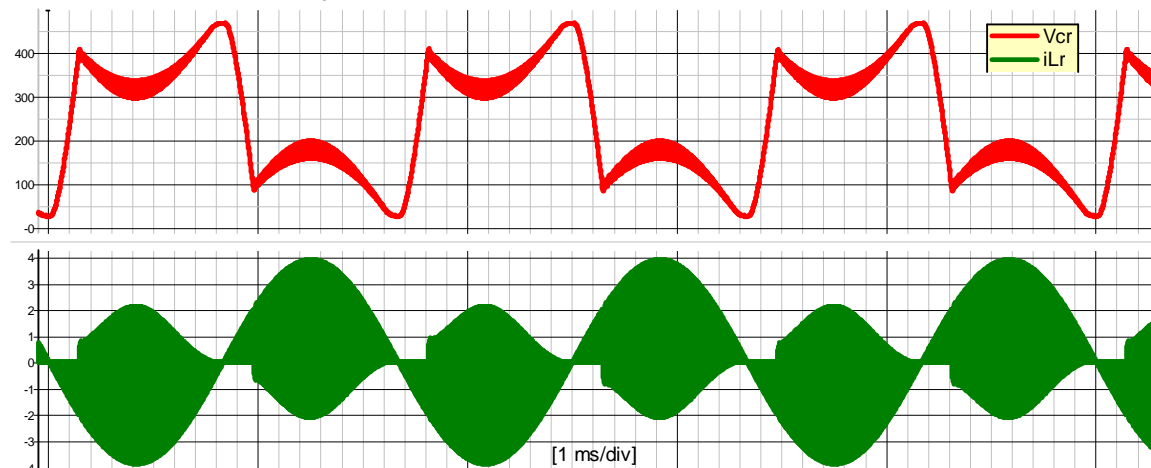


En la Fig. 5.25, se muestran las formas de onda del voltaje de entrada  $V_{in}$  y la corriente de entrada filtrada  $I_{in}$  durante algunos periodos de línea.



**Figura 5.25** Formas de onda simuladas del voltaje y corriente de entrada a frecuencia de línea.

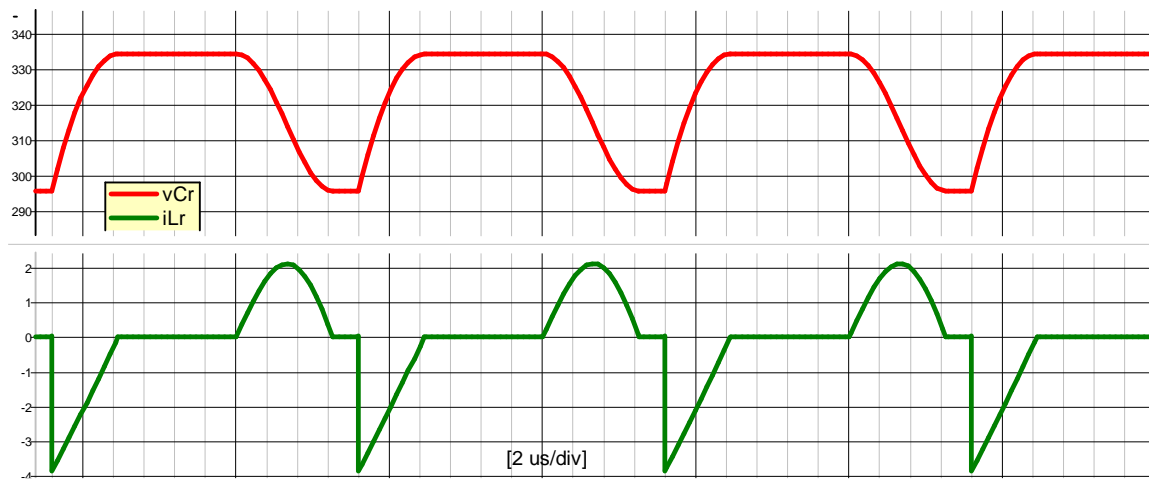
De la Fig. 5.25, se observa que la corriente de entrada  $I_{in}$  se encuentra en fase con el voltaje de entrada  $V_{in}$ . En la Fig. 5.26, se muestra la corriente en el inductor resonante  $i_{Lr}$  y el voltaje en el capacitor resonante  $v_{Cr}$  durante algunos periodos de línea.



**Figura 5.26** Formas de onda simuladas del voltaje en el capacitor resonante y corriente en el inductor resonante a frecuencia de línea.

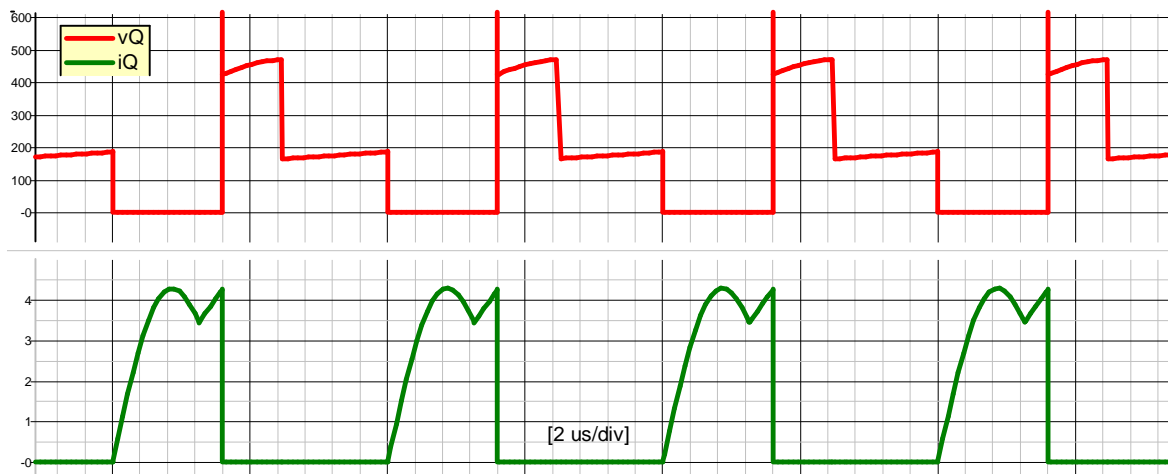
A partir de la Fig. 5.26, se puede notar que  $v_{Cr}$  presenta un valor promedio diferente durante el semiciclo positivo de línea a aquel durante el semiciclo negativo. Esta diferencia se debe a que la secuencia de conmutación durante el semiciclo positivo es diferente a la del semiciclo negativo; lo cual se predice mediante las ecuaciones desarrolladas.

En la Fig. 5.27, se muestran las formas de onda de  $v_{Cr}$  e  $i_{Lr}$  durante algunos periodos de conmutación.



**Figura 5.27** Formas de onda simuladas del voltaje en el capacitor resonante y corriente en el inductor resonante a frecuencia de conmutación.

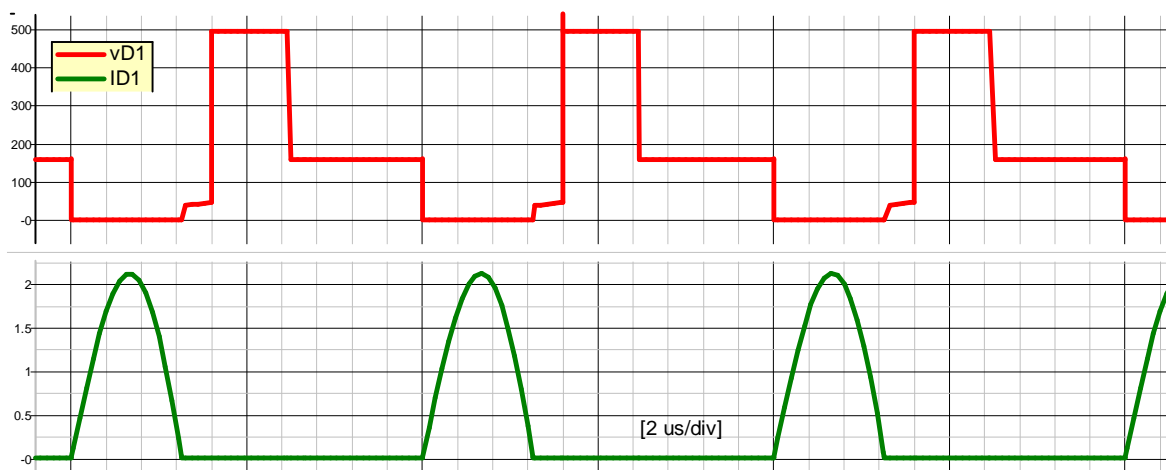
En la Fig. 5.28 se muestran las formas de onda del voltaje  $v_Q$  y la corriente  $i_Q$  en el interruptor  $Q$  durante algunos periodos de conmutación.



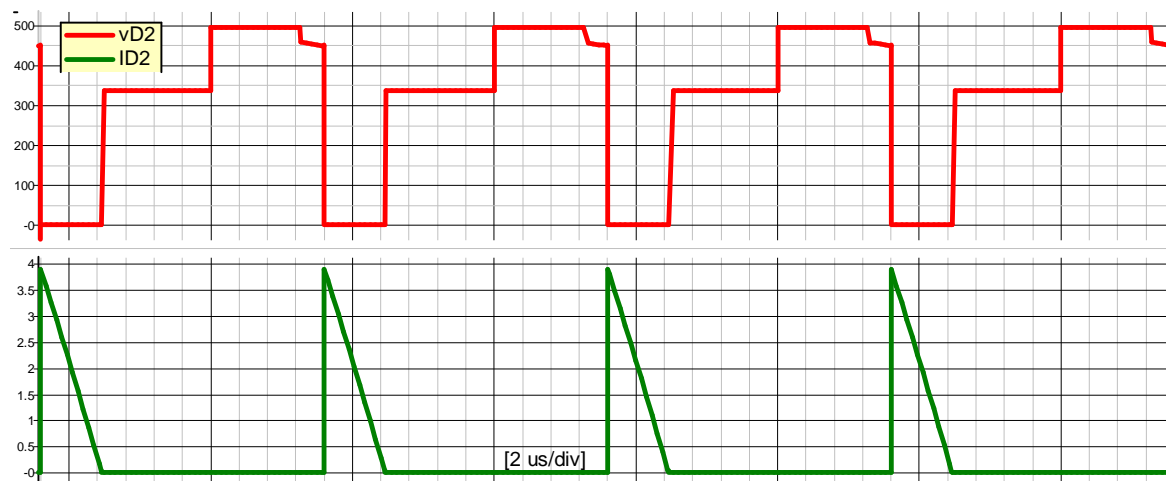
**Figura 5.28** Formas de onda simuladas de voltaje y corriente en el interruptor a frecuencia de conmutación.

A partir de la Fig. 5.28 se observa conmutación a corriente cero al encendido para el interruptor  $Q$ .

Las formas de onda de corriente y voltaje de los diodos  $D_1$  y  $D_2$  se muestran en las Figuras 5.29 y 5.30 respectivamente. De la Fig. 5.29, se observa conmutación a corriente cero durante el encendido y apagado para  $D_1$ .



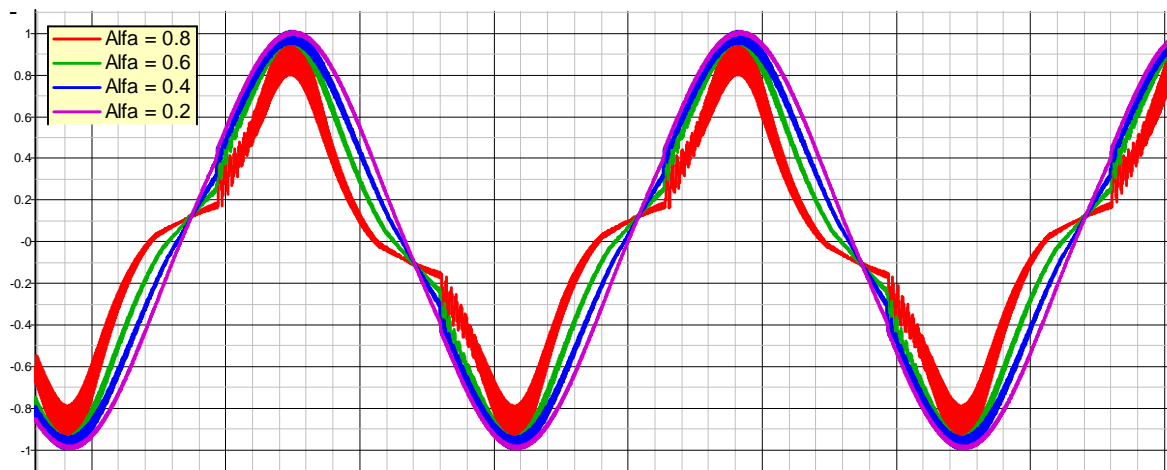
**Figura 5.29** Formas de onda simuladas del voltaje y corriente en el diodo 1 a frecuencia de conmutación.



**Figura 5.30** Formas de onda simuladas de voltaje y corriente en el diodo 2 a frecuencia de conmutación.

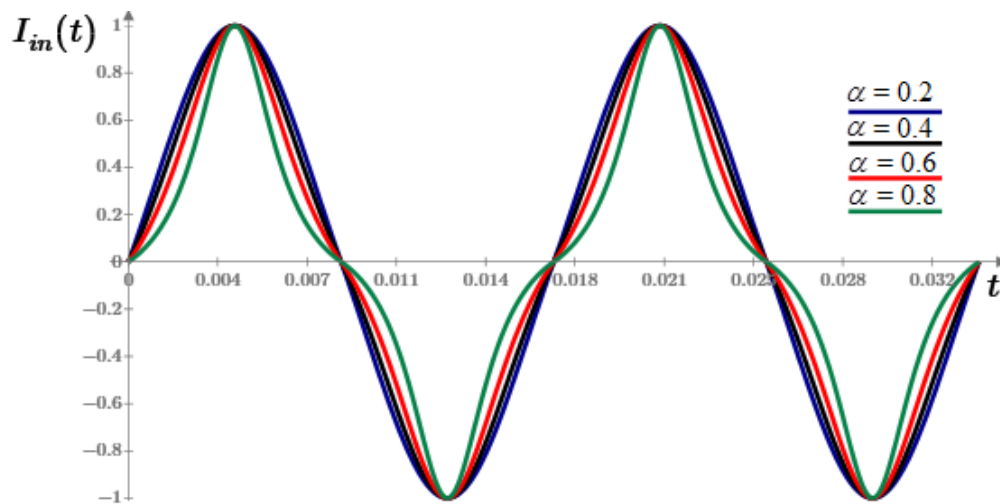
A partir de la Fig. 5.30 se observa conmutación a corriente cero en el apagado para  $D_2$ .

Para conocer la DAT de la corriente de entrada  $I_{in}$  bajo diferentes condiciones, se simuló el convertidor utilizando diferentes valores de  $\alpha$  (0.2, 0.4, 0.6 y 0.8). En las Figuras 5.31 y 5.32 se muestran las formas de onda de  $I_{in}$  obtenidas a partir de simulación y de la ecuación (4.10) respectivamente.



**Figura 5.31** Formas de onda simuladas de la corriente de entrada normalizada para diferentes valores de  $\alpha$ .

A partir de la Fig. 5.31, se observa que a medida que el valor de  $\alpha$  se aproxima a la unidad se presenta una mayor distorsión en la forma de onda de la corriente de entrada  $I_{in}$ .



**Figura 5.32** Formas de onda teóricas de la corriente de entrada normalizada.

De la Fig. 5.32, se observa que la evolución de la forma de onda de la corriente de entrada  $I_{in}$  es muy similar a la obtenida a partir de simulación.

### 5.3.3. Análisis de resultados como CFP

En la Tabla 5.12, se presenta el valor de la DAT de la corriente de entrada  $I_{in}$  a partir de simulación y el valor teórico de (4.18). Además, se presenta el valor del FP obtenido de simulación y el obtenido a partir de (4.13). Ambos para los diferentes valores de  $\alpha$  que se utilizaron.

**Tabla 5.12** Valores de DAT y FP para diferentes valores del parámetro  $\alpha$ .

$\alpha$	DAT (%)			FP		
	Teórico	Simulación	e (%)	Teórico	Simulación	e (%)
0.2	3.908	3.74	4.29	0.999229	0.999301	0.007
0.4	9.171	9.94	8.38	0.995816	0.995096	0.072
0.6	17.01	18.39	8.11	0.98586	0.983508	0.239
0.8	31.55	33.45	6.02	0.953509	0.948351	0.541

A partir de la Tabla 5.12, se observa que la diferencia entre el valor teórico y el valor simulado de la DAT es bajo, obteniéndose un error por debajo del 8.5 % en todos los casos. Por otro lado, el valor para el FP obtenido presenta una diferencia aún menor, obteniendo un error por debajo del 0.6 % en todos los casos. Cabe señalar que en las simulaciones se mantuvo el mismo filtro de entrada, lo que afecta en las formas de onda de la corriente de entrada de manera diferente para los distintos valores de  $\alpha$ . Es posible que a esto se deba las desviaciones en los resultados. Por lo tanto, a partir de los valores presentados en la Tabla 5.12, se demuestra que las expresiones obtenidas para determinar la DAT y el FP predicen de forma muy aproximada su magnitud.

Con el fin de conocer el contenido armónico de la corriente de entrada  $I_{in}$  para los diferentes valores de  $\alpha$ , se obtuvieron las magnitudes del armónico 1 al 15 a partir de simulación y de forma teórica. En la Tabla 5.13, se muestra la comparación entre estos dos valores y el porcentaje del enésimo armónico con respecto a la fundamental para los diferentes valores de  $\alpha$ .

**Tabla 5.13** Contenido armónico de la corriente de entrada para diferentes valores de  $\alpha$ .

Orden armónico	$\alpha = 0.2$			$\alpha = 0.4$			$\alpha = 0.6$			$\alpha = 0.8$		
	Teo (A)	Sim (A)	Resp. fund. (%)	Teo (A)	Sim (A)	Resp. fund. (%)	Teo (A)	Sim (A)	Resp. fund. (%)	Teo (A)	Sim (A)	Resp. fund. (%)
1	4.149	4.168	-	0.898	0.903	-	0.382	0.3828	-	0.217	0.2174	-
3	0.161	0.151	3.62	0.082	0.086	9.52	0.065	0.069	18.02	0.067	0.069	31.73
5	0.015	0.027	0.64	0.003	0.009	0.99	0.004	608 u	0.15	-	0.012	5.51
7	0.005	0.015	0.35	0.002	0.006	0.66	0.001	0.004	1.04	0.004	0.005	2.29
9	0.003	0.009	0.21	836 u	0.004	0.44	0.001	0.002	0.52	125 u	0.002	0.91
11	-	0.007	0.16	-	0.003	0.33	0.003	0.002	0.52	338 u	0.001	0.46
13	-	0.006	0.14	-	0.003	0.33	-	0.002	0.52	0.002	0.001	0.46
15	-	0.006	0.14	-	0.003	0.33	-	0.001	0.26	-	995 u	0.45

En la Tabla 5.14, se muestra la magnitud simulada y el porcentaje con respecto a la fundamental del enésimo armónico en comparación con los límites establecidos por las diferentes clases de la norma IEC 61000-3-2.

**Tabla 5.14** Comparación entre la magnitud de los armónicos de la corriente de entrada y las diferentes clases de la norma IEC610003-2.

	Orden de Armónico	Sim (A)	Resp. fund. (%)	Clases de norma			
				A (A)	B (A)	C (%)	D (mA/W)
$\alpha = 0.2$	3	0.151	3.62	2.3	3.45	29.97	3.4
	5	0.027	0.64	1.4	2.1	10	1.9
	7	0.015	0.35	0.77	1.155	7	1.0
	9	0.009	0.21	0.40	0.315	5	0.5
	11	0.007	0.16	0.33	0.495	3	0.35
	13	0.006	0.14	0.21	0.315	3	0.29
	15	0.006	0.14	0.08	0.12	3	0.25
$\alpha = 0.4$	3	0.086	9.52	2.3	3.45	29.85	3.4
	5	0.009	0.99	1.4	2.1	10	1.9
	7	0.006	0.66	0.77	1.155	7	1.0
	9	0.004	0.44	0.40	0.315	5	0.5
	11	0.003	0.33	0.33	0.495	3	0.35
	13	0.003	0.33	0.21	0.315	3	0.29
	15	0.003	0.33	0.08	0.12	3	0.25
$\alpha = 0.6$	3	0.069	18.02	2.3	3.45	29.5	3.4
	5	608 u	0.15	1.4	2.1	10	1.9
	7	0.004	1.04	0.77	1.155	7	1.0
	9	0.002	0.52	0.40	0.315	5	0.5
	11	0.002	0.52	0.33	0.495	3	0.35
	13	0.002	0.52	0.21	0.315	3	0.29
	15	0.001	0.26	0.08	0.12	3	0.25
$\alpha = 0.8$	3	0.069	31.73	2.3	3.45	28.45	3.4
	5	0.012	5.51	1.4	2.1	10	1.9
	7	0.005	2.29	0.77	1.155	7	1.0
	9	0.002	0.91	0.40	0.315	5	0.5
	11	0.001	0.46	0.33	0.495	3	0.35
	13	0.001	0.46	0.21	0.315	3	0.29
	15	995 u	0.45	0.08	0.12	3	0.25

A partir de los datos presentados en la Tabla 5.14, se observa que los armónicos de la corriente de entrada satisfacen en su mayoría los límites establecidos por todas las clases. Siendo la única excepción el caso de  $\alpha = 0.8$ , donde el porcentaje con respecto a la fundamental del 3er armónico sobrepasa el límite establecido de la clase C. Cabe mencionar que los límites están hechos para un voltaje de entrada de 220 V y que aun cuando los resultados presentados son para un voltaje de 120 V el ejemplo de diseño cumple en su mayoría con los límites establecidos.

De esta forma, la metodología propuesta para el convertidor como CFP ha sido validada mediante resultados de simulación. Así mismo, se ha demostrado que las expresiones que se obtuvieron para determinar tanto la DAT como el FP presentan errores bajos.

# Conclusiones

### 6.1. Conclusiones

Una de las principales causas que afectan la calidad en el suministro de energía hoy en día, es la proliferación de los dispositivos electrónicos que se utilizan como parte de nuestras actividades diarias, tales como computadoras y electrónica de consumo. Debido a ello, los efectos causados por las corrientes armónicas en la RSE se han incrementado significativamente.

La mayoría de estos dispositivos electrónicos utilizan en su etapa de entrada un esquema de rectificación, formado por un puente rectificador completo y un capacitor de gran tamaño. Sin embargo, es sabido que el uso de este esquema convencional para la conversión de CA a CD no permite satisfacer los requerimientos de la normatividad actual, en donde se exige un bajo contenido armónico, un Factor de Potencia alto y alta eficiencia.

Como parte de las soluciones que se han desarrollado ante esta problemática se encuentran las topologías con Corrección del Factor de Potencia *sin puente*, las cuales además de corregir el Factor de Potencia ofrecen ventajas en cuanto a eficiencia, tamaño y costo. El objetivo principal de una topología con CFP *sin puente* es reducir el número de DS en conducción mediante la eliminación del puente rectificador a la entrada; lo cual permite disminuir principalmente las pérdidas por conducción y así aumentar la eficiencia.

En la literatura se han propuesto diversos circuitos con CFP *sin puente*, los cuales se han basado en las diferentes topologías de convertidores CD-CD convencionales (*Boost*, *Cuk*, *SEPIC*, *Flyback*). Sin embargo, uno de los trabajos que ha llamado la atención ha sido el convertidor sin puente rectificador propuesto en [1], el cual a partir de resultados experimentales ha reportado un FP del 0.999, una eficiencia mayor al 98 % y una DAT del 1.7 %. A pesar de que el autor de esta topología presentó algunas características y el principio de operación en [26]–[28], actualmente no existe un análisis formal de este convertidor en ninguna de estas referencias ni en la literatura. Por lo tanto, debido a las bondades que presenta esta topología, resulta necesario llevar a cabo un análisis formal a través del cual se obtengan las ecuaciones que definen su operación y de esta forma derivar una metodología de diseño que permita su implementación.

A partir del análisis presentado en este trabajo de investigación se hacen las siguientes conclusiones:

- 1) El convertidor *sin puente rectificador* propuesto en [1] se comporta naturalmente como un emulador de resistencia cuando es operado en MCD con un tiempo de encendido constante y frecuencia de conmutación variable. Lo cual fue validado mediante las ecuaciones que se obtuvieron a partir del análisis presentado.

- 2) La forma de onda de la corriente de entrada es dependiente de la ganancia del convertidor, similar al convertidor *Boost*, a pesar de que la forma de onda de esta corriente es muy diferente en ambos casos.
- 3) La calidad de la forma de onda de la corriente de entrada cumple con los requerimientos de la norma IEC 61000-3-2 en cualquiera de sus clases. Aunque se debe cumplir una ganancia mínima para satisfacer la norma.

Finalmente, se menciona que este convertidor ofrece ventajas frente a otras topologías con CFP convencionales, ya que permite realizar la CFP en una sola etapa y elimina completamente el puente rectificador a la entrada. Así mismo, esta topología ofrece una gran versatilidad, ya que se puede incluir fácilmente aislamiento galvánico y de esta forma ofrecer una versión para un sistema tanto monofásico como trifásico.

## **6.2. Aportaciones del trabajo de Tesis**

- Análisis del convertidor como convertidor CD-CD en MCC.
- Análisis del convertidor como convertidor CD-CD en MCD.
- Análisis del convertidor como CFP en MCD.
- Metodologías de diseño para operación en MCC, MCD, CFP y validación de los análisis y metodologías.

## **6.3. Trabajos Futuros**

Con el fin de enriquecer el trabajo de investigación realizado, se propone realizar las siguientes actividades:

- Implementar el convertidor sin rectificador operando como CFP. Esto con la finalidad de comprobar experimentalmente tanto la metodología de diseño como las expresiones obtenidas para evaluar la DAT y el FP.
- Realizar un análisis dinámico del convertidor a través del cual pueda derivarse el modelo a pequeña señal y las correspondientes funciones de transferencia para llevar a cabo la implementación del convertidor en lazo cerrado.
- Realizar un análisis de pérdidas con el fin de evaluar la eficiencia del convertidor y así contar con los parámetros necesarios para llevar a cabo una optimización de la eficiencia.
- Analizar matemáticamente la influencia de la red resonante en el comportamiento dinámico y sus efectos en la corrección del factor de potencia.
- Investigar el uso de esta estructura en distintas aplicaciones, particularmente en aplicaciones de muy baja potencia, tales como cosechadores de energía (RF *energy harvesters*) y colectores solares.



# Referencias

- [1] S. Cuk, “Bridgeless PFC Converter”, Patent application number: US 0259240 A1. Publication date: 10/14/10.
- [2] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, and H. W. Beaty. *Electrical Power Systems Quality*. New York, Mc Graw-Hill, 2002.
- [3] M. Awad, “Review Power Quality Issues”, *Modern Applied Science*, vol. 6, no. 2, pp. 52-60, Jan. 2012.
- [4] T. Gao, J. Cao, Y. Xu, H. Zhang, P. Yu, and S. Yao, “From Power Quality to Power Experience”, in *International Conference on Networking and Distributed Computing ICNDC 2013*, pp. 116–120.
- [5] S. Hardi and I. Daut, “Sensitivity of Low Voltage Consumer Equipment to Voltage Sags”, in *International Power Engineering and Optimization Conference PEOCO 2010*, pp. 23–24.
- [6] Mohibullah and S. H. Laskar, “Power Quality Issues and Need of Intelligent PQ Monitoring in the Smart Grid Environment”, in *47th International Universities Power Engineering Conference UPEC 2012*, pp. 4–7.
- [7] S. Lee, “Effects of Input Power Factor Correction on Variable Speed Drive Systems”, Ph. D. In Electrical and Computer Engineering Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, February 1999.
- [8] M. Hernandez, “Análisis Comparativo entre las Topologías ‘Boost’, ‘SEPIC’ y ‘Cuk’ usadas como Correctoras del Factor de Potencia.”, Tesis de Maestría, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET, Cuernavaca, México, Junio, 1995.
- [9] C. Aguilar, “Topologías Integradas de Cargadores/Descargadores de Baterías con CFP para Sistemas de Alimentación Distribuidos”, Tesis de Doctorado, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET, Cuernavaca, México, Octubre, 1998.
- [10] “Harmonic Current Emissions, Guidelines to the standard EN 61000-3-2”, *European Power Supply Manufacturers Association*, 2010. [Online]. <http://www.epsma.org>
- [11] “80 PLUS Certified Power Supplies and Manufacturers”, 2015. [Online]. Available: <http://www.plugloadsolutions.com/80PlusPowerSupplies.aspx>.

- [12] A. A. Fardoun, E. H. Ismail, M. A. Al-saffar, and A. J. Sabzali, "New Real Bridgeless High Efficiency AC-DC Converter", in *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2012*, pp. 317–323.
- [13] J. M. Alonso, J. Viña, D. G. Vaquero, G. Martínez, and R. Osorio, "Analysis and Design of the Integrated Double Buck–Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, April 2012, pp. 1689–1697.
- [14] S. K. Ki and D. D. Lu, "Implementation of an Efficient Transformerless Single-Stage Single-Switch AC/DC Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, December 2010, pp. 4095–4105.
- [15] Y. C. Yan, S. J. Cheng, C. C. Chaung, H. J. Chiu, L. Y. Kang, and S. C. Mou, "A Single-Stage Soft-Switching Flyback Converter for Power-Factor-Correction Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, June 2010, pp. 2187–2190.
- [16] D. D. C. Lu and S. K. Ki, "Light-Load Efficiency Improvement in Buck-Derived Single-Stage Single-Switch PFC Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, May 2013, pp. 2105–2110.
- [17] A. AL-Kaabi, A. Fardoun, and E. Ismail, "High Efficiency Bridgeless Unity Power Factor Cuk Converter Topology", *International Conference on Renewable Energies and Power Quality ICREPQ 2013*, no. 11, pp. 1–5, 2013.
- [18] V. Bist and B. Singh, "Improved Power Quality Bridgeless Cuk Converter Fed Brushless DC Motor Drive for Air Conditioning System", *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 5, May 2013, pp. 902–913.
- [19] D. Bortis, L. Fassler, and J. W. Kolar, "Comprehensive Analysis and Comparative Evaluation of the Isolated True Bridgeless Cuk Single-Phase PFC Rectifier System", in *2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics COMPEL*, pp. 1–9.
- [20] A. A. Fardoun, E. H. Ismail, A. J. Sabzali, and M. A. Al-saffar, "New Efficient Bridgeless Cuk Rectifiers for PFC Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, July 2012, pp. 3292–3301.
- [21] A. J. Sabzali, E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, and A. A. Fardoun, "A New Bridgeless PFC Sepic and Cuk Rectifiers with Low Conduction and Switching Losses", in *Power Electronics and Drive Systems*, 2009, pp. 550–556.

- [22] H. Farzaneh-Fard and M. Mahdavi, "Bridgeless CUK Power Factor Correction Rectifier with Reduced Conduction Losses", *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 9, November 2012, pp. 1733–1740.
- [23] M. Gopinath and S. V., "Efficiency Analysis of Bridgeless Cuk Converter for PFC Applications", in *International Conference on Information Communication and Embedded Systems ICICES 2013*, pp. 1052–1056.
- [24] K. Mok, Y. Lai, and K. Loo, "A Single-Stage Bridgeless Power-Factor-Correction Rectifier Based on Flyback Topology", in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference INTELEC 2011*, pp. 1–6.
- [25] C. Zheng, H. Ma, B. Gu, R. Chen, E. Faraci, W. Yu, J.-S. Lai, and H.-S. Koh, "An Improved Bridgeless SEPIC PFC Rectifier with Optimized Magnetic Utilization, Minimized Circulating Losses, and Reduced Sensing Noise", *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2013*, pp. 1906–1911.
- [26] S. Cuk, "Single-Stage Bridgeless Isolated PFC Converter Achieves 98% Efficiency Part 3", *Power Electronics Technology*, 2010, pp. 22–31.
- [27] S. Cuk, "Single-Stage Isolated Bridgeless PFC Converter Achieves 98% Efficiency", *Power Electronics Technology*, 2010, pp. 28–37.
- [28] S. Cuk, "Bridgeless PFC Converter Achieves 98%, 0.999 Power Factor Part 2", *Power Electronics Technology*, 2010, pp. 34–41.
- [29] J. M. Hancock, "Bridgeless PFC Boosts Low-Line Efficiency", *Power Electronics Technology*, 2008, pp. 14–20.
- [30] M. R. Sahid, A. H. M. Yatim, and N. D. Muhammad, "A Bridgeless Cuk PFC Converter", *IEEE Applied Power Electronics Colloquium APEC 2011*, pp. 81–85.
- [31] M. Brkovic and S. Cuk, "Input Current Shaper Using Cuk Converter", in *IEEE 14th International Telecommunications Energy Conference INTELEC 1992*, pp. 532–539.
- [32] A. J. Sabzali, E. H. Ismail, and S. Member, "A New Bridgeless PFC Sepic and Cuk Rectifiers with Low Conduction and Switching Losses Abbas A . Fardoun", in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2009*, pp. 550–556.
- [33] S. C. Rajappan and N. John, "An Efficient Bridgeless Power Factor Correction Boost Converter", *7th International Conference on Intelligent Systems and Control ISCO 2013*, pp. 55–59.

- [34] C. Zheng, H. Ma, B. Gu, R. Chen, E. Faraci, and W. Yu, "An Improved Bridgeless SEPIC PFC Rectifier with Optimized Magnetic Utilization, Minimized Circulating Losses, and Reduced Sensing Noise", in *28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2013*, pp. 1906–1911.
- [35] A. J. Sabzali, E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, and A. A. Fardoun, "New Bridgeless DCM Sepic and Cuk PFC Rectifiers with Low Conduction and Switching Losses", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 2, March 2011, pp. 873–881.
- [36] K.-H. Liu and Y.-L. Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters", in *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '89*, pp. 825–829.
- [37] M. K. Nalbant, "Power Factor Calculations and Measurements", in *Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'90, Conference*, pp. 543–552.